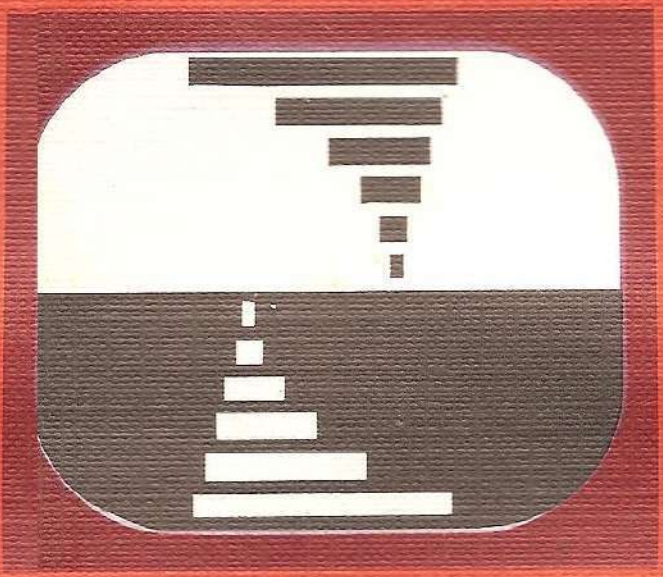
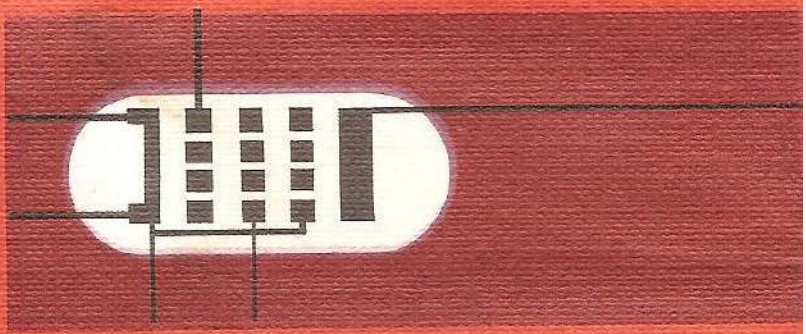
M. VARLIN

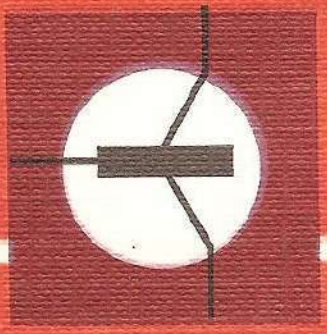
RECEPTEURS DE TELEVISION



TUBES ET TRANSISTORS

V.H.F. U.H.F.





EDITIONS RADIO

Les 5 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande

★

Toute l'Electronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934 (11 numéros par an). 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.

Le n° 5 F

Abonnement (un an) : France 45 F; Etranger 65 F.

★

T.E.S.T. TECHNIQUES ELECTRONIQUES SON TELEVISION

Revue mensuelle fondée en 1970 et consacrée principalement à l'étude de l'appareillage « grand public » et audio-visuel (10 numéros par an). Une part importante traite des méthodes et appareils modernes de mesures et de dépannage. S'adresse aux revendeurs, artisans, dépanneurs et étudiants.

Le n° 3,50 F

Abonnement (un an) : France 30 F; Etranger : 40 F.

★

Electronique & microélectronique industrielles

Revue fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie (16 numéros par an).

Le n° 7,50 F

Abonnement (un an) : France 85 F; Etranger 120 F

★

ELECTRONIQUE ACTUALITÉS

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

Le n° 2,50 F

Abonnement (un an) : France 75 F; Etranger 100 F.

★

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle fondée en 1972 (11 numéros par an). Seule revue en France spécialisée dans les techniques et applications industrielles de l'automatisation.

Le n° 10 F

Abonnement (un an) : France 100 F; Etranger 130 F

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

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

Récepteurs de TÉLÉVISION

(tubes et transistors)

M. VARLIN

★

Récepteurs de TÉLÉVISION

(tubes et transistors)

CONCEPTION ET RÉALISATION DES RÉCEPTEURS MONO-DÉFINITION ET MULTISTANDARD

2ème Edition

ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, Paris 6e

© Editions Radio, 1964

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays. Microfilm et reproduction photographique, mêmes partiels, interdits

Réimpression Photomécanique
LES PROCEDES DOREL - PARIS
Imprimé en France

Dépôt légal : 1er Trimestre 1972
Editeur n° 536 – Imprimeur n° 54770

PRÉFACE

Plusieurs centaines d'ouvrages ont été consacrés à la technique de la télévision depuis quelque 30 ans, c'est-à-dire depuis que l'on a commencé à diffuser, par radio, ces images qui font aujourd'hui les délices de millions de téléspectateurs.

Dans cette abondante littérature, on peut distinguer des ouvrages d'un niveau élémentaire, destinés à initier le profane aux principes mêmes de la télévision. Il en est d'autres qui, faisant abondamment appel à l'appareil mathématique, se livrent à une analyse approfondie des divers problèmes suscités par la transmission des images. Ce qui, cependant, est rare, ce sont les livres écrits par des praticiens pour des praticiens, se plaçant à un niveau moyen et répondant aux besoins de ceux-là mêmes qui œuvrent dans le domaine de l'industrie de la télévision.

Le présent ouvrage de M. VARLIN appartient justement à cette catégorie un peu exceptionnelle. Depuis de longues années, son auteur est directeur technique de l'une des plus importantes maisons de production de téléviseurs. C'est dire qu'il a « vécu » toutes les phases du développement du téléviseur moderne, qu'il a eu à affronter toutes les difficultés et à résoudre tous les problèmes passablement complexes que posent la conception et la réalisation des récepteurs d'images. L'expérience qu'il a acquise dans ce domaine est prodigieuse. Et de cette expérience, il fait bénéficier généreusement les lecteurs du présent ouvrage.

Quand on le lit, on sent que les notions exposées ne sont pas le fruit d'une érudition acquise en compulsant d'autres volumes consacrés au même sujet, mais qu'elles résultent d'un permanent contact avec la réalité de la technique.

Et, par le truchement de l'auteur, le lecteur lui-même est mis « en prise directe » avec l'ensemble des problèmes que suscite la télévision.

L'auteur s'adresse à ceux qui possèdent des notions générales de radioélectricité. De ce fait, il n'a pas à remâcher la théorie élémentaire des circuits électriques, ni à rappeler le fonctionnement des tubes à vide et des transistors. D'emblée, il entre de plain-pied dans les notions fondamentales de la télévision et expose le fonctionnement des émetteurs. Cependant, son ouvrage est orienté,

dans sa majeure partie, sur le récepteur d'images, dont il analyse avec un soin minutieux aussi bien l'anatomie, c'est-à-dire la constitution, que la physiologie, c'est-à-dire le fonctionnement. Il en passe successivement en revue tous les circuits élémentaires ainsi que tous les dispositifs annexes.

Le livre aurait été périmé si le rôle et l'emploi des transistors dans le domaine de la télévision n'y étaient pas examinés avec le plus grand soin. M. VARLIN a suivi toute la période de la transistorisation des téléviseurs. Aussi parle-t-il de l'emploi des transistors en toute connaissance de cause.

En résumé, on ne saurait trop conseiller l'étude de ce livre tant à ceux qui abordent la télévision après avoir acquis des connaissances fondamentales en radioélectricité qu'à ceux qui, travaillant déjà dans une des branches de la télévision, souhaitent systématiser leurs connaissances, les approfondir et, de ce fait même, élever leur qualification professionnelle. A tous, le livre apportera une aide précieuse et une documentation résumant de nombreuses années de pratique.

E. AISBERG

PROBLÈMES GÉNÉRAUX

1.1 L'œil humain.

C'est à deux propriétés de l'œil, que certains esprits mal intentionnés appellent défauts, que nous devons la possibilité de transmettre à distance, et de façon relativement simple, des images animées.

La première, qui d'ailleurs est déjà à la base de la technique du cinéma, est le *manque de pouvoir séparateur de l'œil dans le temps*, ou persistance des sensations sur la rétine. Ainsi, deux impressions lumineuses se succédant à un intervalle inférieur à environ 1/15e de seconde seront fondues par l'œil en une seule, la rétine étant demeurée impressionnée par la première pendant toute la durée de l'interruption.

La seconde propriété de l'œil nous intéressant est son *pouvoir séparateur dans l'espace*, ou plus exactement, la limite de ce pouvoir : deux points situés sous des angles inférieurs à une minute environ par rapport à l'œil sont confondus par lui, et réunis en un seul. C'est ce phénomène qui a amené la mise au point du procédé de fabrication des clichés permettant la reproduction des photographies dans l'imprimerie, ou « similigravure ». Regardées d'une certaine distance, ces reproductions donnent une impression de continuité agréable, mais, vues de près, on constate qu'elles sont constituées par un assemblage de points dont la structure apparaît d'autant plus grossière que la distance de laquelle on les contemple diminue. On voit donc qu'il est possible de restituer une image de façon convenable en la décomposant en un nombre suffisamment élevé d'informations élémentaires.

On démontre que, pour obtenir une image de qualité suffisante, ce nombre peut se situer entre 500 000 et 1 000 000.

Le nerf optique transmet en bloc au cerveau toutes les informations recueillies par les éléments sensibles disposés sur la rétine. Ces éléments sensibles sont de deux sortes : les cônes et les bâtonnets. Les cônes, au nombre de 6 000 000 environ, possèdent une sensibilité relativement faible, mais, du fait de leur sélectivité marquée, ils permettent, en vision diurne, la perception des couleurs. Les bâtonnets, au nombre de 100 000 000 environ, possèdent une sensibilité élevée qui permet la vision nocturne ou avec des éclairages faibles (et donc l'appréciation en luminance) mais ne permettent pas la perception des couleurs.

Reçues et emmagasinées par la rétine, les images sont transmises au cerveau grâce à près d'un million de fibres nerveuses constituant le nerf optique. Le nombre d'organes sensitifs étant beaucoup plus élevé que celui de ces fibres, un certain nombre d'informations passe donc par la même, et cela surtout dans la zone périphérique de l'œil, dans laquelle la définition est peu élevée. Mais, au voisinage du centre de la rétine, chaque élément sensible est connecté individuellement à une fibre nerveuse, et l'image formée sur cette zone est définie avec le maximum de précision. C'est cette zone que l'on utilise pour la vision précise. Ainsi donc, l'œil humain retransmet à chaque instant près de 1 000 000 d'informations différentes qui parviennent au cerveau moins d'un centième de seconde après avoir été perçues.

Malgré tous nos progrès techniques, nous ne savons pas encore égaler, de façon simple, cette merveille de la nature. En effet, le coût d'une transmission augmente très vite avec le nombre d'informations simultanées à transmettre. Aussi les deux particularités de l'œil décrites plus haut vont-elles se révéler précieuses. En effet, au lieu d'essayer, à l'égal de l'œil, de retransmettre simultanément toutes les informations contenues dans l'image, celles-ci seront transmises *successivement*, les unes après les autres, dans un ordre bien établi, et avec une rapidité telle que l'œil ne puisse pas percevoir la discontinuité de cette analyse.

1 . 2 Analyse de l'image.

Il est possible d'imaginer différentes sortes de lois d'analyse de l'image. Il est probable que, si le problème était posé actuellement, il recevrait une tout autre solution que celle choisie à l'origine de la télévision. Mais, de même que les premières automobiles imitaient par leur forme extérieure les anciennes voitures à cheval, le mode d'exploration de l'image découle de la manière dont l'analyse était effectuée par le disque de Nipkow. Le disque a été remplacé par des moyens plus rapides et plus commodes, mais le principe est resté le même. Ce principe est d'ailleurs encore beaucoup plus ancien que le disque de Nipkow, puisque c'est celui que nous utilisons pour la lecture des langues occidentales. Il est d'ailleurs curieux de constater, à ce propos, que des habitudes ancrées, génération par génération, finissent par former des rails directeurs de la raison auxquels il est difficile d'échapper. Ainsi, exactement comme le lecteur de ce livre, qui, ne pouvant assimiler d'un coup une page complète, analyse lettre par lettre pour former les mots, et ligne par ligne pour lire une page, l'image sera analysée de gauche à droite et de haut en bas. Chaque ligne portera d'ailleurs en télévision le même nom que celui utilisé en imprimerie : « *ligne* », mais le mot « page » sera remplacé par *trame* pour désigner l'ensemble des lignes contenues dans une exploration complète, allant du haut en bas, de l'image.

Tous les standards de télévision existant de par le monde utilisent ce même principe. Ils ne diffèrent entre eux, dans le domaine de la loi d'exploration de l'image, que par le *nombre de lignes* par trame, et le *nombre de trames* par seconde. Naturellement, plus le nombre de lignes par trame sera élevé, meilleure sera l'image, puisque l'analyse sera plus précise et permettra de faire ressortir des détails de plus en plus fins. En revanche, il faudra également augmenter la bande passante globale des fréquences à transmettre, ce qui augmentera très vite le prix des installations. De même, en augmentant le nombre de trames par seconde, on évitera le risque de scintillements de l'image dont l'observation sera alors rendue plus agréable, mais, là encore, la bande passante devra être accrue proportionnellement.

Dans le cinéma professionnel, le nombre d'images projetées par seconde s'élève à 24. A cette cadence, on peut encore percevoir parfois un scintillement gênant, et c'est pourquoi l'image est généralement obturée deux fois, ce qui amène la cadence réelle à 48 images/seconde. En télévision, la cadence de répétition des images est voisine de ce chiffre, et, pour des raisons de commodité, égale à la fréquence du courant délivré par le réseau de distribution d'énergie électrique, soit 50 périodes en Europe, et 60 aux Etats-Unis.

Le nombre de lignes par trame nécessaire pour une restitution agréable de l'image se situe entre 500 et 1 000, mais un artifice d'analyse de l'image, dénommé « entrelaçage », permet de diminuer ce nombre de moitié.

En effet, l'œil est d'autant moins sensible au scintillement que l'espace qui sépare deux informations est plus petit. On pourrait donc, au lieu d'analyser l'image avec le nombre total de lignes au cours d'une exploration, ne le faire qu'avec la moitié de ce nombre, et effectuer une seconde exploration en décalant la position de départ des lignes de façon qu'elles se placent entre celles de la première exploration.

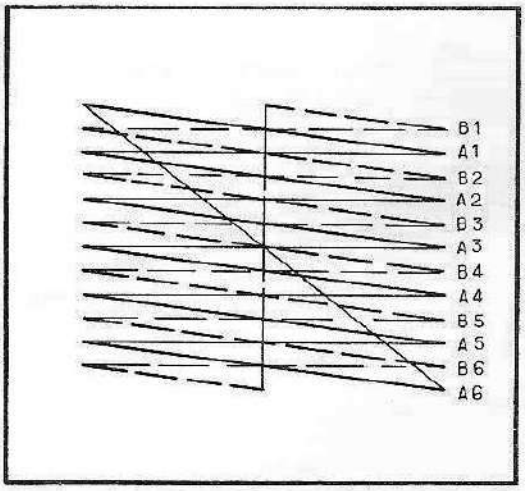


Fig. 1. — Entrelaçage des lignes pendant l'exploration et la restitution de l'image. Les lignes de la trame B se placent dans l'intervalle qui sépare deux lignes de la trame A.

De cette façon, le nombre apparent de lignes paraîtra le double du nombre réel. La cadence d'exploration d'une parcelle de l'image ne sera que la moitié de la cadence totale, mais le scintillement n'apparaîtra pas, car les zones explorées pendant une trame sont très voisines de celles qui sont explorées à la suivante.

Ainsi, en fait, lorsque l'on parle de standard 819 lignes, par exemple, il s'agit en réalité d'explorations successives de l'image décomposée, 50 fois par seconde, en 409 lignes. Les deux trames étant intercalées l'une dans l'autre, l'image est apparemment divisée en 819 lignes. Cela permet donc d'obtenir, avec un nombre de lignes donné par trame, une finesse d'exploration doublée sans augmentation de la bande passante qui est liée, elle, directement au nombre de lignes par seconde réellement explorées (fig. 1).

1 . 3 La synchronisation.

En première approximation, la chaîne de transmission d'une image comprendra

— à l'émission, un *traducteur lumière-courant* qui explorera chaque parcelle de l'image suivant une loi dont nous connaissons les principes, mais qui différera numériquement suivant le standard adopté,

— et, à la réception, un *traducteur courant-lumière* qui reconstituera, parcelle par parcelle, l'image explorée à l'émission.

Nous n'entrerons pas, pour l'instant, dans le détail de ce que nous appelons traducteurs lumière-courant, et courant-lumière. Nous verrons plus loin, dans un chapitre spécial, ce que l'on entend par cette expression. Contentons-nous, maintenant, de définir le traducteur lumière-courant comme un organe délivrant une tension proportionnelle à la luminosité de la parcelle d'image explorée, et le traducteur courant-lumière comme un organe qui délivre une intensité lumineuse proportionnelle à une tension de commande.

Il faudra naturellement que l'analyse s'effectue rigoureusement d'une façon identique sur les deux traducteurs. Faute de quoi, l'image restituée serait incohérente, et non représentative de l'image explorée.

En effet, la position de chaque parcelle d'image restituée doit être exactement celle de la parcelle d'image explorée. Si celle-ci se situe à un instant donné en haut et à gauche, par exemple, sa restitution doit s'effectuer au même endroit. Le problème est donc double : donner d'une part à chaque parcelle d'image restituée une luminosité proportionnelle à celle de l'image explorée, et, par ailleurs, positionner correctement cette parcelle dans l'image.

Comment assurer cette coordination entre ces deux mouvements ? On aurait pu envisager l'émission d'une information sous la forme d'un signal spécial, complémentaire, dont le seul but aurait été l'obtention de la simultanéité des mouvements. En fait, la solution choisie consiste à incorporer au signal traduisant l'intensité lumineuse de l'image un autre signal, dit de synchronisation, constitué par une impulsion de forme bien déterminée, à chaque fin de ligne et à chaque fin de trame.

Les signaux de fin de ligne et de fin de trame présentent des caractéristiques différentes de forme et de durée, ce qui permet une identification facile à la réception. Une fois le départ ligne ou le départ trame donné, aucune synchronisation de mouvement n'est prévue entre l'émission et la réception. Cela n'a qu'une importance secondaire ; en effet, même si les deux mouvements ne sont pas parfaitement identiques, mais sous condition que le départ s'effectue en même temps, l'image sera cohérente, et seulement affectée d'un défaut de linéarité.

Le signal complet, comprenant les informations résultant de l'exploration de l'image et les impulsions de synchronisation, prend le nom de *signal vidéo*.

1 . 4 Séparation des signaux de synchronisation.

Le signal vidéo comprend donc trois sortes d'informations distinctes : le signal de luminance destiné au traducteur courant-lumière, le signal de fin de ligne et le signal de fin de trame.

Il convient de pouvoir distinguer ces signaux entre eux d'une façon sûre et simple. Pour atteindre ce but, les signaux de synchronisation lignes et trames se différencient du signal de luminance par leur valeur en amplitude. A cet effet, on réserve 70 % de l'amplitude du signal vidéo à l'information luminance, et 30 % à l'information de synchronisation. De plus, cette dernière est située au-delà du niveau du noir maximum. Ainsi, en partant de zéro, nous trouvons, jusqu'à 30 % du signal, une zone réservée aux impulsions de synchronisation, le niveau 30 % définissant le noir et le niveau 100 % le blanc maximum (fig. 2). Cette décomposition du signal en niveaux spécialisés est adoptée dans tous les standards.

Les impulsions de fin de ligne se distinguent des impulsions de fin de trame par leurs durées très différentes, la durée des impulsions de fin de trame

étant plusieurs fois supérieure à celle de fin de ligne. Dans certains standards, le signal de fin de trame est assez complexe, et nous reviendrons plus en détail sur cette question dans le chapitre consacré à ce sujet.

1 . 5 La transmission de l'image.

Le signal vidéo étant obtenu, il faut l'acheminer du lieu d'exploration de l'image vers le lieu de reconstitution. Celui-ci étant le plus souvent un récepteur isolé dans la nature, le moyen le plus commode pour lui transmettre cette

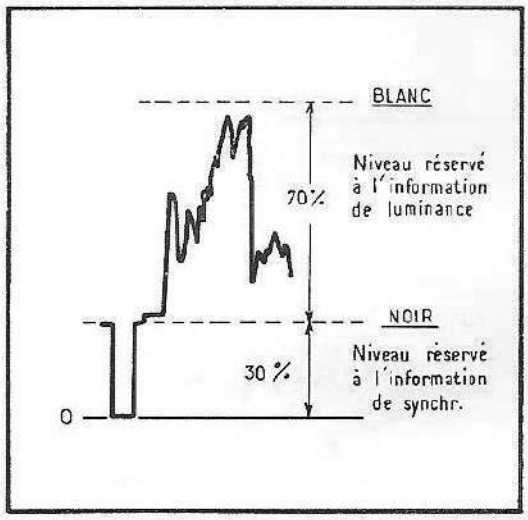


Fig. 2. — Délimitation des zones du signal video réservées au signal de synchronisation et au signal de luminance.

information est de la lui acheminer sous forme de rayonnements électromagnétiques créés par l'injection dans une antenne d'une onde porteuse haute fréquence modulée par la vidéo. Cela présente beaucoup d'analogie avec ce qui se fait habituellement en radio depuis fort longtemps.

Il existe toutefois une grande différence avec cette dernière technique : c'est la fréquence élevée de la modulation à transmettre. Alors qu'en radio celle-ci est de l'ordre de quelques kilohertz, voire de quelques dizaines de kilohertz, la bande de fréquences à transmettre en télévision s'étend du courant continu à plusieurs mégahertz, ce qui englobe la basse fréquence, les grandes, les petites et une partie des ondes courtes radio.

Il est facile de démontrer la nécessité d'une telle largeur de bande. Nous avons vu plus haut que, le pouvoir séparateur de l'œil correspondant à une minute d'angle, on estime qu'il est nécessaire, pour obtenir une image agréable, de pouvoir faire apparaître environ 800 transitions noir-blanc le long d'une ligne, c'est-à-dire sur la largeur de l'écran du récepteur. Le passage d'un blanc à un noir correspondant à une demi-sinusoïde (et encore faudra-t-il admettre que la transition s'effectue avec une douceur sinusoïdale), cela représente 400 périodes pendant la durée visible d'une ligne. Si nous admettons que cette durée est de 40 μs en 819 lignes français, la fréquence maximale à transmettre sera de 10 MHz. En 625 lignes C.C.I.R., la bande passante étant d'environ 5 MHz, la définition maximale permise sera plus faible qu'en 819 lignes français, puisqu'elle équivaudra à la possibilité de placer 270 sinusoïdes le long d'une ligne, soit 540 points séparés.

Nous devons faire remarquer à ce propos que les standards de télévision à grands nombres de lignes nécessitent, à qualité de définition horizontale égale, une bande passante plus élevée que les standards à nombre de lignes plus réduit. En d'autres termes, du 819 lignes avec une bande passante de 5 MHz sera plus mauvais, à largeur de bande égale, que du 625 lignes. En effet, nous avons vu que nous obtiendrions 540 points le long d'une ligne pour

le 625 lignes, alors que nous n'en obtiendrons que 400 pour du 819 lignes avec 5 MHz de bande passante.

Bandes passantes larges, donc fréquences d'émission élevées. En fait, celles-ci occupent quatre bandes de fréquences distinctes qui sont données par le tableau ci-dessous :

Bandes	Zone Européenne et Afrique. Fréquence en MHz	Zone américaine. Fréquence en MHz
Bande I	41 - 68	54 - 88
Bande 3	174 - 216	174 - 216
Bande 4	470 - 585	470 à 890
Bande 5	610 - 940	

Actuellement, les programmes noir et blanc sont émis sur les bandes 1 et 3, ainsi que sur les bandes 4 et 5. Le futur programme couleur ne sera transmis que sur les bandes 4 et 5.

La bande passante large et les fréquences élevées adoptées posent des problèmes techniques très spéciaux qui ont beaucoup d'analogies avec les techniques de réception radar.

Nous avons vu qu'il était nécessaire de transmettre une bande passante élevée, qui atteint 10 MHz en 819 lignes français. Dans le cas d'une modulation classique, chaque émetteur nécessiterait donc une largeur de bande de plus de 20 MHz. Afin de réduire cette largeur prohibitive, on utilise à l'émission un procédé spécial dans lequel une des bandes latérales est intégralement transmise, alors que l'autre ne l'est que partiellement (fig. 3).

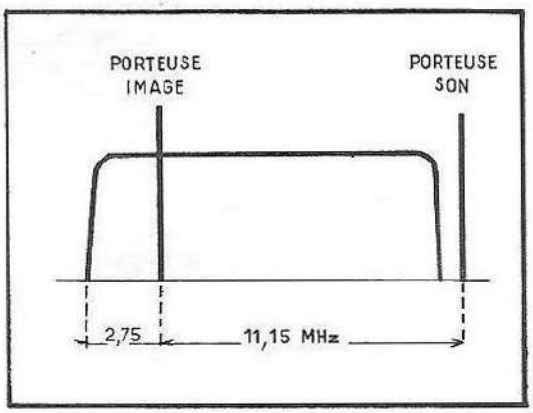


Fig. 3. — Forme de la bande transmise à l'émission dans le cas d'une bande latérale atténuée (819 lignes français).

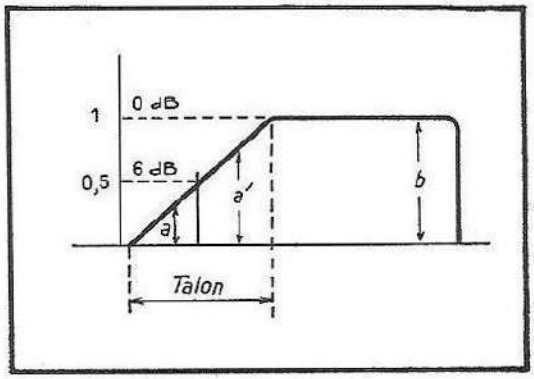


Fig. 4. — Forme de bande passante du récepteur requise dans le cas de réception d'un émetteur à bande latérale atténuée. La somme des vecteurs représentant une fréquence de chaque côté de la porteuse image, dans la zone du talon, est égale à la longueur d'un vecteur représentant une fréquence située à l'extérieur du talon ; par exemple : $a + a' = b$.

Afin que l'énergie détectée dans le récepteur soit identique pour toutes les fréquences du spectre transmis, la bande passante du récepteur aura une forme spéciale, de façon que la somme des courbes émission-réception corresponde à cet objectif. En particulier, la porteuse image sera calée avec une atténuation de 6 dB par rapport au gain maximum, et la forme du talon, c'est-à-dire la partie de la courbe située de part et d'autre de la porteuse, revêt une grande importance, car elle influence grandement la réponse aux fréquences basses du spectre transmis (fig. 4).

1 . 6 Transmission du son.

La transmission du son s'effectue sur une porteuse distincte de celle contenant les informations vidéo. Elles seront toutes deux émises par la même antenne. De même, dans le récepteur, les porteuses image et son seront reçues par la même antenne et amplifiées dans des étages communs, puis, séparées l'une de l'autre, elles emprunteront des chemins distincts.

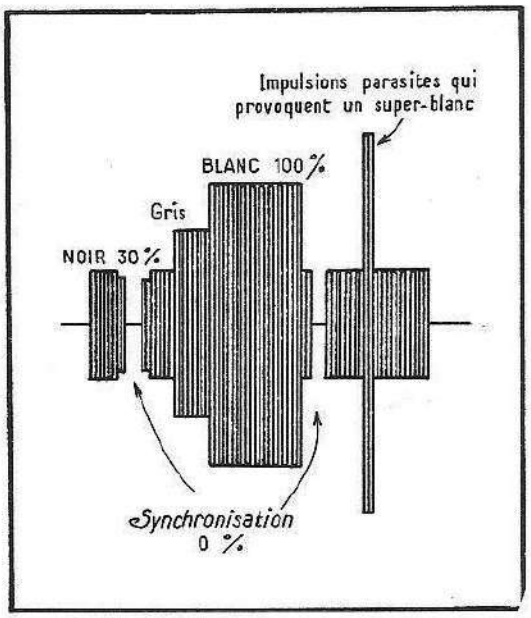


Fig. 5. — Emission modulée en positif.

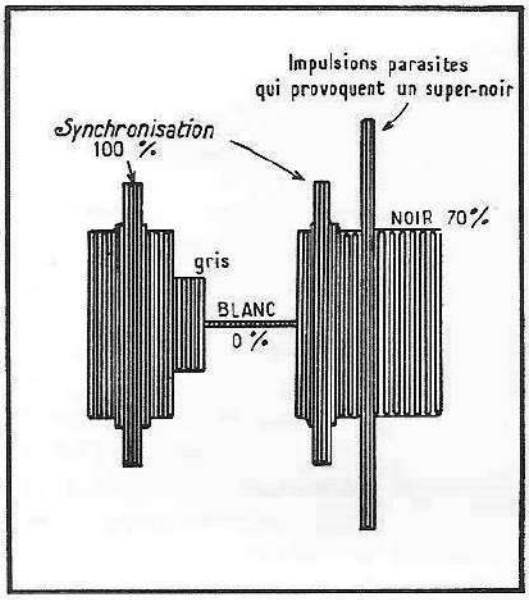


Fig. 6. — Emission modulée par un même signal video, mais en négatif.

La modulation du son s'effectue en amplitude sur certains standards : 819 français et belge, 625 belge et 405 anglais ; elle s'effectue en modulation de fréquence pour les autres standards : 625 C.C.I.R., 525 américain et 625 O.I.R. Dans ce dernier cas, la séparation du son et de l'image s'effectuera d'une manière tout à fait particulière, et au niveau de l'amplificateur vidéo.

Ce procédé très particulier, dénommé « Inter Carrier System » sera étudié en détail par la suite.

1 . 7 Sens de modulation.

Le sens de la modulation diffère suivant les standards. Chaque cas pose un problème particulier à la réception, notamment en ce qui concerne l'effet des perturbations parasites.

Dans la modulation positive (fig. 5), où un « blanc » correspond à une puissance d'émission plus importante qu'un « noir », les parasites seront orientés dans le même sens que le blanc. Ils apparaîtront donc sur l'image sous forme de taches blanches et rendront nécessaire la création de dispositifs destinés à les atténuer ou les faire disparaître.

Dans la modulation négative (fig. 6), les parasites, orientés dans le même sens que le noir, ne seront pratiquement pas visibles sur l'image, mais pourront perturber très sérieusement la synchronisation du récepteur. Suivant le standard adopté, certains montages seront donc plus particulièrement appropriés à l'effet à obtenir.

1 . 8 Schéma d'une transmission télévision.

A l'issue de ce chapitre consacré à l'examen du problème en général, nous sommes en mesure d'analyser et de comprendre le schéma-bloc d'une transmission télévision (fig. 7), et en particulier celui de la partie réceptrice.

Du côté émission, le traducteur lumière-courant, commandé par le générateur de synchronisation, explorera l'image, ligne par ligne, en délivrant à chaque instant une tension proportionnelle à l'intensité lumineuse de l'élément exploré. Cette tension, à laquelle on adjoint les impulsions de synchronisation, est amenée au niveau désiré par un amplificateur vidéo.

La tension vidéo module ensuite une porteuse haute fréquence qui, amplifiée en puissance, est alors appliquée à l'antenne d'émission pour y être rayonnée.

La basse fréquence son, issue du traducteur son-courant, est amplifiée et suit un processus similaire à celui utilisé par la vidéo. Les deux porteuses sont injectées dans la même antenne à travers un mélangeur et un filtre, ce dernier étant destiné à atténuer une des bandes latérales de la porteuse image.

Du côté récepteur, les ondes rayonnées engendrent dans l'antenne des tensions qui sont ensuite amplifiées puis converties en moyenne fréquence et amplifiées à nouveau.

Après un certain nombre d'étages communs, le son est séparé de l'image et suit, à partir de ce moment, son chemin particulier.

Après amplification, la porteuse image est détectée, et le signal vidéo, après avoir été amené au niveau requis, est appliqué sur l'électrode de modulation du traducteur courant-lumière.

Les signaux nécessaires au mouvement d'analyse permettant la reconstitution de l'image dans le traducteur, sont délivrés par un ensemble de circuits groupés sous la dénomination de « bases de temps » lignes et trames. Ces bases de temps seront convenablement asservies par les signaux de synchronisation provenant de l'émetteur.

Ces signaux de synchronisation proviennent de l'étage séparateur qui les a différenciés du signal vidéo complet.

Ce schéma très simplifié met en évidence les quatre parties essentielles d'un récepteur de télévision que nous analyserons par la suite en détail :

1° *L'amplificateur*, chargé de fournir les tensions de modulation convenables aux traducteurs courant-lumière et courant-son à partir de l'énergie rayonnée par l'émetteur et collectée par l'antenne de réception.

L'amplificateur se subdivise en cinq parties distinctes :

— l'amplificateur H. F. et U. H. F. ;
— l'amplificateur M. F. ;
— la chaîne son ;
— le détecteur vidéo ;
— l'amplificateur vidéo.

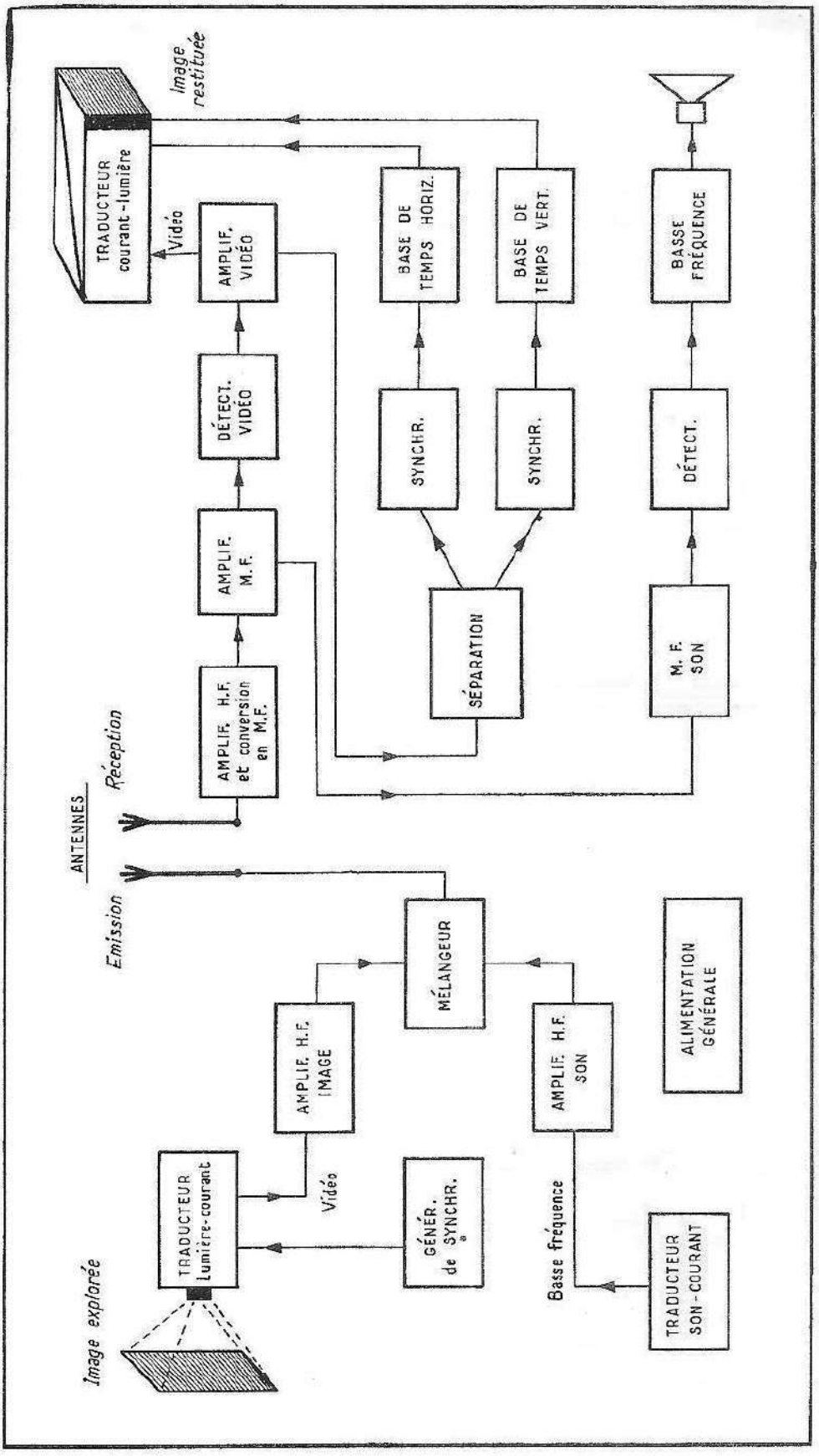


Fig. 7. — Schéma d'une transmission télévision.

2° *Les bases de temps*, dont la fonction consiste à fournir au traducteur courant-lumière des signaux permettant d'assurer à celui-ci un mouvement de reconstitution de l'image parfaitement en phase avec l'émission.

Ce groupe se subdivise de la manière suivante :

— le séparateur des impulsions de synchronisation ;
— la base de temps horizontale (lignes) ;
— la base de temps verticale (trames) ;
— l'alimentation du traducteur courant-lumière en tensions spéciales.

3° *Le traducteur courant-lumière.*

4° *L'alimentation générale* des éléments composant le récepteur.

1.9 Les différents standards de télévision.

Il fut un temps où le technicien pouvait se contenter de connaître le standard utilisé dans son pays, sans se préoccuper outre mesure de ce qui se faisait ailleurs.

Aujourd'hui, alors que les échanges internationaux s'amplifient, il ne fait pas de doute que chaque technicien sera amené à élargir ses connaissances.

En France en particulier, le standard du second programme se rapproche du standard européen, et probablement tendra à s'uniformiser à ce dernier.

Il est donc utile, et non seulement pour le plaisir, de connaître de nouveaux montages, de s'initier aux particularités des standards autres que celui dont on a l'habitude. C'est la raison pour laquelle nous nous efforcerons de donner, pour chaque problème, les différentes solutions adoptées selon chaque cas.

Le tableau de la page 38 donne les principales caractéristiques des différents standards. Nous y voyons qu'il n'existe pas moins de huit standards de télévision différents dans le monde ! Il est probable qu'un certain nombre de ceux-ci disparaîtront progressivement. Cette remise en ordre s'effectuera avec la douceur requise pour éviter toute perturbation d'ordre commercial, et il est probable que dans un certain nombre d'années nous ne trouverons plus en présence que les standards suivants :

— le 625 C. C. I. R., qui sera utilisé en Europe, au Moyen-Orient et dans certains pays d'Afrique ;
— le 525 lignes qui couvrira tout le continent américain, et certains pays très liés aux Etats-Unis ;
— le 625 O. I. R., standard soviétique utilisé par ce pays, ses alliés, ainsi qu'en Asie et dans certains pays d'Afrique.

Au point de vue technique, les différences éventuelles entre les différents standards concernent trois points particuliers :

— le sens de la modulation image, qui détermine des problèmes particuliers, surtout en ce qui concerne les perturbations parasites ;
— le type de modulation du son, qui influence considérablement le schéma du récepteur ;
— la largeur de bande, qui influe également sur les solutions adoptées.

LES TRADUCTEURS LUMIÈRE-COURANT ET COURANT-LUMIÈRE

Les différents traducteurs, qui constituent les deux extrémités d'une chaîne de transmission télévision, utilisent, en tant qu'explorateurs de l'image, des faisceaux d'électrons à qui l'on fait parcourir des trajets déterminés, à l'aide de dispositifs que nous pouvons grouper sous la dénomination générale d'*Optique Electronique*.

Pour mieux comprendre le fonctionnement des divers traducteurs, il convient de se familiariser d'abord avec cette technique, et c'est l'objet du début de ce chapitre.

Autant que possible, l'étude en sera faite à l'aide d'explications simples, et les développements mathématiques éventuels ne seront que des compléments à ces explications.

2.1 Nature de l'électron.

L'électron est la plus petite particule matérielle provisoirement connue. Sa masse vaut 9.10^{-28} gramme, et il possède une charge électrique négative valant 16.10^{-20} coulomb. En général, les électrons sont liés à un noyau central, électrisé positivement, autour duquel ils gravitent avec une vitesse telle que la force centrifuge qui en résulte équilibre l'attraction d'origine électrique.

Les assemblages d'atomes peuvent s'effectuer de façon que certains électrons périphériques ne soient pas liés aux atomes. Ces électrons sont donc à l'état libre ou très peu liés, et forment un courant en présence d'une différence de potentiel. Au-dessus du zéro absolu, les électrons libres se meuvent sur des parcours dont la moyenne est nulle, mais dont la valeur instantanée augmente avec la température. Pour des températures élevées, l'énergie qu'ils ont acquise peut être suffisante pour les projeter à l'extérieur du corps dont ils faisaient partie.

Si cette projection est opérée dans une enceinte vide d'air, et si l'on dispose à proximité une électrode portée à un potentiel positif, les électrons seront attirés par cette dernière et formeront un courant.

Ce courant lui-même, comme lorsque les électrons circulent à l'intérieur d'un conducteur, engendrera un champ magnétique circulaire, et, par conséquent, les électrons en mouvement seront influencés par un champ magnétique extérieur.

Ce sont les notions sur les différentes lois qui régissent les mouvements des électrons en présence de champs électriques et magnétiques que nous allons examiner.

2 . 2 Mouvements dans un champ électrique.

Un champ électrique apparaît dès qu'une différence de potentiel est appliquée entre deux points ou surfaces différents. Nous appellerons les points d'application *électrodes*, quelles que soient leur forme et leur destination.

L'intensité de ce champ est proportionnelle à la tension appliquée et inversement proportionnelle à la distance entre les électrodes.

Si un électron libre se trouve introduit dans ce champ avec une vitesse initiale nulle, il sera repoussé par l'électrode négative et attiré par l'électrode positive (fig. 8). Il subira donc une force, appliquée dans le sens des potentiels croissants, et dont la valeur sera proportionnelle à l'intensité du champ et à la charge négative de l'électron.

Cette force accélérera son mouvement pendant tout son trajet, et il frappera l'électrode positive, avec une énergie cinétique dont la valeur sera égale à $1/2\ mv^2$, où v est la vitesse acquise et m la masse de l'électron.

L'énergie acquise sera transformée en chaleur, et elle sera exactement égale à l'énergie fournie par la source sous forme d'un potentiel E et d'un courant débité égal à e, charge de l'électron.

Exprimons tout cela par quelques équations très simples :

Energie fournie par la source : Ee.
Energie récupérée sous forme de chaleur : $1/2\ mv^2$.

Ces deux valeurs étant égales, nous pouvons tirer la valeur de V en posant :

$$Ee = 1/2\ mV^2.$$

Vitesse acquise : $v = \sqrt{2\,Ee/m}$.

En résolvant, on obtient la valeur approchée donnée par la relation pratique suivante : $v\ (km/s) = 6.10^2\ \sqrt{E}$.

Il est important de se souvenir que *la vitesse des électrons augmente comme le carré du potentiel accélérateur*.

Cette formule reste valable jusqu'à des tensions d'accélération de l'ordre de 25 kV. Pour cette dernière tension, la vitesse de l'électron atteint environ 100 000 km/s. A partir de cette vitesse, il faut commencer à tenir compte de la variation de la masse en fonction de la vitesse, mise en relief par la théorie de la relativité d'Einstein, qui indique la masse réelle par la relation suivante :

$$M_v = \frac{M_0}{\sqrt{1 - (v/c)^2}}$$

M_v — masse de l'objet en mouvement ;
M_0 — masse du même objet à vitesse nulle ;
v — vitesse de l'objet ;
c — vitesse de la lumière.

L'accélération est le cas de mouvement dans un champ électrique le plus simple. Il est intéressant d'adopter dès maintenant l'analogie mécanique qui

nous permettra d'imaginer physiquement les phénomènes dans des cas plus complexes (fig. 9).

Une bille, qu'on doit imaginer roulant sans pertes par frottements ou autres, dévale le plan incliné et vient frapper le mur d'arrêt. La différence de niveau représente le champ électrique, et la masse de la bille, la charge de l'électron. La bille, comme l'électron, fournit sous forme de chaleur l'énergie cinétique qu'elle a acquise pendant sa course. Cette énergie est exactement

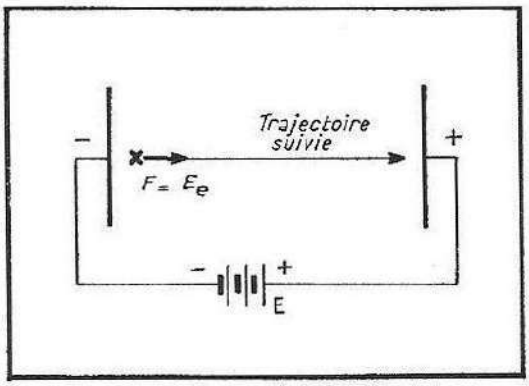


Fig. 8. — Accélération dans un champ électrique uniforme.

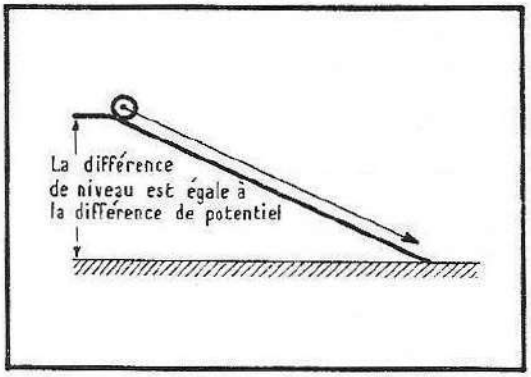


Fig. 9. — Analogie mécanique.

égale à celle qu'il a fallu fournir pour monter la bille au niveau supérieur. La pente représente le gradient de potentiel, et l'énergie acquise est proportionnelle à ce facteur.

Les cas les plus complexes de mouvements d'électrons dans des champs électriques peuvent être compris physiquement par cette forme d'analogie qu'il convient de bien connaître.

2.3 Déviation d'un électron dans un champ électrique.

Si un électron, arrivé à une vitesse v, pénètre dans un champ électrique perpendiculaire à sa direction, sa trajectoire se trouvera modifiée par l'action de ce champ (fig. 10). Pendant tout son parcours, il subira une force tendant, en combinaison avec la force que lui avait communiqué la vitesse v, à

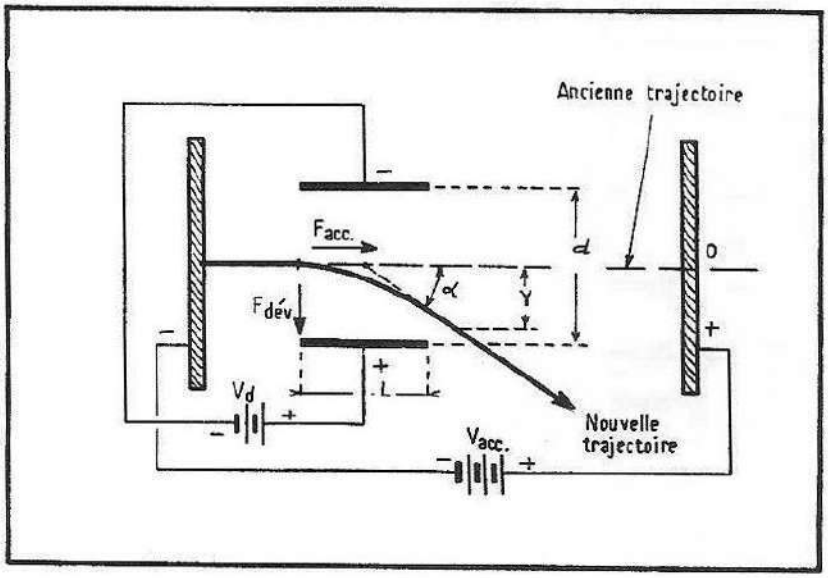


Fig. 10. — Déviation dans un champ électrique.

dévier sa trajectoire dans la direction des potentiels croissants. La force de déflexion faisant dévier l'électron à chaque instant, la trajectoire parcourue sera parabolique.

La figure 11 illustre, par l'analogie mécanique de la bille, le phénomène de déviation.

Essayons maintenant de calculer les relations qui existent entre les paramètres considérés. L'électron, arrivant à une vitesse v dans le champ déviateur, est sollicité par une force orientée dans le sens des champs croissants, et dont la valeur est F déviation $= \frac{eVd}{d}$; Vd étant le potentiel appliqué sur les deux plaques déviatrices, et d la distance entre celles-ci.

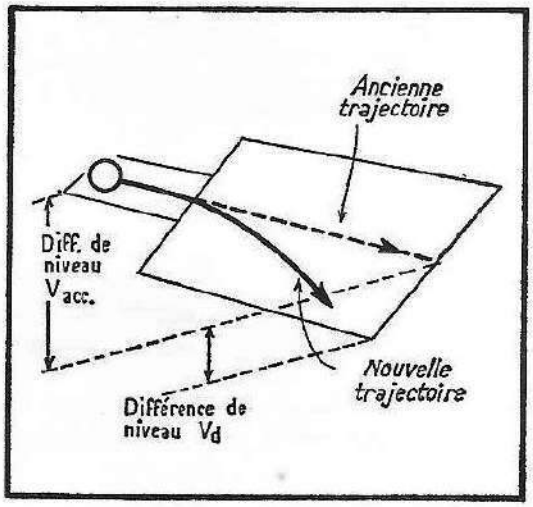


Fig. 11. — Analogie mécanique de la déviation dans un champ électrique.

L'accélération transversale qui lui sera communiquée par cette force aura pour valeur:

$$\text{Accélération} = \frac{\text{Force déviatrice}}{m} = eVd/dm$$

au bout du temps T qui lui est nécessaire pour parcourir la distance L pendant laquelle le champ s'exerce, sa nouvelle direction sera située en N au lieu de O qui était son axe d'origine.

La longueur Y de ce vecteur O — N est donnée par la formule de mécanique balistique Y = accélération x $F^2/2$ soit Y = e Vd $T^2/2dm$

Le temps T que mettra l'électron pour traverser le champ déviateur est proportionnel à la longueur de ce champ et inversement proportionnel à sa vitesse, soit $T = L/v$

l'équation devient :

$$Y = e\ Vd\ L^2/2\ dm\ v^2$$

Par ailleurs, la vitesse v de l'électron au moment où il entrait dans le champ déviateur nous est donnée par la relation $v = \sqrt{\frac{2\ eVac}{m}}$, Vac étant le potentiel d'accélération axial.

En remplaçant v^2 par sa valeur, on trouve :

$$Y = \frac{Vd\ L^2}{4\ d\ Vac}$$

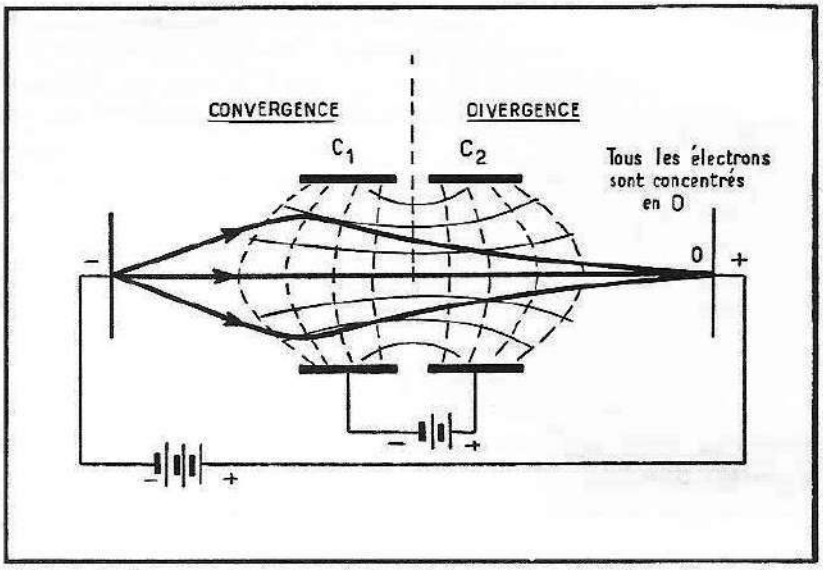


Fig. 12. — Concentration par un champ électrique.

La dérivée de cette relation nous donne la tangente de l'angle α de la nouvelle trajectoire de l'électron :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{Vd\ L}{2\ d\ Vac}$$

1ere Remarque — La tangente de l'angle de déflection varie proportionnellement à la tension déflectrice et inversement proportionnellement à la tension d'accélération de l'électron.

2e Remarque. — L'angle de déflexion ne varie pas proportionnellement à la tension déflectrice, mais comme sa tangente. L'angle de déflexion croîtra donc moins vite que le potentiel appliqué.

2.4 Concentration d'un faisceau d'électrons.

Il est souvent nécessaire d'obtenir un faisceau d'électrons concentré en un point. Pour atteindre ce résultat, on fait traverser au faisceau d'électrons des champs électriques de forme spéciale qui regroupent les électrons en un point déterminé.

Tous ces champs, obtenus à l'aide d'électrodes convenablement disposées et portant le nom de « lentilles électroniques », procèdent du même principe qui consiste à donner aux électrons les traversant une déviation en relation avec la direction d'origine.

Ici encore, l'analogie mécanique de la bille avec les différences de niveau nous aidera beaucoup à comprendre le fonctionnement réel de ces dispositifs.

Une des lentilles électroniques les plus simples est représentée dans la figure 12 et son analogie mécanique dans la figure 13.

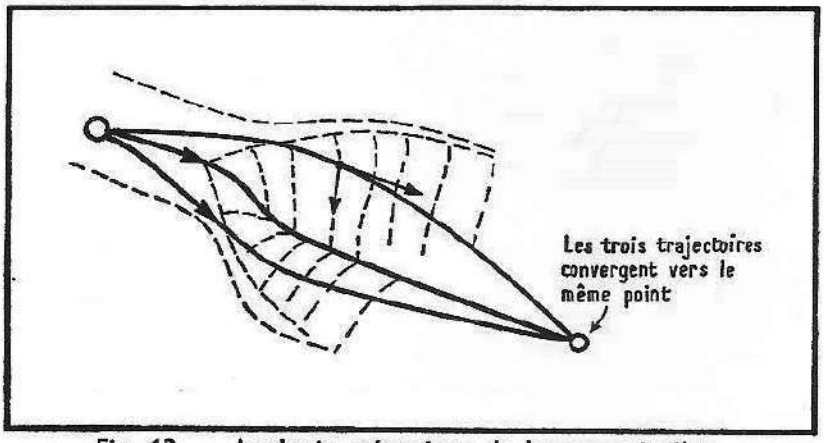


Fig. 13. — Analogie mécanique de la concentration.

Cette lentille est composée de deux cylindres C_1 et C_2 entre lesquels on établit une différence de potentiel telle que C_2 est plus positif que C_1.

La forme que prend le champ est figurée par deux sortes de lignes. En pointillé, les lignes équipotentielles, c'est-à-dire le long desquelles le potentiel ne varie pas. En plein, les lignes de force, perpendiculaires en chaque point aux lignes équipotentielles, et qui représentent les lignes de variation maximale du champ.

Ce sont ces lignes qu'emprunteront les électrons, ou du moins, essayeront de le faire dans la mesure où leur inertie et leur vitesse acquise le permettront. Elles représentent les chemins préférés où l'électron peut acquérir le maximum d'énergie en parcourant le trajet minimum.

Il faut remarquer que cette lentille est symétrique, c'est-à-dire convergente-divergente, et si l'effet convergent est prédominant, c'est parce que les électrons circulent plus rapidement dans la partie droite de la lentille que dans la partie gauche.

La figure montre le chemin suivi par quelques électrons arrivant dans la lentille sous des angles incidents différents.

2.5 Mouvements des électrons dans un champ magnétique.

Les mouvements d'un électron dans un champ magnétique sont régis par l'influence réciproque du champ magnétique qui apparaît autour de l'électron en mouvement et du champ traversé. Cette influence se traduit par des changements de direction imposés à l'électron, sans qu'il puisse y avoir d'influence énergétique sur ce dernier.

Contrairement donc au champ électrique, qui peut accélérer des électrons, le champ magnétique n'influence que la *forme de la trajectoire*, sans modifier la vitesse.

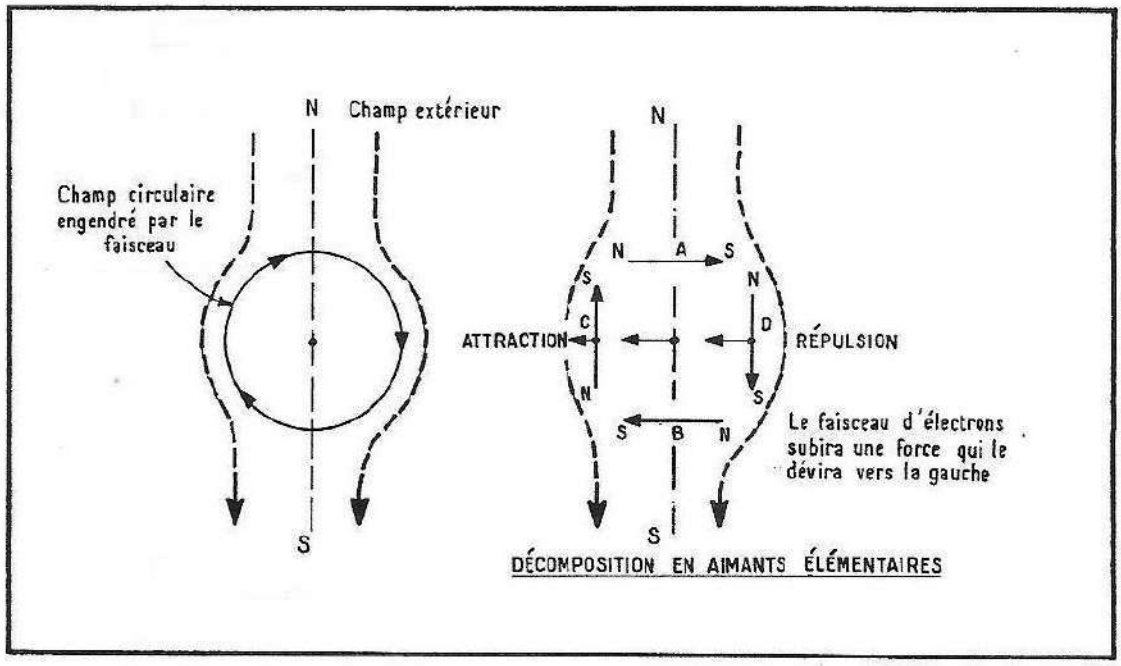


Fig. 14. — Influence d'un champ extérieur sur un faisceau d'électrons qui est dirigé du lecteur vers l'intérieur de ce livre.

La figure 14 permet d'expliquer la nature physique de l'influence réciproque. Le champ magnétique qui apparaît autour de l'électron en mouvement suit la « règle du tire-bouchon », c'est-à-dire qu'il est orienté dans le sens des aiguilles d'une montre, si le mouvement est dirigé de l'observateur vers l'avant.

On peut considérer que ce champ peut se décomposer en quatre champs élémentaires.

Les deux champs horizontaux A et B ne sont pas influencés par le champ dont les lignes de force sont perpendiculaires à leur direction. En revanche, les champs élémentaires C et D, parallèles aux lignes de force du champ traversé, sont directement influencés par ce dernier, et tous les deux de façon telle qu'une force (de répulsion pour l'élément D, et d'attraction pour l'élément C) tend à déplacer la trajectoire de l'électron vers la gauche.

De cette explication, il résulte que l'action du champ sur l'électron en mouvement ne se manifeste pas si ce mouvement est exactement parallèle aux lignes de force du champ.

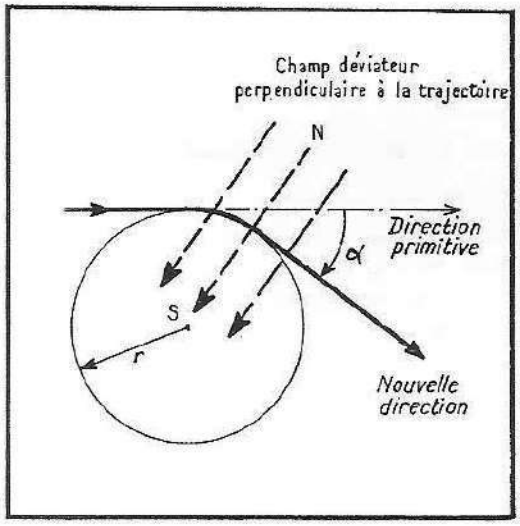


Fig. 15. — Déviation par un champ magnétique.

Pour des trajectoires non parallèles, l'action est plus ou moins importante suivant l'angle que fait la trajectoire avec les lignes de force, l'action étant maximale lorsque les deux directions sont perpendiculaires l'une à l'autre.

2 . 6 Cas d'un électron dont la direction est perpendiculaire au champ.

Ici, figure 15, la force de déviation F appliquée à l'électron est proportionnelle à sa vitesse v et à sa charge e, puisque le champ circulaire qui l'accompagne croît comme ces dernières. Elle est également proportionnelle à l'intensité du champ magnétique H traversé. Nous avons donc la relation suivante :

$$F = Hev.$$

L'électron est dévié par cette force ; mais, comme sa trajectoire demeure constamment perpendiculaire aux lignes de forces, la force déviatrice demeurera constante, et, si l'électron ne sort pas du champ, la trajectoire sera hélicoïdale.

Pour en connaître le rayon R, nous égalons la force centrifuge mv^2/R à la relation de la force déviatrice. Soit :

$$mv^2/R = Hev$$
$$R = mv/eH.$$

Dans le cas de la déflexion, le parcours dans le champ déviateur est beaucoup plus court que R ; dans ce cas, le sinus de l'angle de déflexion est égal au rapport L/R où L représente la longueur du champ traversé. On obtient alors :

$$\sin \alpha = \frac{\mathrm{L}e\,H}{mv}$$

d'où l'on tire, en remplaçant v par sa valeur $v = \sqrt{2\ eE/m}$

$$\sin \alpha = \frac{\mathrm{L}H}{\sqrt{2\,m\mathrm{E}/e}}.$$

Remarques importantes :

1° *L'efficacité de la déflexion est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension d'accélération*, ce qui présente une différence fondamentale avec la déflexion par un champ électrique. La déflexion magnétique est donc avantageuse par rapport à cette dernière, car l'énergie nécessaire croît moins vite avec la haute tension d'accélération. Cela s'explique par le fait que les électrons en mouvement engendrent un champ magnétique proportionnel à leur vitesse, qui est une forme d'intensité. Cette croissance du champ compense en partie le fait qu'ils traversent plus rapidement la zone du champ déflecteur.

2° Lorsque le champ déflecteur augmente, le sinus de l'angle de déflexion croît proportionnellement à ce champ, mais non l'angle lui-même. L'angle croîtra donc plus vite en fin de balayage qu'au début.

2.7 Concentration par un champ magnétique.

Comme avec un champ électrique de forme déterminée, on peut réaliser avec un champ magnétique une lentille de concentration. Les différences entre ces deux modes de focalisation sont les suivantes :

— la lentille magnétique, contrairement à la lentille électrique, n'influencera pas la vitesse des électrons qui la traverse, mais seulement leurs trajectoires ;

— l'influence des variations de la tension d'accélération sera moins grande sur la concentration du faisceau dans la lentille magnétique, ce qui constitue donc un avantage marqué de cette dernière.

La figure 16 représente la forme usuelle de champ d'une lentille magnétique courte. Le fonctionnement de cette lentille est un peu plus subtil à saisir que le fonctionnement de la lentille électrique. Nous devons nous souvenir

que l'action déviatrice du champ est *proportionnelle* à l'angle de la trajectoire de l'électron par rapport aux lignes de force, *nulle* pour l'électron parallèle aux lignes de force, *maximale* pour celui dont la trajectoire est perpendiculaire à celles-ci.

Les électrons qui pénètrent dans le champ sont donc déviés de leur course initiale dans une nouvelle direction, et cela d'autant plus qu'ils s'écartent davantage de l'axe du champ, les électrons dont la trajectoire est exactement dans cet axe n'étant aucunement influencés.

Les électrons déviés parcourent des portions de spirales dont le rayon est fonction de l'angle d'incidence de la trajectoire avec les lignes de force du champ. Lorsque les électrons quittent ce dernier, toutes leurs trajectoires convergent vers un point.

2 . 8 Les traducteurs lumière-courant.

Bien que les techniques d'émission sortent du cadre de cet ouvrage, il apparaît néanmoins nécessaire de consacrer un chapitre aux caméras et autres types de traducteurs lumière-courant utilisés à l'émission, de façon que le spécialiste de la technique de la réception y puise une idée générale de ce vaste domaine.

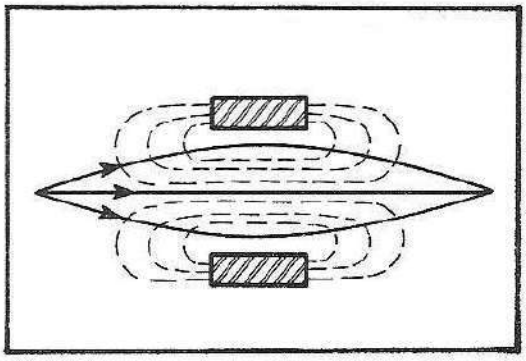


Fig. 16. — Concentration par un champ magnétique.

La plupart des dispositifs de prise de vue de télévision utilisent les propriétés photo-sensibles de certains corps, dont l'argent allié à l'oxyde de césium, propriétés se traduisant par une émission d'électrons en présence d'un rayonnement lumineux.

Dans tous ces dispositifs, on commence par transformer l'image optique en une image électrique constituée par un grand nombre de particules élémentaires, isolées électriquement les unes des autres, et dont chacune a reçu un rayonnement lumineux correspondant à une fraction de l'image. Cette image électrique permettra d'obtenir, par des procédés divers qui différencient les types de caméras, le signal vidéo.

2 . 9 L'analyseur de Farnsworth.

Le plus ancien des dispositifs de prise de vue modernes est l' « image-dissector » de *Farnsworth* (fig. 17). C'est un cylindre de verre vide d'air portant à l'extrémité avant une photo-cathode constituée par une plaque translucide dont la surface intérieure est recouverte d'éléments photo-sensibles,

sur laquelle l'image est projetée par un système optique. A l'extrémité arrière se trouve l'anode et un multiplicateur d'électrons qui communiquent avec le volume intérieur par une très petite ouverture.

Autour du cylindre sont placées :

1° une bobine destinée à créer un champ magnétique de concentration,

2° deux autres bobines créant deux champs magnétiques de déflection perpendiculaires l'un à l'autre.

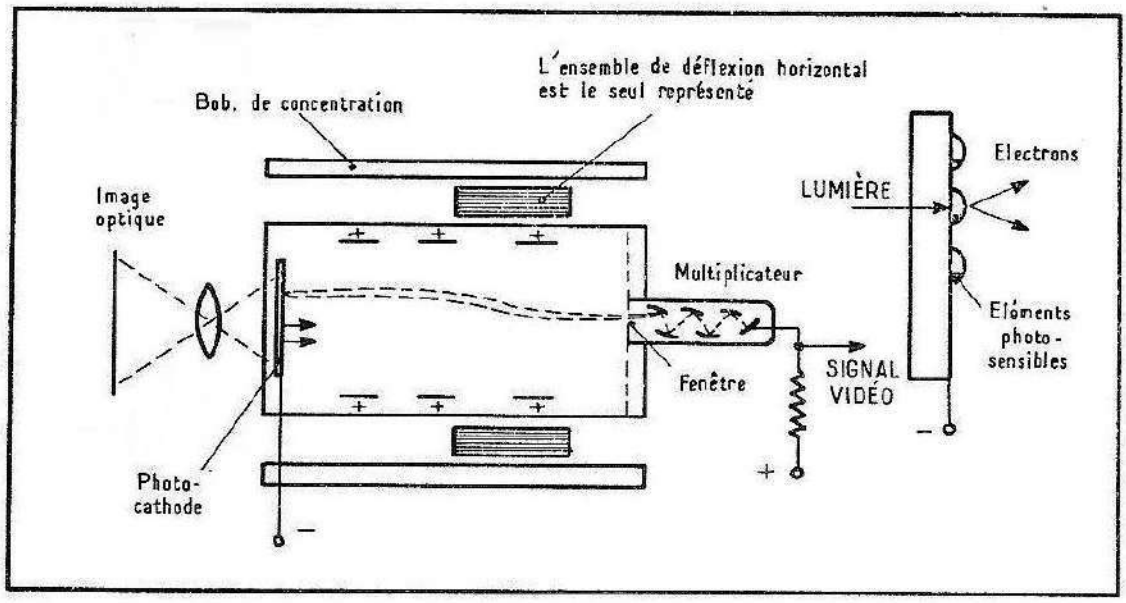


Fig. 17. — Principe de l'analyseur de Farnsworth.

Des électrodes concentriques, portées à un potentiel positif, sont chargées de créer un champ accélérateur. La sortie du multiplicateur d'électrons est connectée à une source de tension positive à travers une résistance aux bornes de laquelle on recueillera le signal.

Le fonctionnement s'établit de la manière suivante :

Chaque particule photo-sensible émet un nombre d'électrons proportionnel au degré d'éclairement qu'elle reçoit. L'ensemble de ces micro-faisceaux est accéléré vers le multiplicateur, à la hauteur de l'ouverture duquel, grâce à l'action du champ de concentration, ils parviennent avec leur diamètre minimum. Les deux champs de déflexion magnétiques les font défiler successivement devant cette ouverture, et chacun d'eux donnera lieu à un courant proportionnel à sa valeur.

On recueillera donc à chaque instant, aux bornes de la résistance de charge du multiplicateur, une tension proportionnelle à l'éclairement reçu.

Malgré le multiplicateur d'électrons, les tensions recueillies sur la charge sont très faibles et ce tube de prise de vue nécessite un violent éclairage des scènes à reproduire. La définition obtenue est liée à la dimension de l'ouverture d'entrée du multiplicateur.

2 . 10 L'iconoscope.

L'iconoscope de *Zworykin* est dessiné figure 18 ; il présente une grande amélioration en sensibilité par rapport à l'image-dissector. Son fonctionnement s'établit ainsi :

L'image optique est projetée sur une photo-cathode constituée par une plaque isolante dont le recto, qui prend le nom de « mosaïque », est recouvert d'une multitude de grains photo-sensibles isolés les uns des autres, et le verso d'un métal conducteur.

Chacun de ces grains émet un nombre d'électrons proportionnel à l'intensité de lumière qu'il reçoit, électrons qui sont attirés par le collecteur porté à une tension très positive. De ce fait, chaque élément perd un certain nombre d'électrons et acquiert donc une certaine polarité positive. Par ailleurs, chaque élément photo-sensible constitue, avec la plaque conductrice, un condensateur élémentaire dont le diélectrique est formé par la plaque isolante, réalisée le plus souvent en mica.

L'image optique est donc transformée sur la mosaïque en « image électronique » par une infinité de condensateurs élémentaires, chacun d'eux portant une charge qui est fonction de l'éclairement local.

Cette image électronique est transformée en un signal vidéo à l'aide d'un faisceau d'électrons produit par un « canon électronique » qui va balayer successivement toute la surface de la mosaïque. Chaque fois que ce faisceau frappera un des éléments de celle-ci, il lui restituera les électrons perdus lors de son éclairement. Le potentiel de cet élément va donc décroître, la fraction d'image sera effacée, et le condensateur élémentaire formé par l'élément

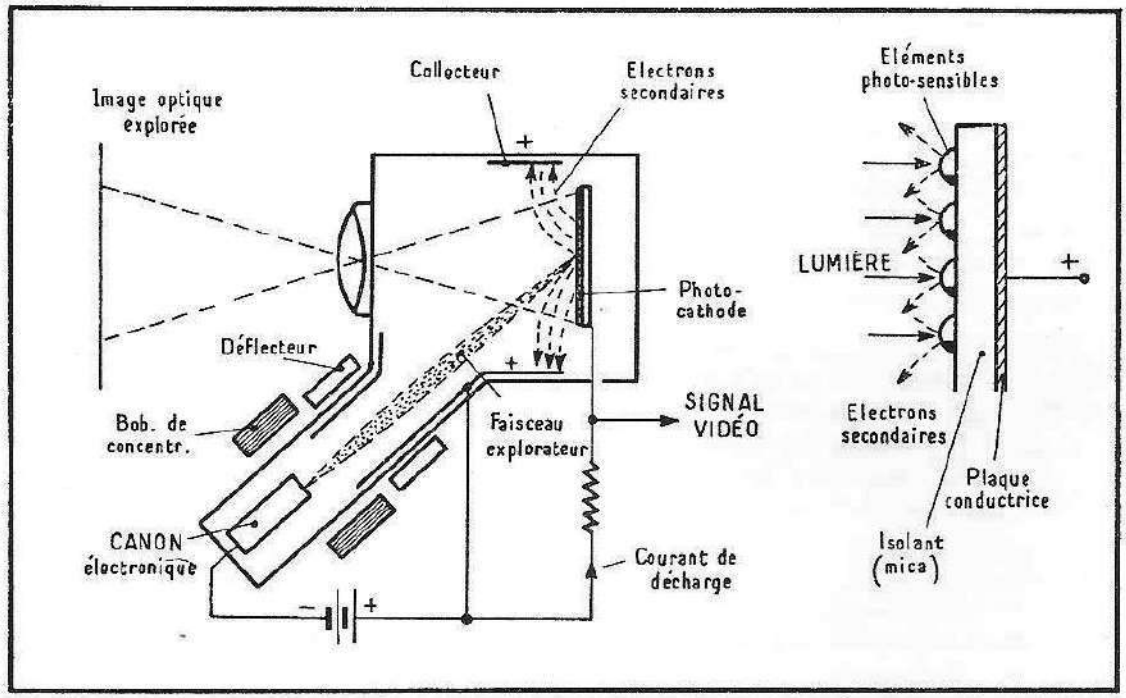


Fig. 18. — Principe de fonctionnement de l'iconoscope.

sera déchargé. Le courant de décharge, circulant dans la plaque conductrice et à travers le diélectrique formé par l'isolant, sera proportionnel à l'intensité lumineuse que l'élément exploré avait reçue et constituera donc une partie du signal vidéo, signal qui sera recueilli aux bornes d'une résistance placée en série dans le circuit du côté conducteur de la mosaïque.

La grande sensibilité de l'iconoscope, par rapport à l'image-dissector, provient du fait que, dans ce dernier, le courant d'électrons capté par le multiplicateur représente la valeur instantanée émise par l'élément photo-sensible ; pendant le reste du temps les électrons émis seront perdus.

Au contraire, dans l'iconoscope, la photo-cathode élémentaire intégrera les valeurs lumineuses entre les balayages, accumulant ainsi l'information électrique résultante.

Mais l'iconoscope présente un grand inconvénient qui limite son utilisation : des taches apparaissent sur l'image, qui sont dues à l'émission secondaire non uniforme d'électrons par les surfaces photo-sensibles frappées par le faisceau explorateur. Il est donc nécessaire de prévoir des signaux correcteurs superposés au signal vidéo.

L'iconoscope a, cependant, été perfectionné, et une variante, portant le nom d'iconoscope-image, possède une sensibilité encore plus grande due au fait que les électrons provenant de la photo-cathode sont projetés sur une plaque possédant un fort coefficient d'émissions secondaires, sur laquelle se formera une nouvelle image électrique, plus intense que la précédente, et qui sera balayée, elle, par le faisceau explorateur.

2 . 11 L'image orthicon.

Le tube orthicon représente la forme moderne du tube de prise de vue télévision (fig. 19). Il possède une très grande sensibilité qui lui permet de travailler avec des sujets éclairés par des lumières très faibles. Il ne se sature pas comme l'iconoscope pour des luminances élevées, et est exempt des taches caractéristiques de celui-ci.

Il est constitué par un cylindre de verre vidé d'air ; à l'une de ses extrémités se trouve une photo-cathode sur laquelle se projette, à travers un système optique, l'image à analyser, et à l'autre extrémité, un canon électronique et un multiplicateur d'électrons.

Autour du cylindre sont disposés trois enroulements destinés à créer des champs magnétiques de focalisation, de déflection lignes et images.

Le fonctionnement du tube orthicon est le suivant :

L'image optique est envoyée par un objectif sur une photo-cathode transparente dont la face sensible est tournée vers l'intérieur. Les électrons émis par cette photo-cathode sont accélérés par une électrode concentrique portée à un potentiel positif de 300 V environ par rapport à la photo-cathode, et sont projetés sur une membrane de verre légèrement conducteur, et dont l'épaisseur est de 5/1000 de millimètre !

A quelques microns de cette membrane (ou « cible »), se trouve une grille à mailles extrêmement fines (200 à 500/cm), portée à un potentiel positif de 1 ou 2 V par rapport à la cible. Malgré cette faible tension, le champ entre ces deux électrodes est intense, de façon à capter les électrons secondaires émis par la membrane sous l'influence des électrons provenant de la photo-cathode. Chacun de ceux-ci, frappant la membrane libérera un grand nombre d'électrons secondaires qui seront captés par la grille. L'image électri-

que formée sur la membrane sera donc beaucoup plus intense, grâce au facteur multiplicatif du verre, que celle émise par la photo-cathode. Et comme chaque point de la surface de la membrane a émis un nombre d'électrons secondaires proportionnel au nombre d'électrons incidents qui était, lui-même, fonction de l'éclairement du point correspondant de la photo-cathode, les zones très éclairées donneront lieu à une forte émission secondaire qui se traduira localement par une tension positive sur la membrane. En raison de

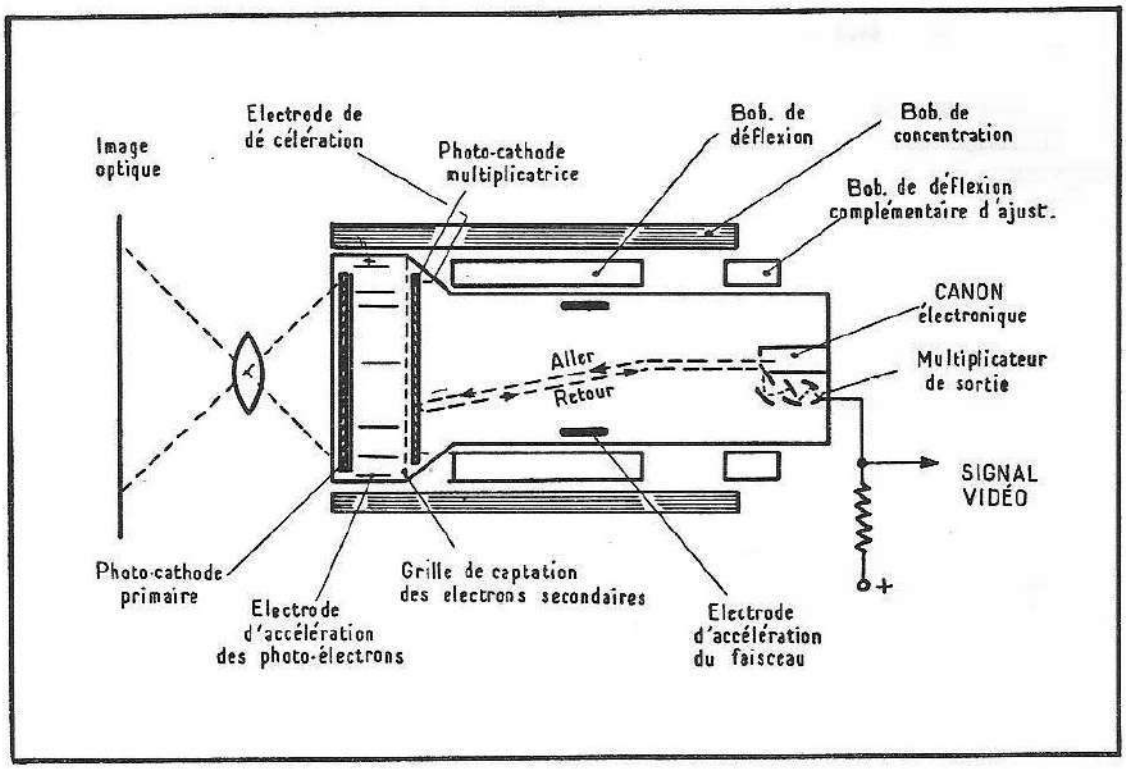


Fig. 19. — L'image orthicon.

l'extrême minceur de celle-ci, des charges positives, plus ou moins grandes, apparaîtront immédiatement sur sa face opposée. Ces charges auront également tendance à s'écouler transversalement dans un processus d'égalisation. Néanmoins, du fait de la grande résistance du verre, cet effet sera faible et pratiquement sans effet dans le temps qui sépare deux explorations successives.

Le canon électronique émet des électrons accélérés par une anode concentrique, mais lorsqu'ils atteignent la zone proche de la membrane, pour ne pas donner lieu à une émission secondaire, ils sont vigoureusement freinés par le champ retardateur d'une autre anode concentrique (ou «frein») disposée près de la membrane.

Les électrons arrivent donc sur la surface de la membrane avec une vitesse pratiquement nulle, et un certain nombre d'entre eux, proportionnel à la charge positive du point de la surface atteint, vient neutraliser cette charge. L'excédent fait demi-tour et revient vers le canon où il est capté par une anode positive qui constitue le premier étage du multiplicateur d'électrons.

L'intensité du faisceau de retour est donc proportionnelle à la charge électrique du point exploré de la membrane, charge elle-même proportionnelle

à l'éclairement du point de la photo-cathode à laquelle elle correspond.

Le champ magnétique déviateur, comportant des composantes verticales et horizontales, dirige le faisceau aller et retour de façon que l'image soit explorée complètement.

La construction du tube orthicon est très délicate ; son utilisation également, car son fonctionnement est grandement influencé par la température.

2 . 12 Le vidicon.

Le tube vidicon est un tube de prise de vue d'une grande simplicité de construction et d'emploi. Il présente une inertie qui limite son utilisation à la télévision industrielle et au télécinéma, mais de récents développements permettent d'espérer d'autres usages.

La transformation de l'image optique en image électrique ne s'effectue pas, comme dans les autres caméras, par une photo-cathode dont le pouvoir émissif est proportionnel à la lumière, mais par l'utilisation de matériaux dont la résistivité décroît en fonction de l'éclairement.

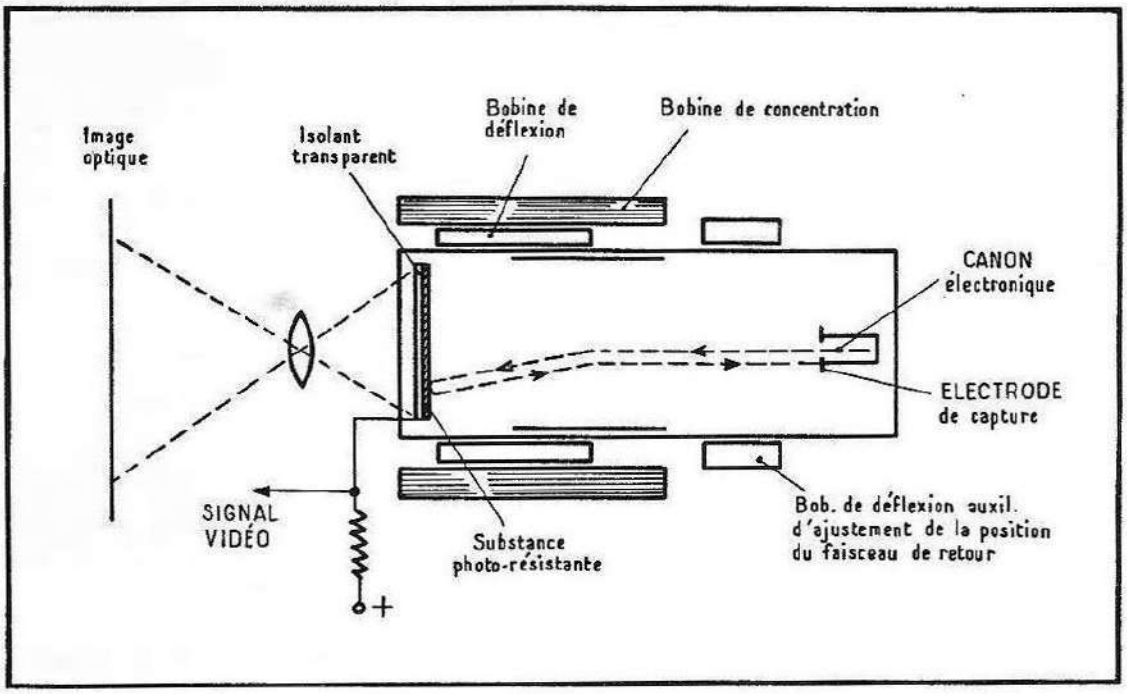


Fig. 20. — Principe du vidicon.

Le principe de fonctionnement en est le suivant (fig. 20) :

L'image optique est projetée sur une plaque transparente et conductrice, recouverte, du côté intérieur, par une couche de substance photo-résistante, du sélénium par exemple, provoquant la formation d'une image représentée par des zones à résistance variable. Par ailleurs, cette couche est connectée, par l'intermédiaire de la plaque, à une source de tension positive de quelques dizaines de volts.

Un canon électronique émet un faisceau d'électrons lents qui balaie successi-

vement toutes les portions de l'image, puis s'inverse, après avoir abandonné le nombre d'électrons nécessaire, pour ramener le point exploré à une valeur neutre, et retourne vers l'électrode de capture.

Le nombre d'électrons que le faisceau abandonne sur la plaque photorésistante est proportionnel à la charge positive du point d'impact, elle-même proportionnelle à la résistance, et donc à l'éclairement de ce point. Le courant vidéo est recueilli sur une charge disposée en série avec la plaque photorésistante.

2 . 13 Les traducteurs courant-lumière.

Le traducteur courant-lumière utilisé à la réception est le tube cathodique, le plus souvent en vue directe, et quelquefois par projection sur un écran.

Le fonctionnement d'un tube cathodique procède de la propriété de certains matériaux de s'illuminer en présence d'un bombardement d'électrons ; cette propriété, dénommée cathodo-luminescence, appartient à une famille de phosphores de structure cristalline imparfaite, auxquels on mêle un faible pourcentage d'activant. On connaît actuellement un grand nombre de corps cathodo-luminescents qui permettent d'obtenir, lors du bombardement électronique, une grande variété de couleurs.

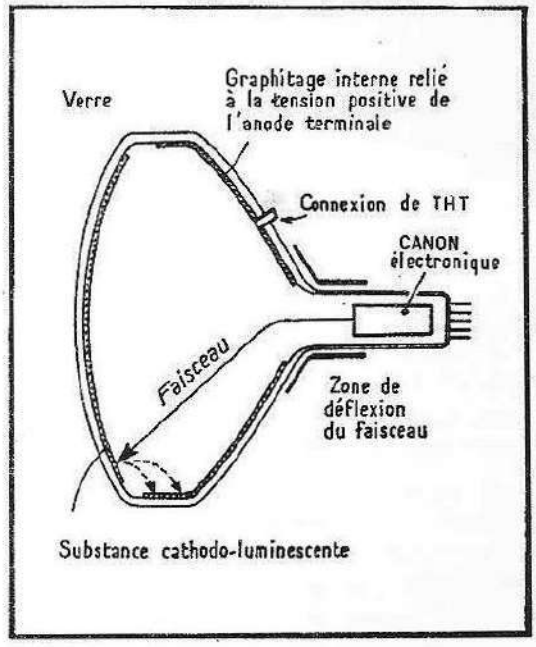


Fig. 21. — Principe du tube cathodique.

Le mécanisme de la cathodo-luminescence est expliqué par le fait que, sous l'effet du bombardement électronique, les électrons composant les atomes du corps utilisé reçoivent une énergie qui les fait passer de leur orbite normale à une orbite différente, cette transition s'accompagnant de l'émission d'un rayonnement visible.

Par ailleurs, un certain nombre d'électrons, délogés, sont expulsés de la matière et deviennent des électrons secondaires qui sont captés par l'anode terminale. Cette émission est particulièrement importante, car elle permet le maintien de l'écran à un potentiel positif élevé. En effet, sans cette émission secondaire, et étant donné la grande résistivité de la couche cathodo-lumi-

nescente, les charges négatives s'accumuleraient sur l'écran dont le potentiel s'abaisserait de plus en plus, freineraient les électrons, et les repousseraient même au bout d'un certain temps. Au contraire, grâce à cette émission secondaire, le potentiel de l'écran peut se maintenir à une valeur proche de celle de l'anode terminale.

Le tube cathodique lui-même (fig. 21) est composé d'une enceinte de verre tronconique dont la partie avant constitue l'écran luminescent. La partie arrière porte un canon électronique placé dans un tube de verre soudé à la partie étroite du cône. Dans la zone de raccordement, à l'extérieur, on place les bobines déflectrices chargées de créer les deux champs magnétiques perpendiculaires nécessaires au balayage par le faisceau d'électrons de toute la surface de l'écran.

L'intérieur de la partie tronconique est recouvert d'un graphitage conducteur porté à la même tension que l'anode terminale. C'est cette couche qui recueille les électrons secondaires émis par l'écran. L'extérieur du tronc de cône reçoit également un graphitage qui constitue, avec la couche interne, un condensateur dont le diélectrique est formé par le verre de l'ampoule. Ce condensateur permet d'améliorer le filtrage de la tension de l'anode. Le revêtement intérieur est connecté à une prise traversant le verre, que l'on relie à la source de H. T. Le revêtement extérieur est relié au pôle négatif de la source d'alimentation, qui est en général connecté au châssis du récepteur.

Le tube cathodique fonctionne de la manière suivante :

Le filament, alimenté généralement par une source de tension alternative, est porté à une certaine température et chauffe une cathode émissive placée à l'extrémité d'un cylindre qui l'entoure. La cathode émet des électrons qui peuvent, s'ils sont soumis à un champ accélérateur suffisant, traverser l'ouverture d'une grille appelée *wehnelt*. Ils sont ensuite accélérés par les électrodes suivantes et franchissent la distance située entre le canon et l'écran luminescent qu'ils viennent frapper, provoquant ainsi l'illumination de la zone touchée.

L'intensité de cette illumination sera proportionnelle à la quantité d'électrons arrivant au point d'impact sur l'écran, ainsi qu'à leur énergie cinétique déterminée par leur vitesse.

La quantité d'électrons reçus est régie principalement par la différence de potentiel qui existe entre la cathode et le wehnelt, alors que leur vitesse est fonction de la tension de l'anode terminale qui déterminera ainsi la brillance pour une quantité d'électrons donnée.

La tension vidéo est appliquée sur l'une des deux électrodes qui peuvent contrôler l'intensité du faisceau : le wehnelt ou la cathode. On choisit généralement cette dernière car elle présente une capacité plus faible (ce qui est favorable), et aussi parce qu'elle est entourée par le wehnelt qui est découplé à la masse et constitue, par conséquent, un blindage protégeant la cathode des influences et des rayonnements extérieurs.

Le faisceau d'électrons est concentré de façon que sa surface d'impact soit la plus réduite possible, et un dispositif de déflexion lui fait balayer successivement, en suivant la même loi qu'à l'émission, toute la surface de l'écran. Chaque partie explorée devient lumineuse en fonction de la valeur de l'intensité du faisceau, intensité proportionnelle, à chaque instant, à la tension vidéo.

On donne à l'image la luminosité moyenne désirée en ajustant, à l'aide d'un potentiomètre, la tension moyenne existant entre cathode et wehnelt. Ce réglage est généralement laissé, à l'intérieur de certaines limites, à la disposition de l'utilisateur sous la dénomination du « réglage de lumière ».

La déviation du faisceau d'électrons peut se réaliser de deux manières : à l'aide de champs électriques ou magnétiques. Si la première des solutions est utilisée dans de petits tubes de mesure, ou l'était au tout début de la télévision, la déflexion magnétique est actuellement la seule pratiquée. La raison de ce choix provient du fait que la déflexion magnétique devient de plus en plus avantageuse au fur et à mesure qu'on se sert, comme c'est le cas, de tensions d'accélération élevées. En effet, avec la déflexion magnétique, le champ de déviation nécessaire ne croît que comme la racine carrée de la tension d'accélération. De plus, la distorsion causée dans les angles ainsi que la déconcentration du faisceau sont beaucoup plus faibles qu'avec la déflexion statique.

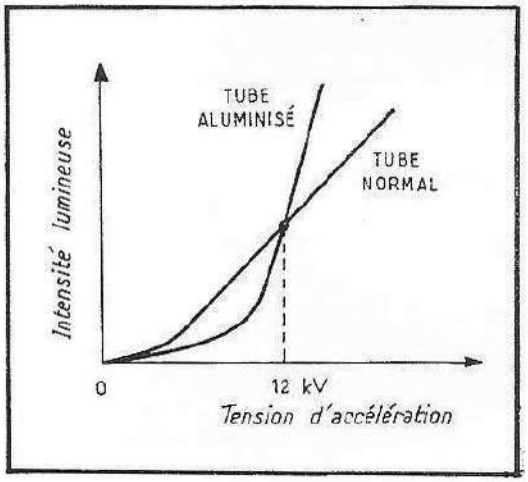


Fig. 22. — Amélioration du rendement lumineux dû à l'aluminisation.

En définitive, le fonctionnement d'un tube cathodique, quelle que soit sa variante d'exécution, est très simple. Il se résume à bombarder un écran luminescent avec des électrons expulsés par une cathode chauffée, et dont le nombre est contrôlé par différentes électrodes parmi lesquelles, principalement, la cathode et le wehnelt. Le faisceau est concentré et dirigé, à l'aide de champs magnétiques produits par des dispositifs annexes, vers le point de la surface de l'écran correspondant à celui qui est exploré au même instant à l'émission.

Les progrès réalisés dans les techniques de la verrerie, des couches luminescentes et du canon, ont facilité considérablement l'utilisation du tube cathodique.

Le piège à ions, par exemple, a été supprimé grâce à l'emploi d'une fine couche d'aluminium déposée sous vide et recouvrant intérieurement l'écran luminescent. Cette couche apporte encore d'autres améliorations sensibles. D'une part, elle réfléchit vers l'avant la partie de la lumière qui, rayonnée vers l'intérieur du tube, était perdue ; d'autre part, elle conduit vers le graphitage intérieur les électrons secondaires émis par la couche luminescente ; cette conduction évite l'accumulation des charges négatives qui limitaient le fonctionnement du tube pour des tensions ou des courants de faisceaux élevés. La figure 22 illustre bien l'amélioration apportée : aux faibles H. T., l'écran aluminisé possède un rendement plus faible que l'écran ordinaire, puisque les électrons doivent posséder une énergie suffisante pour traverser la couche d'aluminium, mais, passé un seuil critique, l'amélioration devient de plus en plus évidente.

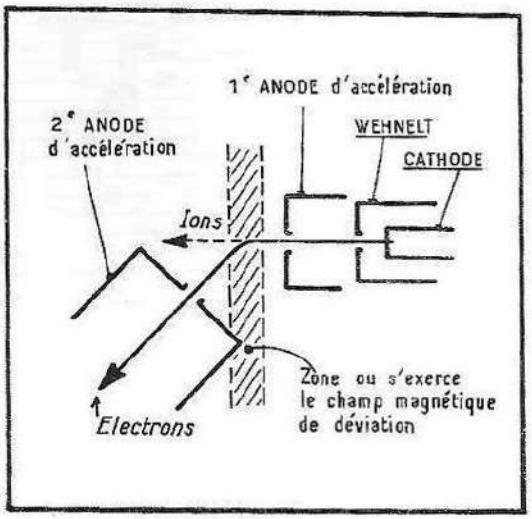


Fig 23. — Principe du « piège à ions » destiné à éliminer les ions lourds qui pourraient détériorer l'écran. Ces derniers, beaucoup plus lourds que les électrons, ne sont pratiquement pas déviés et seront captés par la seconde anode d'accélération. Le champ déviateur n'a pu être représenté car ses lignes de forces sont perpendiculaires à la page de ce livre.

Lorsque ce perfectionnement n'existait pas encore, les ions négatifs créés par le bombardement électronique sur les molécules subsistant dans l'enceinte — car le vide n'est jamais parfait — étaient attirés par l'écran qu'ils venaient bombarder eux aussi. Etant donné leur masse importante, ils n'étaient que très peu déviés, mais possédaient une énergie cinétique très élevée et détruisaient, au bout d'un certain temps, la partie centrale de l'écran.

Pour remédier à cet inconvénient, le canon était séparé en deux parties, dont l'une faisait avec l'autre un angle déterminé (fig. 23), et entre lesquelles un petit champ magnétique, créé par un aimant extérieur, déviait le faisceau d'électrons dans l'axe de la seconde partie du canon. Les ions, beaucoup plus lourds, n'étaient pratiquement pas déviés, et ne pouvant suivre le même chemin, étaient captés par l'anode terminale.

Le canon lui-même a subi d'importantes améliorations. Le canon le plus simple est représenté sur la figure 24 : il s'agit d'un *canon triode* peu utilisé

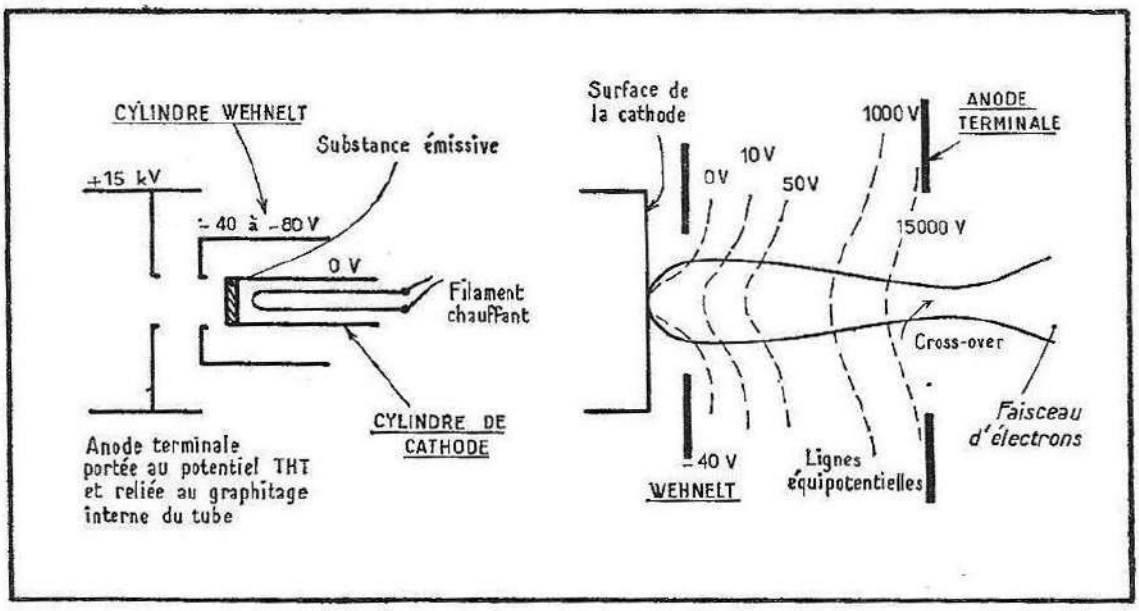


Fig. 24. — Le canon triode.

car il offre des difficultés de concentration. Son fonctionnement est simple à saisir. Un filament chauffe un cylindre au bout duquel on a placé une pastille de substance émissive. Ce cylindre est lui-même placé à l'intérieur d'un autre cylindre, le wehnelt, percé d'un petit trou vers l'avant, et qui constitue l'électrode de commande du faisceau cathodique. Un peu plus loin, se trouve un disque, percé également, qui communique électriquement avec la couche

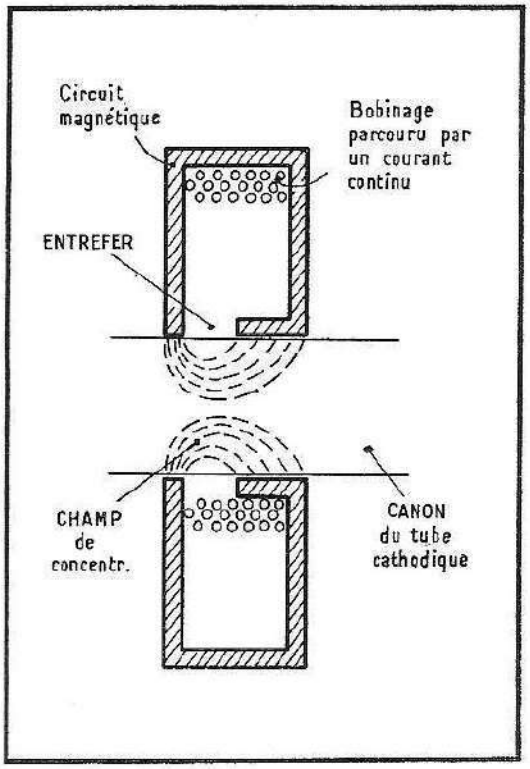


Fig. 25 (ci-contre). — Champ de concentration obtenu à l'aide d'une bobine.

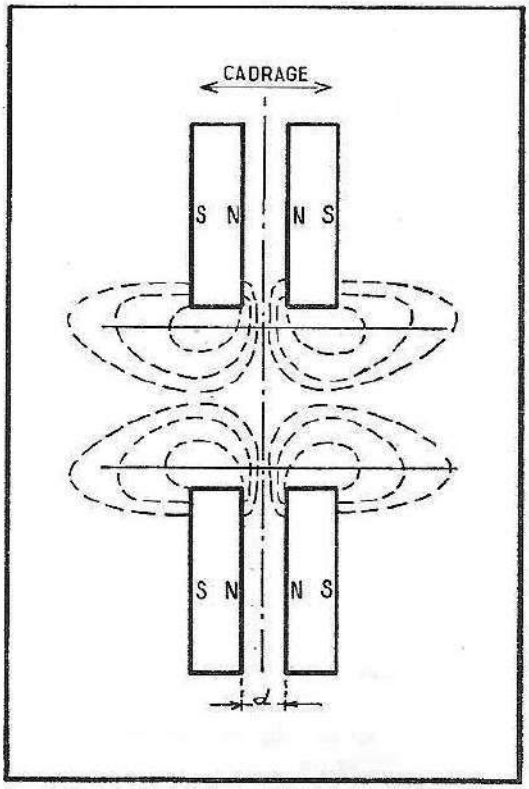


Fig. 26 (ci-contre). — Champ de concentration obtenu avec deux aimants cylindriques produisant des champs opposés. Le réglage est obtenu par variation de la distance *d*, et le cadrage par pivotement de l'ensemble sur un axe.

conductrice tapissant l'intérieur du tube et qui est portée à la valeur de H. T. correcte.

Si on considère le potentiel de la cathode comme nul, on trouvera une tension de — 80 à — 40 V sur le wehnelt, et de 10 à 18 kV sur l'anode terminale.

La forme du faisceau dans un tel tube est divergente à l'intérieur du wehnelt, puis converge à nouveau, et atteint son épaisseur minimale en un point situé près de l'entrée de l'anode ; ce point (*cross over*) représente la cathode virtuelle du faisceau. A partir de ce moment la divergence s'accentue, et il est nécessaire de recourir à un dispositif de focalisation. Dans le tube triode,

cette focalisation est obtenue à l'aide d'un champ magnétique assez intense dans la région de l'anode terminale. Ce champ peut être produit par un bobinage spécial (fig. 25), auquel cas il est ajusté par réglage du courant dans la bobine, ou par deux aimants permanents concentriques (fig. 26), en opposition, dont on règle la distance de l'un par rapport à l'autre pour obtenir la focalisation optimale.

De plus, en inclinant plus ou moins le champ magnétique de focalisation, on peut orienter l'image afin de la cadrer correctement sur l'écran.

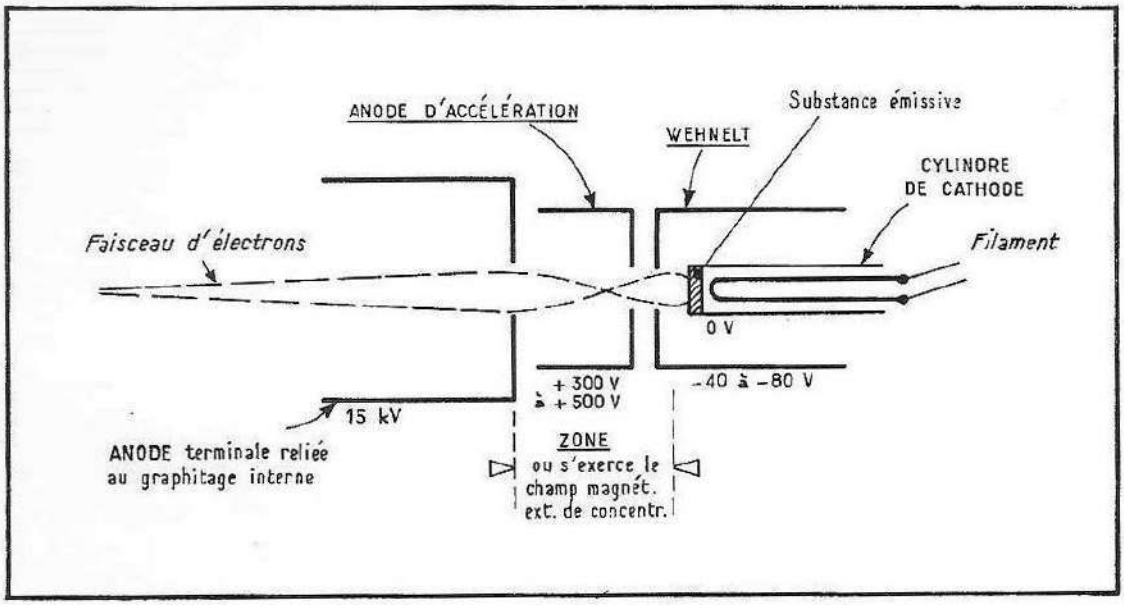


Fig. 27. — Le canon tétrode.

Le *canon tétrode* (fig. 27) présente déjà une amélioration substantielle par rapport au canon triode. Il nécessite d'abord un champ de concentration beaucoup plus faible, cela pour deux raisons : d'une part parce que la répartition du champ entre la première anode et la seconde joue le rôle d'une première lentille de focalisation, et d'autre part parce que les électrons passent dans la zone du champ de concentration avec une vitesse relativement faible (par rapport à la cathode, la première anode est portée à un potentiel de 300 à 500 volts).

Le *canon à concentration électrostatique* présente une construction similaire à celle du canon tétrode, mais l'anode terminale est coupée en deux parties entre lesquelles se trouve un anneau porté à une tension ajustable entre zéro et quelques centaines de volts. La transition entre les deux moitiés d'anode portées à 16 kV environ, et l'anneau central, forme une double cellule statique dont la première partie diverge le faisceau alors que la seconde le concentre (fig. 28).

La technique du verre ainsi que *les techniques de déflexion* ont, pour leurs parts, fait des progrès qui ont permis d'agrandir considérablement l'angle d'ouverture du bulbe, et de raccourcir ainsi la longueur du tube et, de ce fait, l'encombrement des récepteurs. Cet angle, de 70° au début, est passé à 90° puis à 110°, qui semble correspondre à un maximum raisonnable. En corollaire, l'énergie nécessaire pour balayer la totalité du tube a considérablement augmenté, et les difficultés de focalisation sur toute la surface de

l'écran sont devenues plus grandes. Par ailleurs, les tubes sont devenus beaucoup plus rectangulaires par la suppression de l'arrondi des coins, cette forme étant beaucoup plus agréable pour le public.

D'autre part, si à l'origine la face avant du tube était isolée du public par une glace de protection transparente, l'adjonction d'une glace teintée améliorant les contrastes fut bientôt généralisée. Cette amélioration est due uniquement au fait que les rayons lumineux provenant de l'éclairage ambiant traversent deux fois l'écran teinté avant d'atteindre l'œil du spectateur, alors que l'image en provenance de l'écran ne la traverse qu'une fois. Par la suite, la face avant des tubes fut teintée directement dans la masse, ce qui améliore encore l'effet.

Il existe maintenant des tubes dénommés *twin-pannels*, comportant leurs glaces de protection incorporées, et, enfin, des tubes qui n'ont pas besoin d'écran de protection, car leur construction offre une sécurité d'emploi

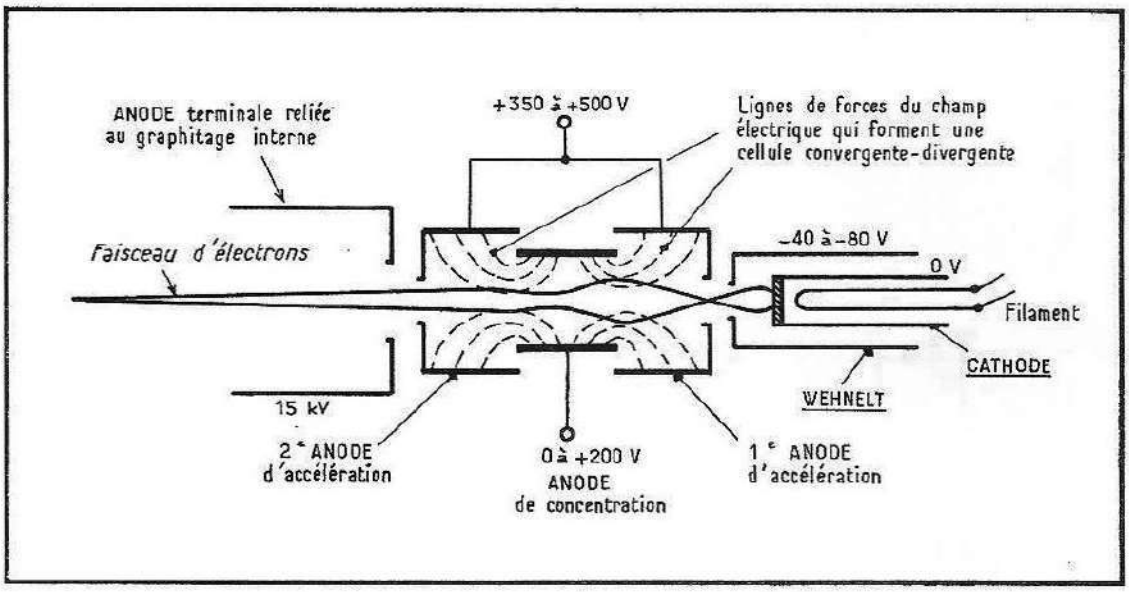


Fig. 28. — Canon tétrode à concentration statique. Ce canon est le plus moderne. Le réglage optimal de la concentration est obtenu en ajustant le potentiel de l'anode de concentration.

totale. Ces derniers ont pu être mis au point grâce à l'étude du mécanisme de l'implosion, dans laquelle les débris de verre sont aspirés vers l'intérieur, puis projetés vers l'avant ; en effet il a été possible de mettre en évidence que la jonction face avant et bulbe constituait le point critique : en renforçant cette jonction, le tube ne peut plus imploser en cas de choc, mais simplement se fêler avec une entrée d'air lente. Ces tubes dénommés auto-protecteurs sont réalisés de différentes manières selon les constructeurs.

Il existe divers formats de tubes pour la vision directe. Les plus répandus sont les 48 et 59 cm de diagonale. Il existe également des tubes de petit diamètre, quelques centimètres, conçus spécialement pour la projection sur grand écran ; ces tubes fonctionnent avec une haute tension de 25 à 50 kV, et procurent une image très brillante ; les récepteurs les utilisant sont relativement peu répandus.

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DES DIFFÉRENTS STANDARDS

Type du standard	Type de modulation		Intervalle de fréquence entre image et son MHz	Largeur de bande vidéo image MHz	Nombre de lignes par image complète	Nombre de trames par seconde	Fréquence lignes Hz	Type de signal de synchronisation image	Largeur du canal MHz
	image	son							
819 français	positive	AM	11,15	10,4	819	50	20 475	simple	14
625 français	—	—	6,5	6	625	50	15 625	complexe	8
405 anglais	—	—	3,5	3	405	50	10 125	simple	5
625 C. C. I. R.	négative	FM	5,5	5	625	50	15 625	complexe	7
625 O. I. R.	—	—	6,5	6	625	50	15 625	—	8
525 américain	—	—	4,5	4	525	60	15 750	—	6
625 belge.....	positive	AM	5,5	5	625	50	15 625	—	7
819 belge.....	—	—	5,5	5	819	50	20 475	—	7

LA PARTIE AMPLIFICATRICE DU RÉCEPTEUR

3.1 Considérations générales.

Le but de la partie amplificatrice du récepteur de télévision consiste à fournir, à partir de signaux reçus en haute fréquence par l'antenne de réception, la tension vidéo nécessaire pour moduler le tube cathodique et, également, les tensions basses fréquences de la voie son qui sont appliquées au haut-parleur.

Quelques chiffres situeront mieux l'importance de l'amplification.

La tension nécessaire pour moduler à fond un tube cathodique est d'une centaine de volts sur une résistance de 1 500 Ω environ en 819 lignes français, et 3 000 Ω en 625 lignes. Or, la valeur des signaux induits par l'antenne varie de quelques dizaines de microvolts à quelques millivolts, sur une impédance de 75 à 300 Ω ; pour 500 μV sur 75 Ω, ce qui constitue un signal assez confortable, la puissance d'entrée sur l'amplificateur est de 3.10^{-9} W ; cet amplificateur devra donc fournir à la sortie environ 6 W, ce qui correspond à un gain de puissance de 2 milliards ! D'autre part, la bande passante à transmettre est très large : 14 MHz en H. F., et une dizaine de MHz en M. F. et en vidéo pour le 819 lignes français.

Pour le son, l'amplification en puissance est du même ordre, mais avec une bande passante beaucoup plus réduite.

Par ailleurs, le signal vidéo est un signal complexe dont la forme simple est un signal carré qui se compose d'une fondamentale et d'un grand nombre d'harmoniques de rangs divers ; il est obligatoire que tous ces signaux parviennent sur l'électrode du tube cathodique, non seulement en respectant les amplitudes des diverses harmoniques, mais également leur place exacte dans le temps.

Cela implique une courbe de réponse globale soigneusement établie, et qui ne varie que peu avec l'intensité du signal reçu.

Dans les standards dont le son est modulé en amplitude, il faudra également éliminer soigneusement le son de la voie image. Dans les standards à modulation positive, les parasites sont visibles sur l'image puisqu'ils correspondent à des super-blancs. Il sera nécessaire de prévoir des dispositifs de limitation ou d'élimination.

De plus, l'un des plus grands problèmes de la réception télévision est celui causé par le souffle. Etant donné les largeurs des bandes passantes et

les fréquences élevées de réception, fréquences où les éléments composant les amplificateurs n'ont pas de caractéristiques particulièrement brillantes, le souffle devient un ennemi difficile à chasser, surtout lorsque le récepteur doit fonctionner loin d'un émetteur.

Enfin, le choix des composants présente une grande importance. En haute fréquence, et même en moyenne fréquence, les condensateurs se caractérisent plutôt par leur coefficient de self-induction, et les inductances par leurs capacités... Tel montage, correctement effectué, ne donnera pas de résultats, alors qu'il suffira de changer un condensateur de découplage, par exemple, et de le remplacer par un autre de même valeur, mais de construction différente, pour que tout rentre dans l'ordre.

N'oublions pas, non plus, que le câblage donne bien des soucis aux techniciens chargés de la conception ! Qui n'a pas vu éliminer un accrochage en découplant deux masses entre elles ! Il est d'ailleurs difficile de parler de masse à ces fréquences, le moindre brin de fil de quelques millimètres présentant, du fait de sa self-induction, une impédance suffisamment élevée pour provoquer un couplage nuisible.

L'examen de cette partie essentielle du récepteur de télévision nous amènera d'abord à étudier la constitution de l'amplificateur suivant les différents standards. Nous verrons ensuite les problèmes liés à la partie haute fréquence, et notamment le comportement des tubes amplificateurs aux fréquences très élevées utilisées en télévision.

Nous verrons les montages les plus couramment utilisés, et les raisons de leur emploi dans ce domaine particulier. Nous verrons également l'origine des différentes causes d'introduction du souffle.

Puis, nous aborderons l'étude de la partie moyenne fréquence du récepteur, en analysant d'une part les buts recherchés et, d'autre part, les moyens employés pour y parvenir. Nous verrons ensuite la détection et l'amplification vidéo qui termine l'amplification, et qui délivre les tensions de modulation au tube cathodique. Nous étudierons également les problèmes particuliers posés par les parasites, et nous terminerons par la méthode fondamentale de réglage et de mise au point de l'amplificateur.

Dans ce chapitre consacré à l'amplification, nous aborderons également les problèmes concernant la transmission de l'information du son, et cela particulièrement pour les standards où il est modulé en fréquence.

Comme nous l'avons vu plus haut, la puissance de la porteuse haute fréquence induite dans l'antenne de réception est généralement très faible, et cela implique nécessairement un gain en puissance très élevé.

La porteuse haute fréquence reçue est modulée par le signal vidéo représentatif, à chaque instant, de la luminosité de la parcelle d'image explorée à l'émission.

La fréquence du signal vidéo peut atteindre 10 MHz en 819 lignes français, et l'amplificateur doit respecter cette largeur de bande non seulement parce que sa courbe de réponse doit être linéaire en fonction de la fréquence, mais aussi parce qu'il doit également respecter les positions de phases relatives entre toutes les fréquences du spectre. Rappelons que l'émission du signal haute fréquence modulé s'effectue avec une des bandes latérales tronquées. Par conséquent, pour que le gain de l'amplificateur soit linéaire pour toutes les fréquences du spectre, la courbe de réponse globale de l'amplificateur doit avoir la forme indiquée sur la figure 4.

Cette forme se caractérise par le fait que la position de la porteuse reçue sur la courbe se situe en un point où le gain est atténué de moitié.

Cette condition est extrêmement importante, car si cette porteuse est calée en un point de la courbe où l'atténuation est plus importante, le gain des

fréquences élevées sera plus important que celui des fréquences basses, ce qui se traduira par une détérioration de l'image reçue dont les détails fins seront exagérés. A l'inverse, si la position de la porteuse sur la courbe est située sur un point où l'atténuation est plus faible, les fréquences basses seront favorisées par rapport aux fréquences élevées, et l'image restituée sera grossière et sans finesse.

Le calage de la porteuse sur le flanc de la courbe de réponse de l'amplificateur revêt donc une grande importance, et le récepteur devra être conçu pour que le réglage de l'amplification soit suffisamment stable à la fois dans le temps, et pour de grandes variations de niveau du signal reçu.

Dans les tout premiers moments de la télévision, et lorsque, seule, la bande I était utilisée, les récepteurs étaient souvent à amplification directe. C'est-à-dire que la porteuse reçue était directement amplifiée avec un nombre d'étages suffisant, puis le signal était détecté et amplifié en vidéo. Cette manière de procéder avait trois inconvénients dont le premier était l'obligation de ne recevoir qu'un seul canal — celui pour lequel l'amplificateur avait été conçu. Le second inconvénient résidait dans le fait que, la totalité du gain étant obtenue par un amplificateur accordé sur la même bande de fréquences, avec un gain très élevé, les réactions entre la sortie et l'entrée étaient très difficiles à combattre. En dernier lieu, cette méthode n'est praticable qu'en bande I où le gain par étage reste encore relativement correct. En bande III, le gain par étage devient si faible, et si difficile à obtenir, que la méthode universellement employée consiste maintenant à opérer le plus rapidement possible un changement de fréquence de façon à convertir la porteuse haute fréquence en une porteuse moyenne fréquence qui sera amplifiée au niveau nécessaire par un certain nombre d'étages accordés sur une bande de fréquences fixe, et avec une courbe de réponse de forme appropriée.

Néanmoins, afin de ne pas affecter le signal reçu d'une tension de souffle prohibitive, la porteuse haute fréquence est d'abord amplifiée par un étage accordé dont la constitution est le plus souvent spéciale, ce que nous verrons en détail par la suite. La porteuse amplifiée est appliquée ensuite à un étage mélangeur où, à l'aide d'un oscillateur auxiliaire, elle est convertie en une porteuse moyenne fréquence. Les circuits d'accord haute fréquence et oscillateur, sont réglés pour le canal à recevoir, et sont commutables. L'ensemble est groupé dans le sélecteur V. H. F. qui contient tous les circuits nécessaires pour la réception des canaux des bandes I et III.

Dans un récepteur conçu pour le 819 lignes français, par exemple, on trouvera dans le sélecteur V. H. F. onze jeux de circuits permettant de recevoir, par commutations successives, tous les canaux des bandes I et III.

Pour la réception des canaux U. H. F. le principe est le même, le signal est converti en signal moyenne fréquence, mais le réglage est continu et couvre toutes les bandes à recevoir d'une matière progressive.

L'ensemble, qui comprend l'étage haute fréquence, le mélangeur et l'oscillateur, est groupé dans le sélecteur U. H. F. La porteuse moyenne fréquence résultante est appliquée à l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence, ou bien sur le sélecteur V. H. F., qui devient à ce moment, et par des commutations appropriées, un amplificateur moyenne fréquence complémentaire.

L'amplificateur haute fréquence, autant en V. H. F. qu'en U. H. F., amplifie aussi la porteuse son et la convertit également, par le même étage mélangeur, en porteuse moyenne fréquence. L'amplificateur haute fréquence est donc toujours commun aux porteuses image et son, et devra donc posséder une bande passante qui englobe le spectre total de ces deux porteuses, soit 14 MHz en 819 lignes français, 7 MHz en 625 lignes C. C. I. R., et 8 MHz en 625 lignes français.

L'allure de la courbe de réponse de l'amplificateur et le calage correct de la porteuse ne sont donc pas donnés par l'amplificateur haute fréquence, mais toujours par l'amplificateur moyenne fréquence.

La porteuse haute fréquence, convenablement amplifiée par un certain nombre d'étages, est détectée, ce qui fait apparaître le signal vidéo. Celui-ci est encore amplifié par un ou deux étages et appliqué à l'électrode de modulation du tube cathodique du récepteur.

Pour situer les parts respectives de gain apportées par les différentes formes d'amplification que subit le signal depuis l'antenne jusqu'au tube cathodique, signalons que le gain en tension du sélecteur V. H. F., amplification haute fréquence et mélange compris, se situe entre 12 et 20, celui de la partie moyenne fréquence entre 200 et 1000, et celui de l'amplificateur vidéo entre 20 et 50. Le gain total, en tension, d'un récepteur à haute fréquence atteint un million, et le gain moyen se situe aux environs de 200 000.

Nous pensons que ce petit préambule était utile pour avertir les techniciens débutants, fiers d'avoir étudié et compris la théorie de montages bien nets et bien francs sur le papier, que cela ne représente qu'un seul aspect des choses, et que la mise au point de la partie amplificatrice d'un téléviseur est un sujet à migraines et transpiration, devant lequel il faut s'armer d'un courage et d'une patience à toute épreuve.

3 . 2 Constitution de l'amplificateur TV.

Le schéma synoptique de la partie amplificatrice d'un récepteur de télévision (fig. 29) comprend les parties suivantes :

— Un sélecteur V. H. F. (ou rotacteur) chargé d'amplifier et de convertir en moyenne fréquence les porteuses image et son des canaux compris dans les bandes I et III. Accessoirement, il peut également amplifier les signaux moyenne fréquence provenant du sélecteur U. H. F. Le sélecteur V. H. F. comporte un certain nombre de positions, généralement 12, dont chacune correspond à un canal haute fréquence (45 à 200 MHz environ).

— Un sélecteur U. H. F. chargé d'amplifier et de convertir en moyenne fréquence les porteuses image et son des émetteurs des bandes IV et V. Ce sélecteur est généralement à réglage continu, et couvre sans trou toute la gamme de fréquences comprise dans ces bandes (480 à 900 MHz environ).

— Un amplificateur moyenne fréquence, dont un tronc est commun au son et à l'image, et qui se divise ensuite en deux branches séparées. En effet, lorsque la porteuse son est modulée en amplitude, chaque fois que les deux porteuses son et image se trouvent en présence dans un élément non linéaire, courbure de grille, détecteur, etc., cet élément fait apparaître la basse fréquence son qui module la porteuse image en superposition avec la vidéo. Ce phénomène est très désagréable, et porte le nom de « son dans l'image ». L'inverse, c'est-à-dire la modulation de la porteuse son par la vidéo, se produit également dans les mêmes conditions. C'est pourquoi, lorsque le son est modulé en amplitude, il est nécessaire de séparer rapidement les deux porteuses et d'éliminer énergiquement le son de la chaîne M. F. image. C'est la raison pour laquelle, dès ce moment, la branche image comporte un certain nombre de réjecteurs destinés à éliminer la porteuse son. D'autres réjecteurs sont également prévus pour éliminer les porteuses des canaux voisins qui pourraient introduire des perturbations. L'amplificateur image comporte généralement deux commandes de gain, l'une automatique et

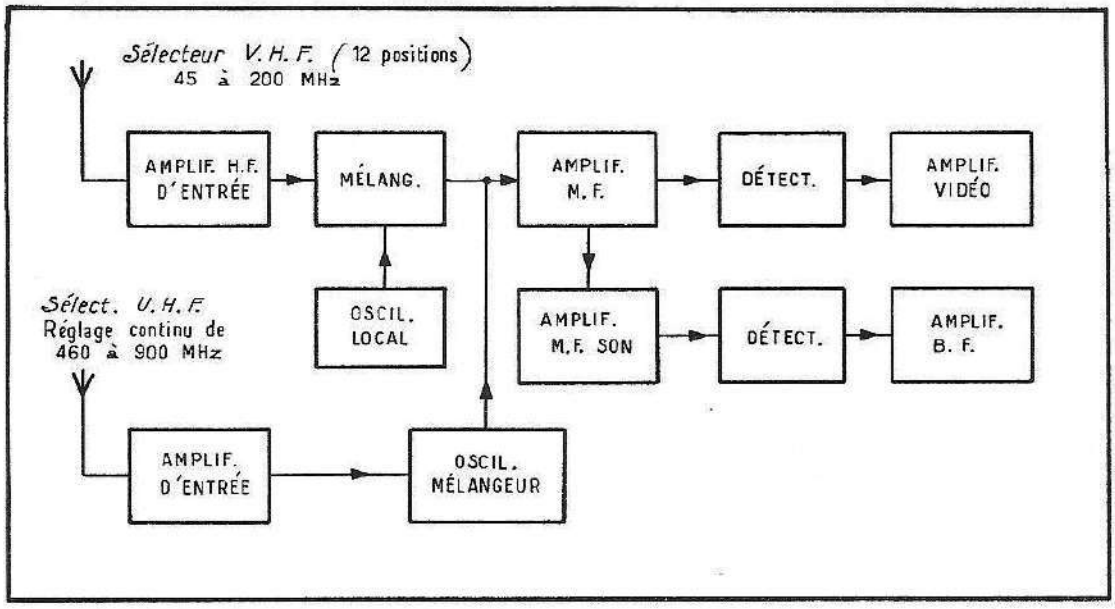


Fig. 29. — Constitution de la partie amplificatrice dans le cas de réception d'un émetteur dans un standard où le son est modulé en amplitude.

l'autre manuelle, qui permettent à l'usager d'ajuster la valeur du contraste de l'image à la valeur désirée.

— Un détecteur son suivi d'un amplificateur basse fréquence.

— Un détecteur vidéo suivi du ou des étages nécessaires à l'amplification du signal vidéo.

— Facultativement, des dispositifs supplémentaires tels que des antiparasites son et image ou contraste automatique en fonction de la luminosité ambiante, etc...

Dans les standards dont le son est modulé en fréquence, le schéma synoptique est quelque peu différent pour la partie M. F. image et son (fig. 30). En effet, il est alors particulièrement intéressant d'amplifier ensemble le son et l'image jusqu'à la détection, qui, par battements entre ces deux porteuses,

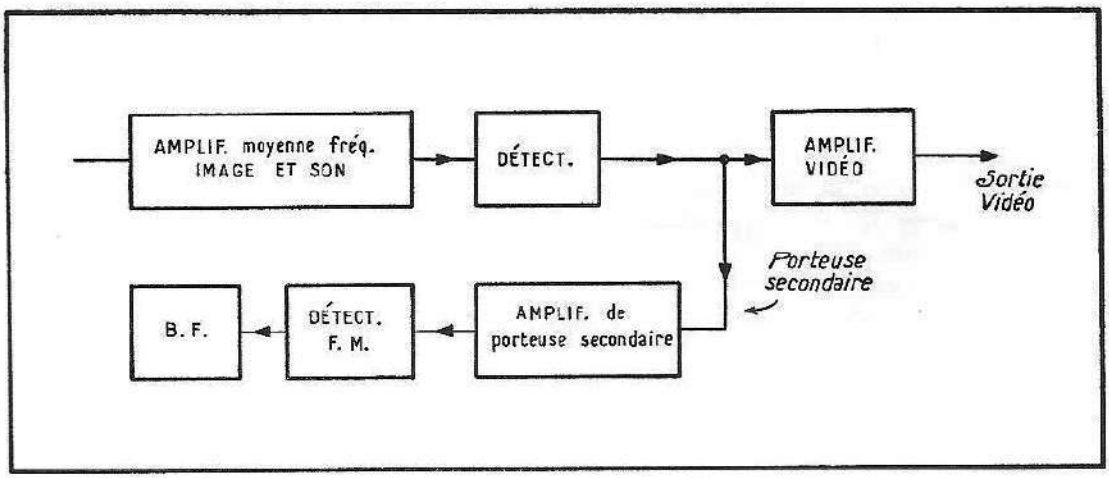


Fig. 30. — Variante dans le cas de réception d'un émetteur dont le son est modulé en fréquence (procédé Inter-Carrier).

en fait apparaître une troisième dont la valeur est donnée par la différence entre les deux précédentes. Cela est possible ici car, lorsque le son est modulé en fréquence, et non en amplitude, il ne peut faire apparaître de modulations parasites sur l'image.

Réciproquement, la porteuse son ne sera pas gênée par la modulation d'amplitude vidéo puisque, d'une part, la porteuse sera très énergiquement limitée, et que, par ailleurs, le détecteur à modulation de fréquence n'est que très peu sensible à la modulation d'amplitude.

Cette nouvelle porteuse, créée par battement au niveau de la détection image est amplifiée et limitée énergiquement, puis appliquée à un détecteur qui fait apparaître le signal B. F.

Ce procédé, dénommé *Inter-Carrier System*, est avantageux, car, outre la simplification de construction obtenue, il permet de rendre le réglage du récepteur plus agréable pour l'usager. En effet, comme nous l'avons vu, du fait de l'élimination partielle d'une des bandes latérales, la meilleure image s'obtient par un calage précis de la porteuse image sur le flanc de la courbe, exactement à 6 dB d'atténuation par rapport au niveau maximum. Dans les standards à modulation du son en amplitude, cette position doit correspondre à un bon calage de la porteuse son dans la bande M. F. son, et en même temps dans le creux des réjecteurs son de la chaîne image. Si ces deux conditions ne sont pas exactement remplies, l'usager sera obligé de décaler le réglage de fréquence de l'oscillateur local, soit pour éliminer le son dans l'image, soit pour obtenir la réception son optimale qui ne correspond pas forcément à la meilleure image possible. Cet impératif, obligeant à la coïncidence de trois paramètres, cause de grands soucis dans la fabrication et la mise au point des récepteurs. Avec le procédé *Inter-Carrier*, cette servitude est éliminée en grande partie, car l'usager pourra régler la fréquence de l'oscillateur local à la valeur qui lui permet d'obtenir la meilleure image, sans que pour cela la porteuse secondaire, apparaissant par battements des deux porteuses principales, ne subisse d'altération, sauf en amplitude, ce qui est sans importance, puisque le signal sera ensuite limité, et qu'on n'en prélèvera qu'une infime partie.

3.3 La haute fréquence en télévision.

Le rôle de la partie haute fréquence du récepteur de télévision est d'amplifier, dans les meilleures conditions possibles, le signal provenant de l'antenne et de le convertir en un signal moyenne fréquence.

Les puissances reçues par l'antenne sont très faibles, de l'ordre de quelques millièmes de microwatt. A ces niveaux, le problème du souffle est primordial, et toutes les solutions possibles en haute fréquence sont conditionnées par ce facteur. A cet égard, l'étage d'entrée détermine presque à lui seul le facteur de souffle de tout le récepteur, car ce dernier ne pourra plus être amélioré ensuite, bien au contraire ! Il est donc important de lui apporter tout le soin possible.

LE SOUFFLE.

Le souffle est une manifestation de la discontinuité de la matière. Lorsqu'on se place à l'échelle moléculaire, la vision agréable que nous avons des choses disparaît, remplacée par un bouillonnement intense et désordonné. Vu à

cette échelle, le fameux mètre-étalon ressemblerait à une mer en furie dont nous serions bien en peine de mesurer la longueur à chaque instant ! Il en est de même si l'on mesure la tension aux bornes d'un conducteur. Pour que le potentiel soit effectivement nul, il faudrait que le nombre d'électrons libres soit exactement le même à chaque extrémité. Cela est exact pour la température du zéro absolu, mais au fur et à mesure que la température s'élève, l'agitation moléculaire augmente, et, à notre température habituelle, située aux environs de 290°, un potentiel appréciable apparaît aux bornes du conducteur. La moyenne de ce potentiel, régie par des fluctuations erratiques, est parfaitement nulle, mais acquiert des valeurs instantanées qui sont fonction de la température du conducteur, de sa résistance et de la bande passante transmise, car la probabilité de perception d'une variation augmente avec cette dernière.

La tension instantanée, en volts, de ce souffle s'établit par la relation d'agitations thermiques, qui est la suivante :

$$e = \sqrt{4\,KTRB}$$

T — température absolue,
R — résistance du conducteur,
B — bande passante transmise délimitée par une atténuation de 3 dB,
K — constante de Boltzman qui vaut $1{,}38.10^{-23}$ µ/dyne.

Pour avoir une idée de l'ordre de grandeur de cette tension, nous pouvons calculer la tension de souffle existant aux bornes d'une antenne dont l'impédance est de 75 Ω pour une bande de 15 MHz à la température ambiante de 25°, soit 298° absolus arrondi à 3.10^2.

$$E = \sqrt{3.10^2 \times 4 \times 1{,}38.10^{-23} \times 75 \times 15.10^6} = \sqrt{18.10^{-12}} \# 4{,}2\ \mu V\ .$$

Cette tension instantanée ne tient évidemment pas compte des variations erratiques de potentiel dans l'atmosphère, qui sont induites dans l'antenne.

Ainsi, la limite de sensibilité de notre récepteur est bien établie dès l'entrée, et si nous désirons une réception avec un rapport signal-bruit de 10 (20 dB), il faudra que le champ utile induise dans l'antenne une tension de 50 µV au moins, en supposant que le reste du récepteur n'apporte aucune cause supplémentaire de bruit, ce qui est malheureusement impossible, comme nous le verrons.

SOUFFLE DES TUBES.

La structure granulaire de l'émission cathodique est la principale source de bruit dans les tubes de réception. La quantité d'électrons qui arrive sur l'anode d'un tube varie constamment, d'une façon erratique, d'un instant à l'autre. Ces variations de courant produisent des variations de tension qui se superposent, dans la résistance de charge, au signal désiré.

Lorsqu'un tube comporte plusieurs électrodes collectant une partie du courant électronique émis par la cathode, il apparaît une nouvelle cause de bruit, dit « bruit de répartition », provoqué par le fait que ces électrodes prélèvent plus ou moins d'électrons à chaque instant, et cela également de façon erratique.

La troisième cause de souffle, mais secondaire celle-là, est celle dite « d'induction ». Elle est due au fait que le courant électronique, passant au voisinage de la grille de commande, y induit une tension. La densité du courant fluctuant à chaque instant, une tension de souffle apparaît sur l'électrode de commande du tube, et agira proportionnellement sur le courant de celui-ci.

Il est commode, pour juger rapidement un tube, d'imaginer qu'il ne produit aucun souffle, mais qu'il possède, inséré dans sa grille, un générateur figuré par une résistance dont la valeur correspond à celle qui délivrerait la même tension de souffle, à la température de fonctionnement. Les meilleurs tubes sont donc ceux qui auront la plus faible résistance de bruit.

On démontre que cette résistance équivalente de souffle est pour une triode $R_{eq} = 2{,}5/S$, S étant la pente moyenne de travail de la triode.

Pour une pentode, cette valeur s'établit par la relation approximative suivante :

$$R_{eq} = \frac{I_p}{I_p + I_{g2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + \frac{20\, I_{g2}}{S^2} \right),$$

I_p = courant anodique,

I_{g2} = courant de l'écran.

En général, les pentodes présentent une résistance équivalente de souffle plusieurs fois plus élevée que celle des triodes. On considère qu'une réception télévision ne devient confortable que lorsque le rapport signal utile/souffle dépasse 10 (20 dB).

3.4 Facteur de bruit.

Le facteur de bruit d'un quadripôle est défini par le rapport des rapports signal/bruit entrée et sortie en puissance :

$$\text{Facteur de bruit} = \frac{\text{Puissance d'entrée utile/Puissance de souffle à l'entrée}}{\text{Puissance de sortie utile/Puissance de souffle à la sortie}}.$$

Ce facteur, permettant d'apprécier le souffle introduit par un montage, s'exprime en dB.

Essayons de mieux définir ce facteur de bruit : son équation peut s'écrire sous la forme

$$F = \frac{P_{eu}/P_{se}}{P_{su}/P_{ss}} = \frac{P_{eu}\, P_{ss}}{P_{su}\, P_{se}}$$

et comme P_{su}/P_{eu} est le gain en puissance G_p du quadripôle, il vient

$$F = \frac{P_{ss}}{G_p\, P_{se}}.$$

Essayons de déterminer maintenant la valeur de P_{se} qui est la puissance de souffle à l'entrée.

Si nous connectons à l'entrée du quadripôle un générateur délivrant une force électromotrice E, et qui possède une résistance interne R, le maximum d'énergie sera transmis au premier lorsque la valeur de sa résistance d'entrée sera égale à la résistance interne du générateur.

Dans ces conditions d'adaptation optimale, la puissance transmise sera

$$P = \frac{E^2}{4\,R}\,.$$

Par ailleurs, la tension de souffle à l'entrée sera donnée par la relation

$$E = \sqrt{4\ KTRB}$$

et sa puissance sera

$$P_{se} = \frac{E^2}{4\,R} = \frac{4\ KTRB}{4\,R} = KTB\,.$$

Remplaçons maintenant P_{se} par sa nouvelle valeur dans l'expression du facteur de bruit :

$$F = \frac{P_{ss}}{KTBG_p}\,.$$

Il faut noter que le facteur de bruit est indépendant de la résistance interne de la source dans le cas de l'adaptation optimale.

Il s'exprime parfois en valeurs KT, on a alors :

$$FKT = \frac{P_{ss}}{BG_p}\,.$$

3.5 Impédance d'entrée des tubes en H. F.

Aux fréquences basses, on peut considérer l'impédance d'entrée d'un tube comme suffisamment grande pour que son influence soit négligeable. Pour des fréquences plus élevées, jusqu'à 20 MHz, l'impédance d'entrée est constituée par la capacité grille-cathode, sans qu'il soit nécessaire d'introduire d'autres facteurs dans les lampes modernes. Au-dessus de 20 MHz, il faut considérer non seulement la capacité de la grille, mais un autre élément dont l'importance grandit avec la fréquence : la résistance d'entrée.

Cette résistance d'entrée, dont il faut tenir compte pour l'adaptation du circuit d'entrée, limite la tension que l'on peut appliquer entre grille et cathode avec une puissance déterminée.

L'origine de la résistance d'entrée réside dans le fait que la connexion de cathode présente une valeur d'inductance produisant une contre-réaction de courant.

Cette contre-réaction développe entre cathode et masse une tension proportionnelle à la self-induction de la cathode et à la pente du tube. Cette tension, qui n'est pas en phase avec la source, est reliée à celle-ci par la capacité grille-cathode. La source est donc amenée à débiter un courant en phase avec sa tension, comme si une résistance pure était connectée en parallèle sur la capacité grille-cathode.

Par ailleurs, le temps de transit de la tension de commande de la source vers le point actif de l'électrode de commande, temps non négligeable à ces fréquences, vient encore accentuer la différence de phase entre la tension

de commande et la tension apparaissant sur la self-induction de cathode. L'effet en est également une réduction de la résistance d'entrée.

La figure 31 permet de mieux se représenter l'aspect physique du phénomène.

Nous voyons sur cette figure, la grille de commande d'un tube sur laquelle est injecté le signal E. L'inductance L_K représente le coefficient de self-induc-

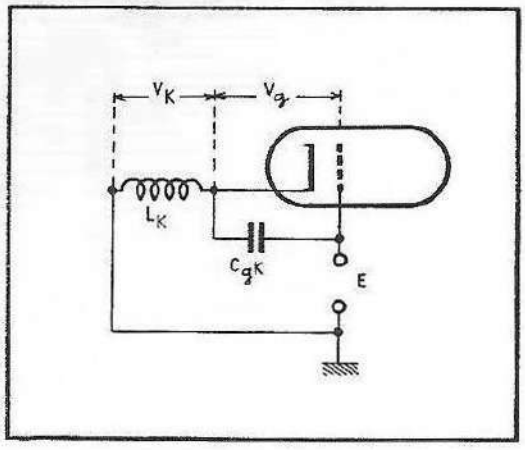


Fig. 31. — La self induction présentée par le conducteur de cathode se traduit par l'apparition d'une résistance pure connectée en parallèle sur la source et dont la valeur est $R_{eq} = 1/LCS\omega^2$.

tion de la connexion de cathode. Le condensateur C_{gK} figure la capacité interne existant entre la grille de commande et la cathode. Il est bien évident que la tension réelle de commande existant entre grille et cathode n'a pas exactement la même valeur que la tension délivrée par E.

En effet, le courant circulant dans L_K y induit une tension

$$V_K = JL\omega I_K \tag{1}$$

qui se soustrait de E. V_g devient donc :

$$V_g = E - JL\omega I_K . \tag{2}$$

Le courant qui circule dans C_{gK} est :

$$J\omega CE_g = J\omega CE + \omega^2 LCI_K , \tag{3}$$

$$I_K = SV_g = S(E - JL\omega I_K) = SE - JL\omega SI_K = \frac{SE}{1 + JL\omega S} . \tag{4}$$

En remplaçant dans (3) I_K par sa valeur, on trouve :

$$I_g = J\omega CE + \frac{\omega^2 LCSE}{1 + JL\omega S} .$$

Si $L\omega S$ est beaucoup plus petit que 1, on obtient :

$$I_g = J\omega CE + E\omega^2 LCS \quad \text{ou} \quad I_g = J\omega CE + E/R_{eq} \quad \text{ou} \quad R_{eq} = 1/LCS\omega^2$$

C'est pour cette raison que les lampes utilisées en H. F. possèdent souvent deux connexions de cathode en parallèle, qui permettent de diminuer la valeur de l'inductance, et ainsi de doubler pratiquement la résistance d'entrée.

La résistance d'entrée est généralement donnée pour une fréquence déterminée. Pour connaître sa valeur pour une autre fréquence, il suffit de faire le rapport $R_2 = R_1 F_1^2/F_2^2$.

Exemple : La pentode EF 80 est donnée pour une résistance d'entrée de 10 kΩ à 50 MHz ; à 200 MHz, cette résistance sera :

$$R_2 = \frac{10^4.(5.10^7)^2}{(2.10^8)^2} = 600\ \Omega\ .$$

En fait, la résistance d'entrée est bien inférieure à 600Ω car au-dessus de 100 MHz, le temps de transit commencera à avoir une grande importance dans l'expression de la résistance d'entrée.

La résistance d'entrée varie avec la pente ; si l'on désire commander le gain du tube par variation de pente, cet effet pourra être très gênant.

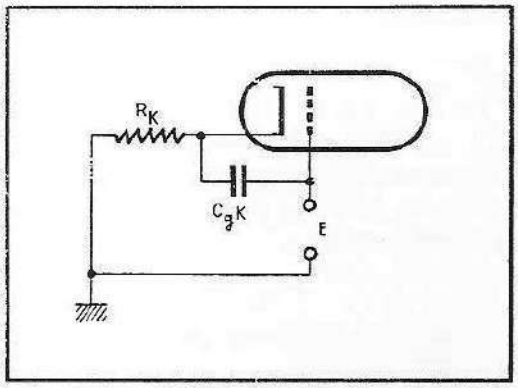


Fig. 32. — L'adjonction d'une résistance R_k dans le circuit de cathode permet de stabiliser les variations de capacité en fonction des variations de la pente.

On peut le diminuer par l'adjonction d'un condensateur en série avec la cathode, condensateur qui s'accorde sur la fréquence à amplifier avec l'inductance de cathode. Ce procédé est sélectif (ce qui est déjà un inconvénient) ; il peut également créer des instabilités, aussi ne l'emploie-t-on généralement pas.

On préfère atténuer la variation de résistance d'entrée par l'introduction d'une légère contre-réaction d'intensité due à la présence en série dans la cathode d'une résistance de faible valeur (10 à 30 Ω) non découplée. Cette méthode a également l'avantage de stabiliser l'effet de la variation de capacité dynamique en fonction de la pente.

La capacité dynamique d'un tube est formée par la surface de la grille d'une part, et de la cathode entourée de son nuage électronique de l'autre, le tout étant séparé par la distance entre ces deux électrodes. Lorsqu'on agit sur la tension de la grille, on agit également sur la charge d'espace de la cathode, et ainsi sur la distance dynamique existant entre les deux. Il en résulte un désaccord du circuit attaquant la grille en fonction de la tension de commande.

Si on effectue le montage représenté dans la figure 32, nous avons $Z = E/I_g$, et $E = V_{RK} + V_g$;

$_{RK}$ étant la résistance de contre-réaction en série dans le circuit de cathode, et E la tension de commande appliquée à la grille.

$V_{RK} = V_g\,SR$ et $E = V_g + V_g\,SR = V_g(1 + SR)$ alors que $I_g = J\omega CV_g$; donc

$$Z = \frac{E}{I_g} = \frac{V_g(1 + SR)}{J\omega CV_g} = \frac{1 + SR}{J\omega C}\ .$$

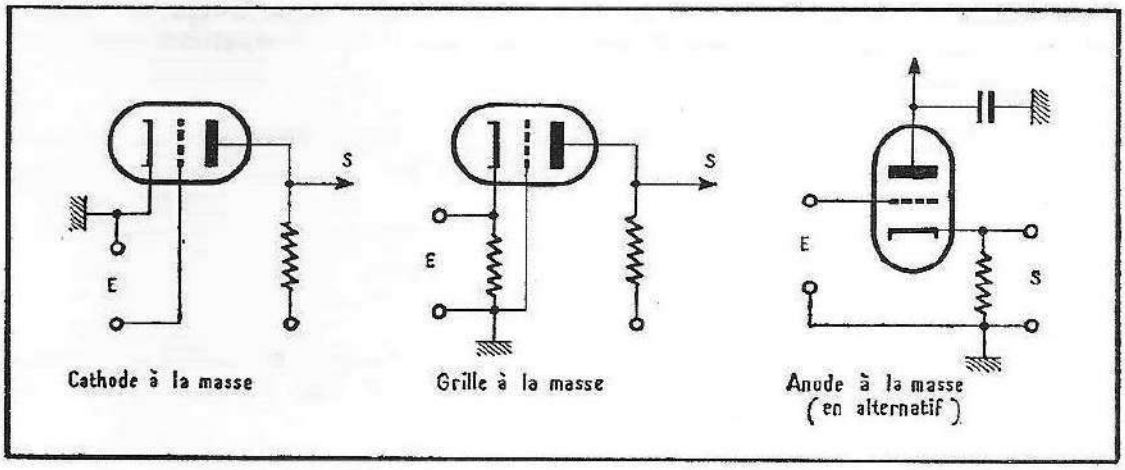


Fig. 33. — Les trois manières fondamentales d'utiliser une triode.

Tout se passe donc comme si la source débitait dans une capacité égale à $C/(1 + SR)$. Le problème consiste à trouver une valeur de R pour laquelle Z demeure constant. Pour ceci, supposons que la capacité soit C pour une pente de S, et C_1 pour une pente de S_1, et égalisons les deux équations d'impédance, soit :

$$\frac{C}{1 + SR} = \frac{C_1}{1 + S_1 R}$$

d'où l'on tire

$$R = \frac{C - C_1}{SC_1 - S_1 C} \quad \text{ou encore} \quad R = \frac{\Delta C}{SC_1 - S_1 C}.$$

Prenons un exemple numérique.

Supposons un tube où $C = 10$ pF pour $S = 10$ mA/V, et $C_1 = 8$ pF pour $S = 2$ mA/V.

Nous aurons :

$$R = \frac{2.10^{-12}}{8.10^{-14} - 2.10^{-14}} = \frac{2.10^{-12}}{6.10^{-14}} = 33\ \Omega.$$

3.6 Facteur de mérite des tubes.

Nous verrons plus tard que la bande passante maximale transmise B est liée à la capacité parasite C et à la résistance d'amortissement R. La relation qui détermine la valeur de cette résistance est $R = 1/(2\pi BC)$. Or, le gain d'une pentode ou d'une triode pour des signaux faibles est, à la résonance du circuit, $G = SR$; en remplaçant R par sa valeur, nous obtenons :

$$G = S/(2\pi BC).$$

Le terme 2 π est constant ; de même B étant constant pour un amplificateur déterminé, le gain sera proportionnel au rapport S/C ; et, si le circuit ne comporte pas de capacité d'accord, ce qui est presque toujours le cas en télévision, le terme C ne sera constitué que par les capacités d'entrée et de sortie des tubes employés. Le terme S/C_t ou C_t, représentant la somme des capacités du tube, est appelé *facteur de mérite* et il semble bien, à première vue, que ce facteur représente effectivement un critère de choix du tube à employer. Néanmoins, bien d'autres paramètres doivent être pris en considération pour le choix du tube amplificateur, comme, par exemple, la résistance d'entrée liée au mode de construction du tube et la résistance équivalente de bruit.

Le facteur de mérite n'est donc qu'une indication partielle et non déterminante.

3.7 La haute fréquence.

MONTAGE D'ENTRÉE.

Bien que les pentodes offrent des facilités d'emploi nettement plus grandes que les triodes, ces dernières sont préférées dans le montage d'entrée des récepteurs courants.

En effet, le souffle introduit par l'étage d'entrée est multiplié par le gain global du récepteur, et il est nécessaire de le réduire au maximum. La triode peut être employée de trois manières fondamentales : cathode à la masse, grille à la masse, et plaque à la masse (fig. 33). Seules les deux premières procurent un gain en tension utilisable.

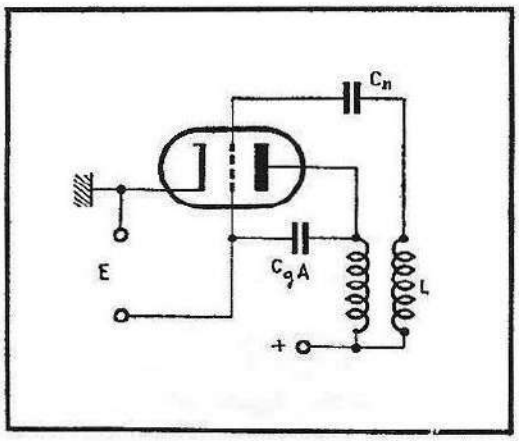


Fig. 34. — Procédé de neutralisation (Hazeltine). L'inductance L, couplée à l'inductance d'anode, renvoie sur la grille, à travers C_n, une tension égale et en opposition de phase de celle qui est induite par la capacité C_{gA}.

Le montage cathode à la masse procure le maximum de gain réel, car il permet de bénéficier du rapport de transformation du circuit d'entrée, mais, du fait de la capacité anode-grille qui ramène sur la grille une fraction importante du signal amplifié, le montage est instable ce qui oblige à prévoir une neutralisation.

Cette neutralisation s'opère en ramenant de la plaque vers la grille une tension, en opposition de phase, égale à celle induite par la capacité anode-grille (fig. 34). Il existe un type spécial de triode dans lequel cette capacité est extrêmement réduite, notamment grâce à l'interposition, entre anode et grille, d'un pseudo-écran qui ne dissipe pas de puissance, et qui, de ce fait, n'apporte pas d'augmentation du bruit dû à la répartition, comme dans une pentode.

Le montage utilisant ce tube est dénommé « neutrode », et il a connu un certain nombre de réalisations industrielles, principalement aux Etats-Unis.

Avec une triode normale, le montage cathode à la masse est pratiquement impossible à réaliser industriellement, en raison des difficultés de neutrodynage, surtout s'il s'agit de récepteurs multicanaux à large bande passante.

Le montage grille à la masse, très stable puisque la grille forme un écran entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur, procure sensiblement le même gain que le montage précédent en tant qu'amplificateur. Malheureusement, du fait de son impédance d'entrée très faible, l'amplification en tension apportée par le transformateur d'entrée est pratiquement nulle, ce qui n'est pas favorable au point de vue souffle.

On utilise donc généralement un montage mixte, comportant deux tubes, montage qui permet d'obtenir les avantages cumulés des montages grille à la masse et cathode à la masse, sans en avoir les inconvénients. Le principe de ce montage, dénommé « cascode », est représenté sur la figure 35.

La première triode est attaquée par un circuit adaptant l'impédance du câble d'antenne à celle de l'impédance d'entrée du tube. La plaque de ce tube est reliée à la cathode de la lampe suivante, et la grille de cette dernière est reliée à la masse.

Le gain du premier tube est approximativement égal à l'unité, puisque, si les deux lampes possèdent des caractéristiques identiques, on a :

$$G = SR, \quad \text{et puisque} \quad R = 1/S, \; G = S/S = 1.$$

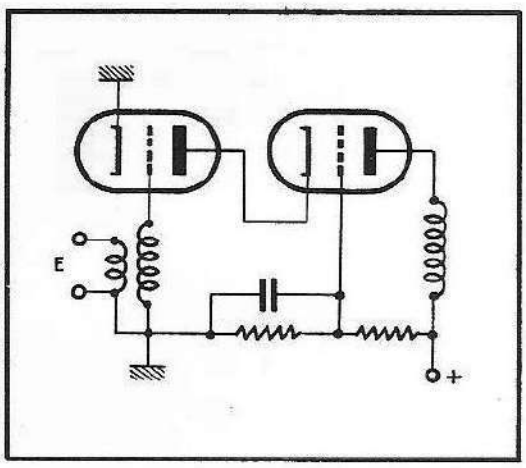


Fig. 35. — Schéma de principe de l'amplificateur cascode.

La fonction de ce tube est donc uniquement de profiter au maximum du facteur multiplicatif en tension du transformateur d'entrée.

Le deuxième tube, attaqué par la cathode, possède un gain normal.

Du fait que la tension existant sur la plaque du premier tube est pratiquement la même que celle figurant sur la grille, il n'y a pas de cause d'instabilité. Il est néanmoins préférable de prévoir une neutralisation qui permet d'éviter la contre-réaction apportée par la capacité anode-grille, et d'obtenir ainsi le meilleur gain possible.

Cette neutralisation diminue également les variations de la forme de la courbe de réponse en fonction de la tension de commande automatique de gain appliquée sur la grille.

On place généralement un circuit accordé entre la plaque de la première triode et la cathode de la seconde. Ce circuit peut être commuté ou simplement accordé sur la fréquence centrale du canal dont la fréquence est la plus élevée. Il améliore le gain de l'ensemble, et surtout facilite l'obtention de la forme optimale de la courbe totale en bande large.

Le réglage du potentiel de grille de la seconde triode s'effectue à l'aide du pont formé par deux résistances d'une valeur de quelques centaines de milliers d'ohms. Ces valeurs ne sont pas critiques, parce que la tension de polarisation est auto-compensée dans une assez large mesure par le fait que si V_{g2} tend à croître, le courant circulant dans les deux tubes en série tend également à augmenter, et ainsi la tension V_{K2} s'élève.

Les figures 36 et 37 montrent les deux neutrodynages les plus couramment utilisés.

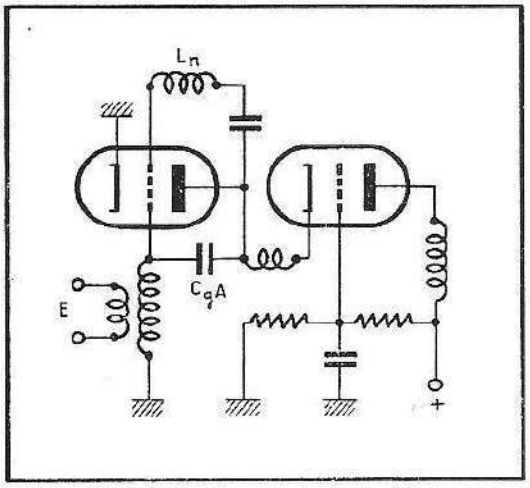


Fig. 36 (ci-contre). — Neutrodynage par bobine. L'inductance L_n s'accorde avec C_{gA} de façon que le circuit présente son impédance maximale pour la fréquence correspondant à la porteuse amplifiée.

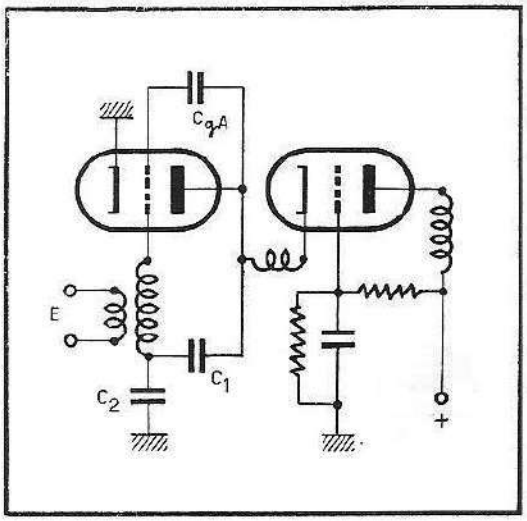


Fig. 37 (ci-contre). — Neutrodynage par capacité à la base. Les condensateurs C_2 et C_1 ramènent à la base de l'enroulement de grille une tension égale à celle qui est due à C_{gA}.

Dans la figure 36, la neutralisation est effectuée par une bobine placée entre l'anode et la grille du premier tube. Cette bobine est accordée par la capacité C_{ga} de façon à résonner au milieu de la bande à transmettre. De ce fait, l'impédance entre plaque et grille passe par un maximum à cette fréquence, et le transfert d'énergie par un minimum.

L'inconvénient de ce neutrodynage est qu'il n'est valable que pour un seul canal. Il faut donc prévoir, par canal, un circuit que l'on commute en même temps que les autres bobinages d'accord.

Le neutrodynage de la figure 37 n'a pas cet inconvénient. Il consiste à renvoyer à la base du circuit d'entrée une tension égale à celle appliquée sur le haut par la capacité C_{ga} ; ainsi les deux tensions se neutralisent mutuellement. Il faut remarquer que le circuit d'entrée attaque maintenant la grille avec le condensateur C_2 en série, dont la valeur, judicieusement choisie, permet d'avoir le meilleur rendement du transformateur d'entrée. Naturellement, le rapport C_1/C_2 devra être ajusté de façon à obtenir la neutralisation optimale.

3.8 Le changement de fréquence.

Le changement de fréquence s'opère en modulant les porteuses image et son par un oscillateur local. Cet oscillateur peut posséder une fréquence supé-

rieure ou inférieure à celle des porteuses incidentes, l'écart étant égal à la moyenne fréquence désirée.

Le mélange peut s'opérer par diode, triode ou pentode.

Le mélange par diode offre l'avantage de ne nécessiter qu'une faible tension d'oscillation, et d'avoir un bon rapport signal/bruit. Malheureusement,

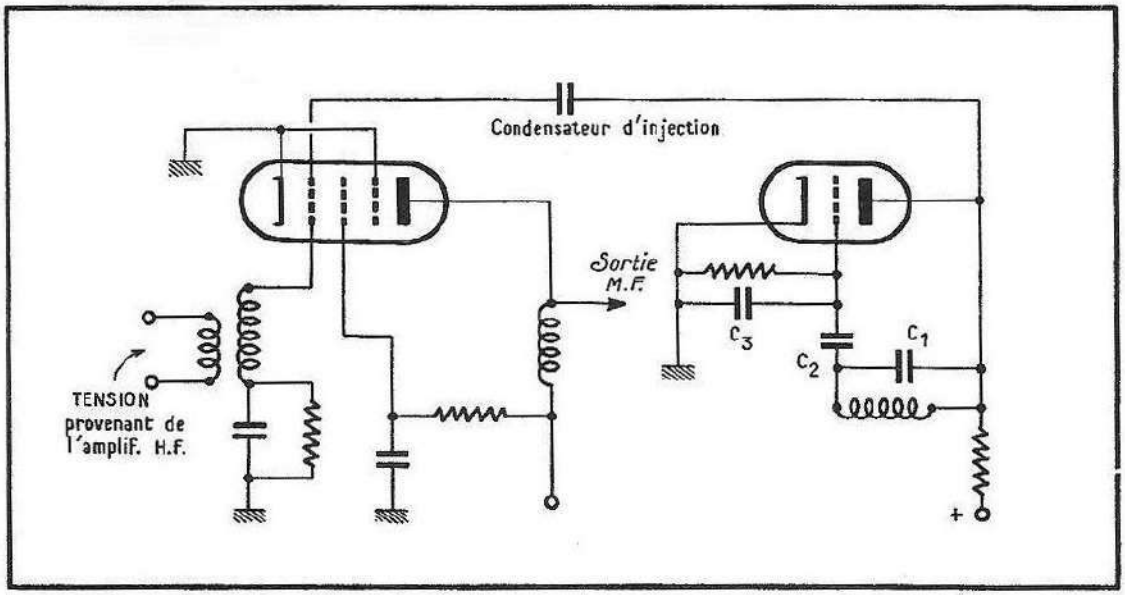


Fig. 38. — Montage classique d'un mélangeur pentode dont la tension de mélange est délivrée par un oscillateur local assuré par une triode. Les condensateurs C_1, C_2 et C_3 possèdent des coefficients négatifs qui permettent de stabiliser la fréquence en fonction de la température.

son rendement est relativement faible, et le couplage entre la M. F. et les circuits d'entrée est important.

Le mélange par triode donne d'excellents résultats, mais le montage est moins commode et plus instable que ceux utilisant une pentode. Aussi, étant donné que le mélangeur ne contribue pas trop au souffle total, cette dernière solution est-elle communément adoptée en V. H. F.

D'ailleurs il s'agit le plus souvent d'une triode-pentode dont l'élément triode constitue l'oscillateur local, et la section pentode le mélangeur. En général, on relie le cascode d'entrée au mélangeur par un filtre de bande à couplage capacitif en tête, lorsque la bande passante à transmettre est très large (819 lignes), ou simplement un filtre de bande à couplage mutuel si cette bande est relativement étroite (625 C. C. I. R., etc.).

Un des points les plus délicats du sélecteur V. H. F. est la stabilisation de la fréquence de l'oscillateur. Cet élément est en effet plus conçu pour un encombrement réduit que pour une stabilité irréprochable. De plus, l'élévation en température de l'air ambiant à l'intérieur du coffret est importante. Si l'on ne prend pas de précautions particulières, l'usager sera obligé de retoucher constamment le vernier de fréquence, ce qui est inadmissible. Pour éliminer ce défaut, on recourt à des condensateurs céramiques à coefficient de température négatif, placés aux bornes du circuit oscillant. Avec ce procédé, on arrive assez facilement à maintenir la stabilité à mieux que 5.10^{-4}, ce qui est suffisant (fig. 38).

3 . 9 a Circuit de sortie.

La liaison entre la haute fréquence et la partie moyenne fréquence s'effectue soit par un circuit simple accordé sur C_A et C_g, soit par un filtre de bande qui permet d'obtenir un gain et une sélectivité meilleurs. On considère assez souvent le sélecteur comme un ensemble séparé qui est relié à la moyenne fréquence par un câble à basse impédance.

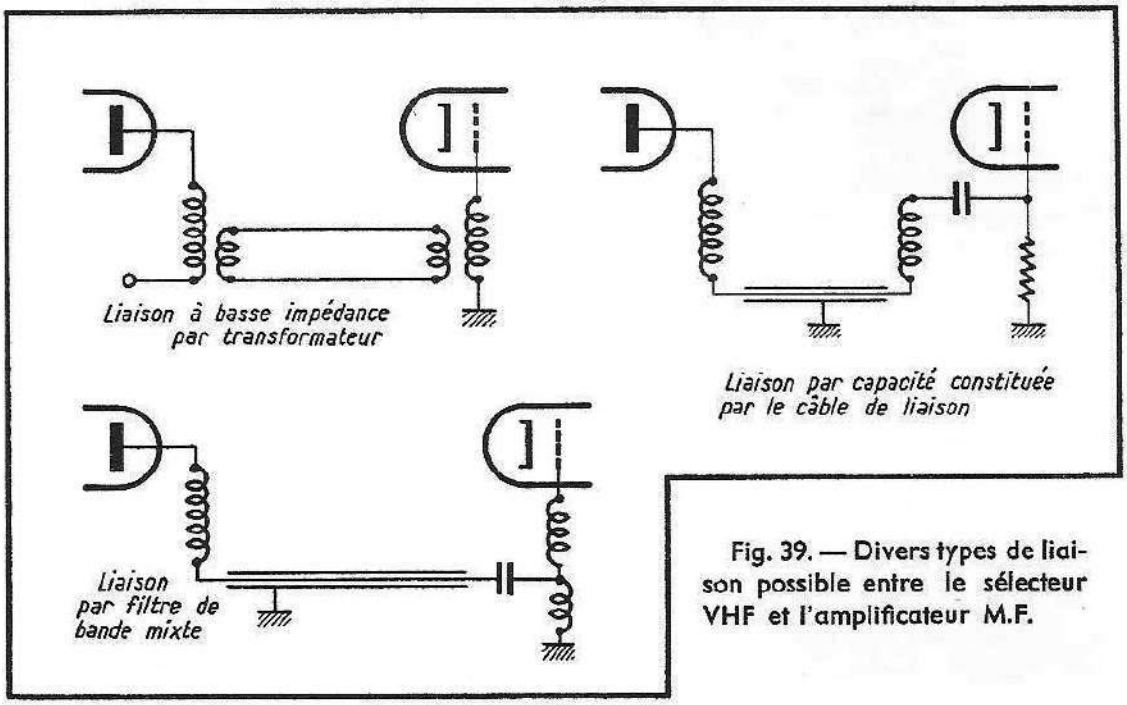


Fig. 39. — Divers types de liaison possible entre le sélecteur VHF et l'amplificateur M.F.

La figure 39 montre un certain nombre de liaisons possibles, dont une est constituée par un filtre de bande à couplage capacitif à la base, couplage formé par la capacité du câble de liaison.

Avant de terminer sur ce sujet, il faut signaler que l'étude d'un sélecteur V. H. F. n'offre pas de grandes difficultés en tant que schéma, puisque, à part de petites variantes de détails, tous les modèles sont issus des mêmes principes. Les difficultés se rencontrent plutôt dans la réalisation. La disposition des composants allongeant ou raccourcissant certaines connexions critiques, influe énormément sur les résultats obtenus. De même, les matériaux employés, surtout pour les condensateurs, ont une importance primordiale. Les découplages sont aussi courts que possible, et de préférence effectués avec des condensateurs de traversée qui possèdent une valeur d'inductance minimale ; il faut donc souvent découpler le même point par plusieurs condensateurs de types différents (le découplage de la grille du second élément du cascode étant particulièrement critique).

Les condensateurs présentent une inductance, due à leurs connexions, qui peut accorder le circuit sur une fréquence située à l'intérieur de la gamme de fréquences désirée. Cette résonance introduit évidemment des perturbations. Il faut donc s'assurer que ce phénomène n'existe pas, non seulement à la température ambiante, mais à la température réelle de fonctionnement à l'intérieur du coffret, car il ne faut pas oublier que les matériaux céramiques possèdent en général un fort coefficient de température.

Ces précautions prises, alliées à une robuste constitution du créateur, permettent presque toujours de venir à bout de la plupart des difficultés.

La figure 40 représente le schéma d'un sélecteur V. H. F.

3.9 b La réception des émetteurs en U. H. F.

Le problème posé par la réception des émetteurs des bandes U. H. F. (ultra haute fréquence), qui s'étendent de 470 MHz à 860 MHz, est très différent de celui que nous venons de voir et qui concernait les bandes V. H. F.

Jusqu'à 250 MHz, l'emploi des circuits classiques, c'est-à-dire composés d'une inductance et d'un condensateur d'accord (remplacé le plus souvent par la capacité parasite), est encore possible. Jusqu'à cette fréquence également, l'impédance d'entrée des tubes spéciaux est encore suffisamment élevée pour qu'il soit possible de profiter du facteur multiplicatif du circuit d'entrée. En dernier lieu, le nombre de canaux situés en V. H. F. est faible, 10 en 819 lignes français, et 12 en C. C. I. R. Les sélecteurs d'entrée comportent donc généralement 12 positions dont chacune, contenant le plus souvent des circuits d'accord distincts, correspond à un canal.

Mais en U. H. F. les circuits d'accord, sous leur forme classique, ne conviennent absolument plus, et sont remplacés par les circuits à *lignes*. Nous étudierons ce problème dans un chapitre spécial, et nous verrons qu'une ligne, dans certaines conditions, est susceptible de se conduire comme un circuit accordé, avec une fréquence de résonance et un coefficient de surtension.

En ce qui concerne l'impédance d'entrée des tubes employés en U. H. F., celle-ci devient si faible qu'il est beaucoup plus avantageux d'utiliser le montage grille à la masse qui possède l'avantage supplémentaire d'être très stable. Le nombre élevé de canaux utilisés en U. H. F. (plus de quarante) ne donne plus la possibilité de prévoir un réglage individualisé pour chacun d'entre eux. Aussi, les sélecteurs U. H. F. sont-ils conçus pour un réglage continu tout au long de la gamme.

La constitution du sélecteur est généralement la suivante :

— Un étage d'entrée constitué par une triode en montage grille à la masse, avec une ligne accordée attaquée par l'antenne, et qui injecte sur la cathode le signal à amplifier. L'anode du tube est reliée à une seconde ligne accordée qui, couplée inductivement ou capacitivement à une troisième ligne semblable, forme un filtre de bande.

— Un étage oscillateur-mélangeur constitué par une seconde triode du même type que la première. La grille de ce tube est également à la masse, et le signal, délivré par une ligne apériodique couplée aux lignes formant le filtre de bande, est appliqué à sa cathode. L'oscillation est obtenue par une ligne accordée placée dans l'anode, et l'entretien de cette oscillation par un couplage ajustable avec la cathode. Le signal moyenne fréquence est recueilli sur l'anode.

Pour couvrir toute la bande, il est nécessaire de modifier en même temps le réglage de la ligne oscillateur, des deux lignes qui forment le filtre de bande de liaison et celui de la ligne d'entrée, ce dernier réglage étant souvent fixe et donc apériodique.

Ce réglage continu et simultané est obtenu par quatre condensateurs variables (ou trois seulement si la ligne d'entrée est apériodique) montés à l'extrémité des lignes, et dont le rotor est actionné par un axe commun.

Ces trois ou quatre réglages continus devraient être absolument concordants tout au long de la bande de fréquences à recevoir, et cela constitue le problème le plus difficile à résoudre dans ce domaine.

Les rattrapages et les corrections nécessaires sont effectués au moment du réglage en corrigeant la position des lames de la partie mobile des condensateurs, lames qui sont d'ailleurs fractionnées afin de faciliter cette opération.

La figure de la page 110 représente le schéma de principe d'un sélecteur U. H. F. Les tensions provenant de l'antenne sont appliquées sur la cathode du tube V 1. La grille de ce tube est à la masse, et son anode, ali-

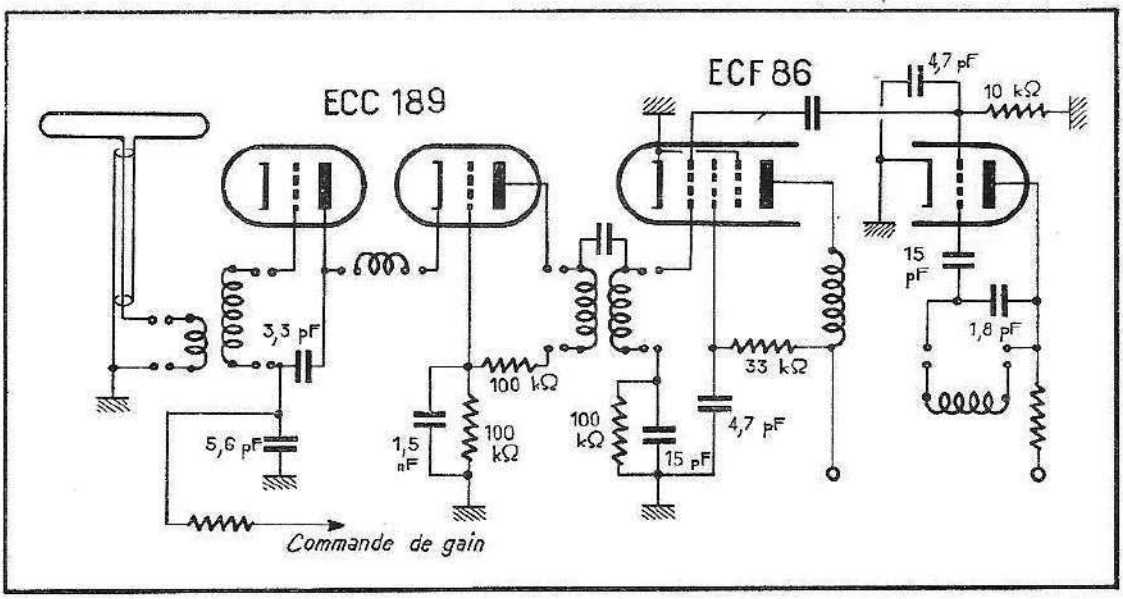


Fig. 40. — Schéma pratique d'un sélecteur VHF.

mentée en haute tension à travers une inductance de blocage, est reliée à la ligne L_4, accordée par un condensateur variable. La ligne L_4 est couplée à la ligne L_7 de façon à former un filtre de bande.

Le second tube V 2, oscillateur-mélangeur, reçoit sur sa cathode, par une ligne apériodique couplée à la fois à L_7 et à L_{10}, les tensions amplifiées par V 1, et les tensions développées sur L_{10}, ces dernières permettant l'entretien de l'oscillation.

La grille de V 2 est également à la masse, et le premier circuit moyenne fréquence est connecté à l'anode de V 2 à travers une inductance de blocage L_{11}.

3 . 10 L'amplificateur moyenne fréquence.

Le rôle des circuits « moyenne fréquence » d'un téléviseur est d'amplifier le signal provenant du sélecteur V. H. F ou U. H. F. de façon à l'amener à un niveau suffisant pour permettre une détection correcte. Cette amplification doit s'accomplir en respectant le mieux possible les amplitudes et la phase du spectre de fréquences à transmettre. De plus, la courbe M. F. image doit présenter une atténuation déterminée pour certaines fréquences, dont notamment les porteuses image et son du canal.

La figure 3 montrait le spectre de fréquences transmis par un émetteur de télévision. Pour des raisons d'encombrement, ce spectre est tronqué d'une partie d'une bande latérale et, de ce fait, pour obtenir une énergie de détection également répartie sur toute son étendue, la courbe de réponse devra avoir la forme indiquée dans la figure 4. Il est facile de vérifier, en addi-

tionnant les vecteurs représentant une fréquence de part et d'autre de la porteuse, que cette somme demeure constante pour toutes les fréquences du spectre.

La figure 41 montre la forme de la courbe que l'on doit obtenir dans le cas de la réception d'un émetteur dont le son est modulé en amplitude, et en l'occurrence il s'agit là d'un émetteur 819 lignes français. Nous remarquons que, pour qu'il n'y ait jamais de risques d'intermodulation, le son doit subir une atténuation de l'ordre de 60 dB.

La figure 42 donne l'aspect de la M. F. requise en 625 lignes C. C. I. R. L'atténuation du son se situe aux environs de 20 dB seulement, car le son sera recueilli en détection sous forme de porteuse 5,5 MHz obtenue par battement des porteuses image et son.

Il est généralement prévu des atténuations importantes pour la protection contre le son et l'image des canaux voisins.

La figure 43 montre la forme de la M. F. requise en 625 lignes français. L'écart entre porteuses est de 6,5 MHz et le son aura la même atténuation qu'en 819 lignes.

3 . 11 Choix des valeurs de la M. F.

Le choix de la M. F. s'effectue de façon à éviter les interférences dues aux principales porteuses en présence : oscillateur local, M. F. image et M. F. son.

De plus, la moyenne fréquence doit être située nettement au-dessus de la fréquence maximale vidéo, et en dessous du premier canal à recevoir, soit entre 20 et 40 MHz. Etant donné qu'en 819 lignes l'intervalle entre porteuses est 11,15 MHz, cela ne donne pas une grande latitude de mouvement.

Le choix du sens des porteuses image et son, c'est-à-dire son au-dessus ou au-dessous, est donné par les conditions de réception du canal à recevoir le plus bas, c'est-à-dire F 2 pour le standard français (porteuse image : 52,40 MHz ; porteuse son : 41,25 MHz). Si nous voulions conserver le même sens en M. F., c'est-à-dire la porteuse son inférieure à celle de l'image, il serait nécessaire d'adopter une fréquence d'oscillation locale située entre 12 et 21 MHz.

Ces valeurs présentent de très graves inconvénients. En effet, l'harmonique 2, voire même la fondamentale, tombent à l'intérieur de la M. F., située obligatoirement entre 20 et 40 MHz, et l'harmonique 3 tombera à l'intérieur du canal à recevoir. Lorsque l'on songe que l'on a, à l'entrée du récepteur, quelques dizaines de μV, à l'entrée de la M. F. une tension de l'ordre du millivolt, et que l'oscillateur local produit des volts, on comprend immédiatement qu'il sera impossible de se prémunir, avec des moyens normaux, contre des perturbations, pouvant aller jusqu'au blocage, qui seraient dues à l'oscillateur.

Le problème est pratiquement le même pour le canal F 4. Il faut donc, en 819 lignes français, adopter une valeur de M. F. son supérieure à la valeur de la M. F. image ; on obtient ainsi une fréquence de l'oscillateur supérieure, de la valeur de la M. F. choisie, à la fréquence du canal pour les canaux bas F 2 et F 4. En France, la standardisation depuis 1960 prévoit la fréquence de la M. F. son à 39,2 MHz, et celle de l'image à 28,05 MHz.

Ces valeurs de moyennes fréquences ne sont d'ailleurs pas protégées contre les brouillages causés par les amateurs émetteurs, ainsi que par les utilisations industrielles des hautes fréquences qui créent souvent des difficultés insolubles ; et l'on frémit encore à l'idée que le canal F 3 aurait pu être également ainsi utilisé !

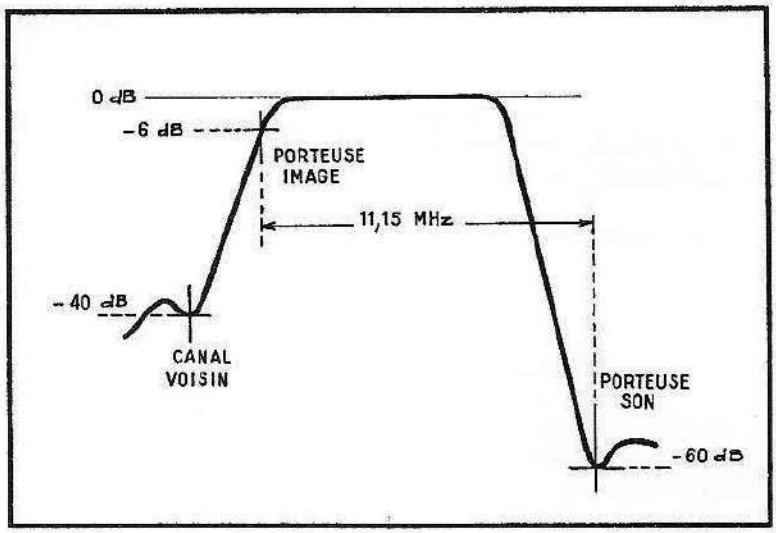


Fig. 41. — Forme de la courbe M.F. requise pour la réception d'un émetteur du standard 819 lignes français.

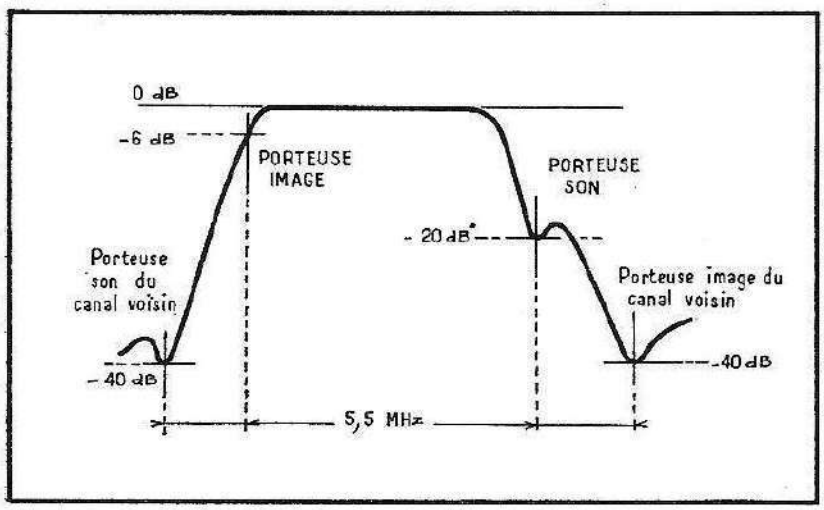


Fig. 42. — Forme de la courbe M.F. requise dans le cas de la réception d'un émetteur du standard 625 CCIR.

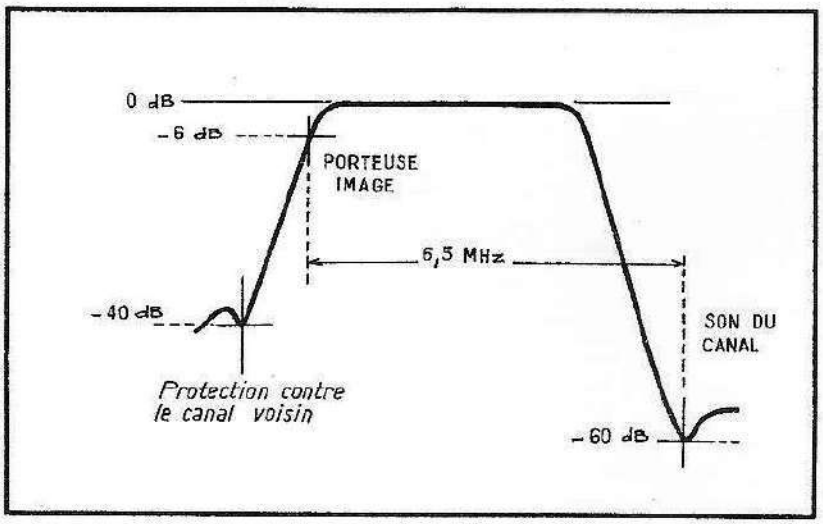


Fig. 43. — Forme de la courbe requise en 625 lignes français.

Il faut faire remarquer que le standard 819 lignes, si différent des autres, se singularise encore par le fait que, pour gagner sur l'encombrement, les canaux se trouvent tête-bêche. Dans un même espace de fréquences, on trouve deux canaux différents inversés l'un par rapport à l'autre (fig. 44). Les valeurs de la moyenne fréquence étant invariables, il faudra placer l'oscillateur tantôt au-dessus, tantôt au-dessous, sauf en bande I où il se trouvera toujours

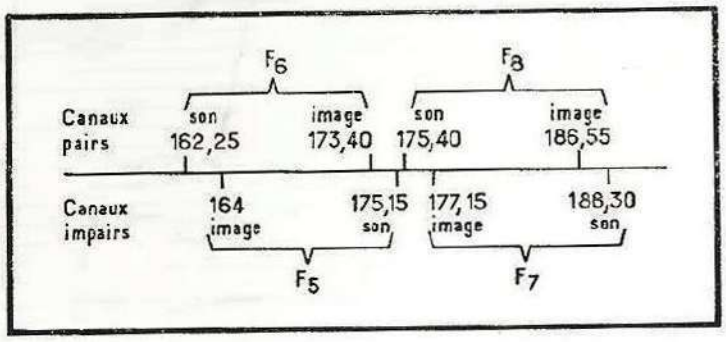


Fig. 44. — Détail de l'arrangement des canaux tête-bêche dans une portion de bande 3 du standard 819 lignes français. Cette façon de procéder permet de gagner sur l'encombrement des canaux, et de disposer ainsi du même nombre de possibilités qu'avec les standards à bande étroite.

au-dessus. Le tableau ci-dessous donne les valeurs de l'oscillation pour tous les canaux français.

Cette valeur de moyenne fréquence standardisée n'évite pas les brouillages dus à ses propres harmoniques, dont les plus gênantes sont celles de l'image, car, détectées à un niveau relativement élevé, elles seront plus intenses que celles du son. On observera notamment un brouillage dû à l'harmonique 6 de la M. F. image, 170,10 MHz, qui produit un moirage à 6,10 MHz sur F 5 et à 3,30 MHz sur F 6. L'harmonique 7, située à 198,45 MHz, produira un moirage à 1,25 MHz sur F 10 et à 8,15 MHz sur F 9. La seule manière d'éviter ce genre de perturbations consiste à blinder convenablement la partie détection image.

En 625 lignes C. C. I. R., le positionnement des fréquences son et image en M. F. est conditionné également par les difficultés de réception des canaux bas qui obligent à placer l'oscillateur au-dessus de la moyenne fréquence.

Etant donné que la porteuse H. F. son a toujours une fréquence plus élevée que celle d'image, le son sera calé en dessous de l'image en M. F. Les valeurs qui sont adoptées généralement sont 33,4 MHz pour le son et 38,9 MHz pour l'image.

CANAUX FRANÇAIS

M. F.	39,2	28,05	
Canaux	Fréquence son en MHz	Fréquence image en MHz	Fréquence oscillateur en MHz
F 2	41,25	52,4	80,45
F 4	54,4	65,55	93,6
F 5	175,15	164	135,95
F 6	162,25	173,4	201,45
F 7	188,3	177,15	149,1
F 8	175,4	186,55	214,6
F 8 *a*	174,1	185,25	213,3
F 9	201,45	190,3	162,25
F 10	188,55	199,7	227,75
F 11	214,60	203,45	175,4
F 12	201,7	212,85	240,9

3 . 12 Constitution de la M. F.

L'amplification M. F. est obtenue par plusieurs étages couplés entre eux par des circuits sélectifs. Un certain nombre de réjecteurs permettent d'obtenir les atténuations nécessaires aux fréquences convenables. Les tubes utilisés sont toujours des pentodes, et, depuis l'apparition des tubes à grilles-cadre à pente élevée, le nombre d'étages a pu être réduit à deux pour les récepteurs à moyennes performances, et à trois pour les récepteurs longues distances.

3 . 13 Les circuits de liaison.

Il est possible d'utiliser trois sortes de circuits sélectifs de couplage entre les étages M. F. : les circuits concordants, les circuits décalés et les filtres de bande. Les circuits concordants ne sont jamais employés lorsque le nombre d'étages dépasse l'unité, car le gain par étage décroît rapidement avec le nombre de ceux-ci. Les circuits décalés permettent un réglage facile et rapide, mais les filtres de bande, eux, procurent un meilleur gain par étage, ainsi qu'une meilleure sélectivité.

3 . 14 Gain d'un étage avec circuit accordé (ou circuits concordants).

L'expression la plus simple d'un étage amplificateur est représentée sur la figure 45. On considérera le circuit accordé sans pertes et L sera constitué

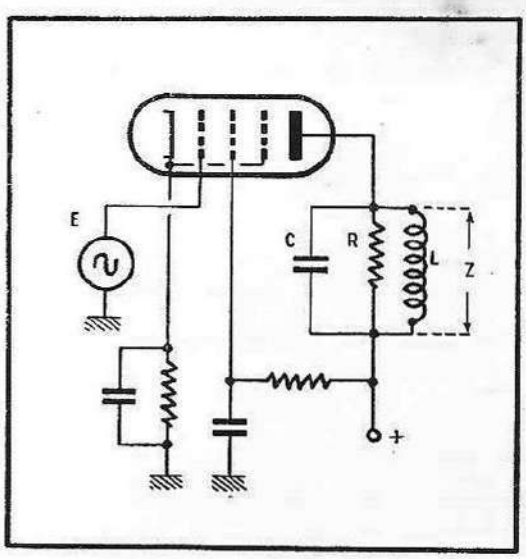


Fig. 45. — Etage amplificateur moyenne fréquence à circuit de sortie simple où C représente la somme des capacités de sortie du tube et de celle de l'entrée de l'étage suivant ainsi que toutes les capacités parasites, L, la somme des inductances du circuit et du câblage, et R, l'amortissement propre du circuit ainsi que la résistance matérielle qui sera placée pour obenir la bande passante requise.

par l'inductance du circuit ainsi que par celle du câblage ; C sera la somme des capacités de sortie du premier étage et celle d'entrée du second, ainsi que de toutes les capacités parasites, et R représente les pertes, la résistance d'amortissement nécessaire pour obtenir la bande, ainsi que la résistance d'entrée de l'étage suivant.

Le problème consiste à calculer le gain et la bande passante du circuit.

A cet effet, on utilise la notion de bande standardisée qui correspond à l'intervalle en fréquence dans lequel le gain n'est pas inférieur à 3 dB $(1/\sqrt{2}$ ou 0,707) du gain maximum.

Le calcul qui va suivre peut être sauté par le lecteur qui n'éprouve pas une sympathie particulière pour les développements mathématiques. Le résultat de ce développement est très important, car il constitue une base fondamentale des amplificateurs à large bande, tant en moyenne fréquence qu'en vidéo. Il est donc nécessaire que tout technicien connaisse parfaitement ce résultat, et si possible, la manière d'y parvenir qui offre également l'avantage de ne pas être souvent présentée. A cet effet, nous utiliserons la technique de notation de rotation de phase par les imaginaires.

Lorsque l'on utilise une pentode, le gain obtenu est défini par la relation $G = SZ$, où S représente la pente du tube employé, et Z l'impédance du circuit disposé dans le circuit anodique et recueillant les tensions amplifiées.

Calculons Z. Nous nous trouvons en présence de trois impédances en parallèle, R, $J L\omega$ et $J/C\omega$. Additionnons les inverses de ces impédances :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + J\,(C\omega - 1/L\omega)\,.$$

A la résonance, les termes en J s'annulent et $Z = R$. Appelons ω_0 la pulsation de résonance. Le terme imaginaire peut s'écrire :

$$C\omega - 1/L\omega = C(\omega - 1/LC\omega)\,.$$

A la résonance, $LC\omega_0^2 = 1$ Tirons en la valeur de $LC = 1/\omega_0^2$, et remplaçons LC par sa valeur, nous obtenons :

$$C(\omega - 1/LC\omega) = C\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right) = C\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\,.$$

La valeur de l'impédance représentée par son inverse est :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + JC\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\,.$$

Faisons le rapport de l'amplification pour une fréquence ω avec l'amplification maximale qui se produit pour ω_o, et disons, pour connaître la bande passante, que ce rapport est égal à $1/\sqrt{2}$, et posons que $\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega = x$

$$\frac{\text{gain pour } \omega}{\text{gain pour } \omega_0} = \frac{SZ}{SR} = \frac{Z}{R} = \frac{\dfrac{1}{1/R + JC\omega_0(x)}}{R} = \frac{1}{1 + JRC\omega(x)}$$

le module de cette expression est le gain relatif :

$$\frac{1}{\sqrt{1 + R^2\,C^2\,\omega_0^2(x)^2}}$$

lorsque ce gain est égal à $1/\sqrt{2}$, nous avons

$$RC\omega_0(x) = 1 = RC\omega_0(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\,.$$

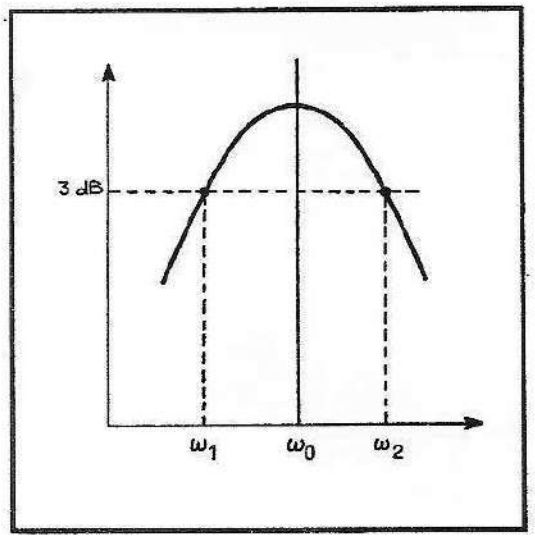


Fig. 46. — Courbe de résonance d'un circuit. Le gain est maximal pour la pulsation de résonance, ω_0. Il repasse par la valeur d'atténuation 3 db pour ω_1 et ω_2. La différence entre ces deux fréquences représente la bande passante standardisée.

La courbe fournie par cette expression est représentée sur la figure 46. Nous voyons que le gain relatif passera deux fois par la valeur $1/\sqrt{2}$ en ω_1 et en ω_2. Donc,

$$RC\omega_0(\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2) = 1 = RC\omega_0(\omega_0/\omega_1 - \omega_1/\omega_0)$$

soit

$$\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2 = \omega_0/\omega_1 - \omega_1/\omega_0 .$$

Recherchons les valeurs ω_1 et ω_2 pour lesquelles le gain relatif est $1/\sqrt{2}$, soit 3 dB :

$$\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2 = \omega_0/\omega_1 - \omega_1/\omega_2$$

et

$$(\omega_2^2 - \omega_0^2)/\omega_0\,\omega_2 = (\omega_0^2 - \omega_1^2)/\omega_1\,\omega_0$$

et

$$(\omega_2^2 - \omega_0^2)/\omega_2 = (\omega_0^2 - \omega_1^2)/\omega_1$$

et

$$(\omega_2^2 - \omega_0^2)/\omega_1 = (\omega_0^2 - \omega_1^2)/\omega_2$$

soit

$$\omega_2^2\,\omega_1 - \omega_0^2\,\omega_1 = \omega_0^2\,\omega_2 - \omega_1^2\,\omega^2$$

et encore

$$\omega_2^2\,\omega_1 - \omega_1^2\,\omega_2 = \omega_0^2\,\omega_2 + \omega_0^2\,\omega_1 = \omega_0^2(\omega_2 + \omega_1)$$

$$\omega_0^2 = (\omega_2^2\,\omega_1 - \omega_1^2\,\omega_2)/(\omega_2 + \omega_1) = \omega_1\,\omega_2$$

et

$$\omega_2 = \omega_0^2/\omega_1 .$$

Remplaçons dans $RC\omega_0(\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2) = 1$, l'expression ω_0/ω_2 par sa valeur $\omega_0/\omega_2 = \omega_0/\omega_0^2/\omega_1 = \omega_1/\omega_0$, pour obtenir :

$$RC\omega_0(\omega_2/\omega_0 - \omega_1/\omega_0) = 1 = RC\omega_0(\omega_2 - \omega_1)/\omega_0 = 1 = RC(\omega_2 - \omega_1)$$

or

$$\omega_2 - \omega_1 = 2\pi B \text{ , donc } RC\,2\pi B = 1$$

et

$$\boxed{B = \frac{1}{2\pi RC}}$$

Ce résultat est assez remarquable, car il démontre qu'avec un circuit accordé, la bande maximale à 3 dB dépend uniquement de R et de C. Etant donné que le gain maximum est SR, il est donc intéressant d'avoir R le plus grand possible, pour une bande donnée, et cela s'obtiendra avec C le plus petit possible.

3 . 15 Cas de plusieurs étages en cascade.

Dans le cas où on place *n* étages en cascade, et si on désire que la bande couverte à 3 dB soit B, il est nécessaire que chaque circuit possède une atténuation plus faible que 3 dB aux deux extrémités de la bande ; plus exactement il faut que l'atténuation soit 3 dB/*n*. Ce fait oblige à diminuer la résistance d'amortissement pour élargir la bande en conséquence, ce qui diminue le gain par étage.

On démontre que la bande de chaque étage amplificateur est égale dans ce cas à :

$$B = \frac{\text{Bande totale standardisée}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}.$$

Prenons le cas de 4 étages où $\sqrt{2^{1/n} - 1}$ vaut 0,44, et supposons un amplificateur dont la bande totale à 3 dB est 10 MHz. Dans ce cas, la bande de chaque étage sera : 10/0,44 = 22,75 MHz !

Pour obtenir cette bande, il faudra diminuer R dans les mêmes proportions et par là le gain, puisque : $G_{max} = SR$.

C'est en raison de ce gain très faible par étage que les circuits concordants ne peuvent être employés.

3 . 16 Circuits décalés.

Lorsqu'un amplificateur comporte plusieurs étages, il est avantageux de régler les circuits de liaison sur des fréquences différentes de façon à obtenir une courbe résultant de la combinaison de ces circuits.

Si la chaîne comporte 4 étages, et donc 5 circuits, on réglera un circuit sur la fréquence centrale, et on placera 2 circuits de part et d'autre de cette

fréquence, soit sur une fréquence d'accord unique (fig. 47), soit sur des fréquences différentes (fig. 48).

On démontre qu'un amplificateur à circuits décalés possède un gain sensiblement égal au gain d'un étage unique, avec circuit réglé au centre de la bande, multiplié par le nombre d'étages.

3 . 17 Filtre de bande.

On peut encore améliorer le gain par étage par l'utilisation de circuits surcouplés en tant qu'organes de liaison. Les gains obtenus diffèrent suivant le type de filtre adopté.

Si le calcul des différents gains obtenus à l'aide de ces filtres sort du cadre de ce livre, il est important de retenir que les règles générales définies dans

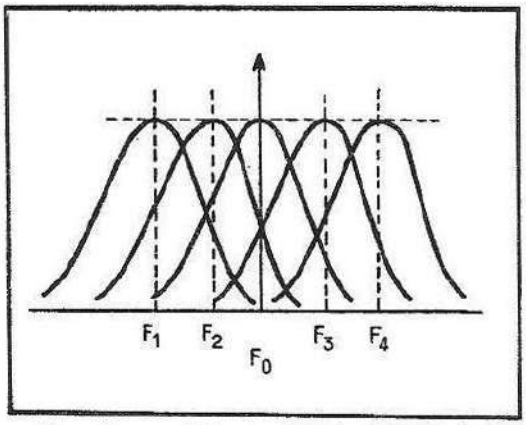


Fig. 47. — Répartition des accords de 5 circuits décalés. Chaque circuit est accordé sur une fréquence différente, l'ensemble permettant d'obtenir la bande passante requise.

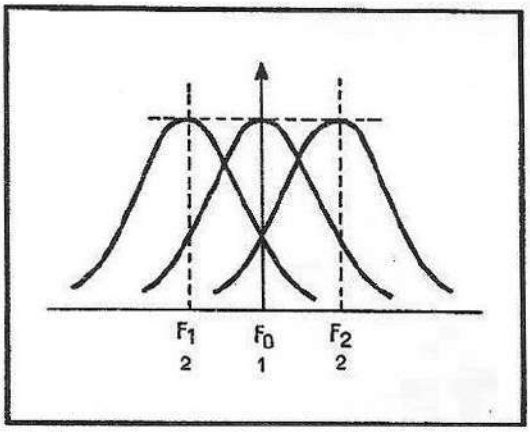


Fig. 48. — Répartition différente pour 5 circuits ou 3 circuits avec deux étages d'amplification.

l'étude concernant un étage avec un circuit d'accord, restent valables par toutes formes de circuits de liaison. Le gain maximum sera égal à SR, et R pourra être d'autant plus grand que, à bande égale, C sera plus réduit.

3 . 18 Théorie générale des transformateurs de liaison.

Le filtre de bande n'est qu'une forme particulière du cas général de liaison entre deux étages par un transformateur.

Considérons la figure 49 représentant le schéma d'une liaison entre deux tubes amplificateurs, V 1 et V 2, constituée par un transformateur. Le primaire de ce transformateur est constitué par une inductance L_1, accordée par le condensateur C_1 et amortie par la résistance R_1. Cet ensemble est placé en série dans le circuit anodique du tube V 1, et est couplé au secondaire constitué par L_2 accordé par C_2 et amorti par R_2. Le problème consiste à connaître le gain apporté par l'ensemble, c'est-à-dire connaître le rapport E_2/E_1.

Pour cela, nous pouvons ramener l'ensemble constitué par le transformateur à une impédance qui, connectée sur l'anode de V 1, délivrerait exactement la même tension sur la grille de V 2.

Le gain apporté par une pentode est défini par la relation $G = SZ$ et, dans ce cas, nous aurions :

$$G = E_2/E_1 = SZ_{tr}$$

où Z_{tr} représente la valeur de l'impédance de remplacement, qui prend le nom d'*impédance de transfert.*

On démontre que cette impédance de transfert, pour une fréquence quelconque, est définie par la relation suivante :

$$Z_{tr} = \frac{S\sqrt{R_1 R_2}}{\sqrt{(1 + S^2)^2 - 2\left(S^2 - \frac{b}{2}\right)V^2 + V^4}}$$

où $S = K\sqrt{Q_1 Q_2}$; K représentant le coefficient de couplage donné par $K = M/\sqrt{L_1 L_2}$; M étant l'inductance mutuelle, Q_1 le coefficient de surtension du primaire, et Q_2 celui du secondaire.

Le terme *b* est défini par la relation

$$b = Q_1/Q_2 + Q_2/Q_1,$$

et le terme V par

$$V = \sqrt{Q_1 Q_2}(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$$

où ω_0 représente la pulsation à la résonance et ω la pulsation de valeur quelconque pour laquelle l'impédance de transfert est recherchée.

Les circuits du transformateur de liaison sont toujours accordés sur la fréquence à amplifier. Dans ce cas, $\omega = \omega_0$, la valeur du terme V s'annule, et l'impédance de transfert devient :

$$Z_{tr} = \frac{S\sqrt{R_1 R_2}}{1 + S^2}.$$

Cette impédance de transfert passe par un maximum, et par conséquent le gain de l'étage amplificateur, pour $S = 1$, où le coefficient de couplage devient donc : $S = 1 = K\sqrt{Q_1 Q_2}$ et $K = 1/\sqrt{Q_1 Q_2}$.

Ce coefficient de couplage pour lequel l'impédance de transfert et le gain sont maximum est appelé *couplage critique.*

Dans la technique des amplificateurs à large bande, ce qui est le cas de l'amplificateur M. F., on recherche généralement la courbe de réponse la plus plate possible pour le plus grand gain.

Cette courbe n'est pas obtenue avec le degré de couplage critique, mais par le degré de couplage où $S = \sqrt{\frac{b}{2}}$.

Ce couplage, dénommé *couplage transitionnel*, devient donc :

$$S = K\sqrt{Q_1 Q_2} = \sqrt{b/2} \qquad \text{et} \qquad K = \sqrt{\frac{b}{2\,Q_1 Q_2}}.$$

Lorsque, et c'est souvent le cas, $Q_1 = Q_2$, le couplage transitionnel devient :

$$K = \sqrt{\frac{b}{2\,Q^2}},$$

mais, si $Q_1 = Q_2$, la valeur de b devient :

$$b = Q_1/Q_2 + Q_2/Q_1 = 2$$

et l'expression du couplage transitionnel devient alors :

$$K = 1/Q\ .$$

Cette expression est exactement la même que celle donnée à ce moment pour le couplage critique, qui est donc confondu avec le couplage transitionnel lorsque $Q_1 = Q_2$.

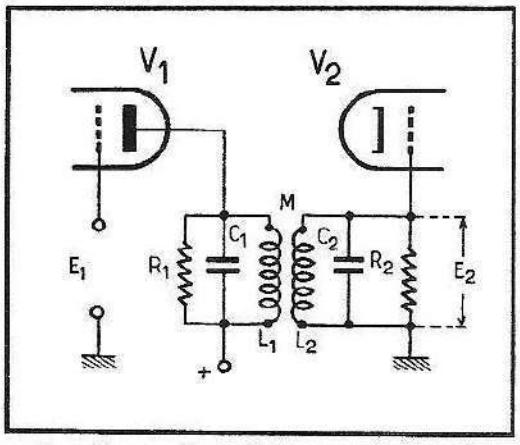


Fig. 49 *a*. — Transformateur de couplage entre deux étages moyenne fréquence.

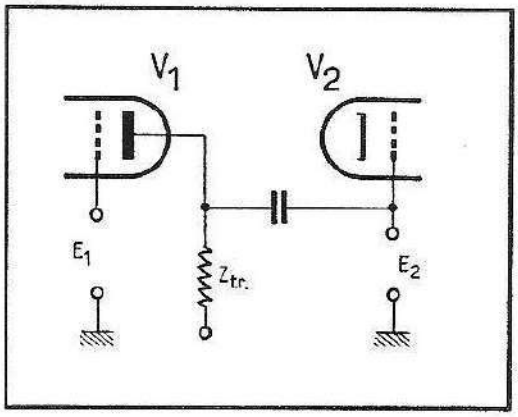


Fig. 49 *b*. — On peut ramener le montage précédent à ce montage simplifié où le transformateur est ramené à une impédance de transfert Z_{tr}.

La bande passante B obtenue avec un étage à liaison par transformateur est donnée, pour l'atténuation standard de 3 dB $(1/\sqrt{2})$, par l'expression

$$B = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1 + S^2}{C_1\,C_2\,R_1\,R_2}}\ .$$

Pour le couplage critique, et également pour le cas du couplage transitionnel, lorsque $Q_1 = Q_2$, $S = KQ = 1$ et l'expression devient :

$$B = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2}{R_1\,R_2\,C_1\,C_2}}\ .$$

Si $C_1 = C_2$ et $R_1 = R_2 = R$ nous pouvons poser :

$$B = \frac{\sqrt{2}}{2\pi\,RC}\ .$$

Nous retrouvons donc la relation fondamentale qui indique que la bande passante est inversement proportionnelle à la valeur de la résistance d'amortissement, et aux capacités introduites dans le circuit.

Le gain de l'étage étant proportionnel à la valeur de R, pour une certaine largeur de bande désirée, cette valeur de R maximum dépendra uniquement des capacités introduites dans le circuit qui seront, par conséquent, réduites au minimum.

Lorsque le coefficient de couplage est ajusté au degré de couplage critique ou transitionnel, la courbe obtenue présente une partie plate au sommet, et on appelle souvent ce type de transformateur « filtre de bande ». Lorsque le couplage devient plus grand que le couplage critique, les sommets s'écartent et la courbe se creuse au fur et à mesure que ce couplage augmente. Au-dessous du couplage critique, la courbe devient de plus en plus pointue au sommet.

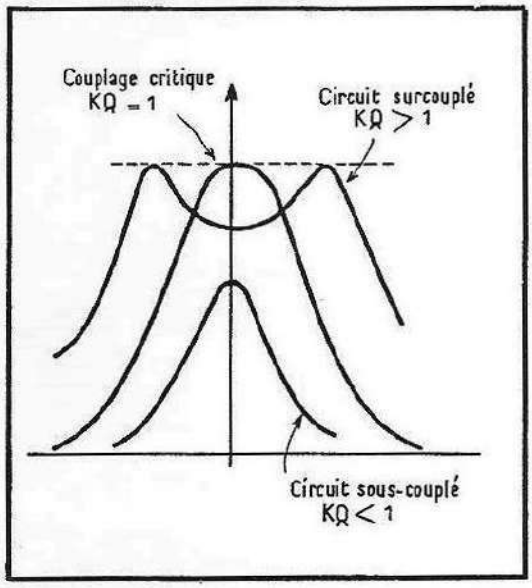


Fig. 50. — Diverses formes de courbe de réponse d'un filtre de bande en fonction du coefficient de couplage réalisé.

Ces différents aspects des formes de courbes obtenues en fonction des divers degrés de couplage sont représentés dans la figure 50.

Si l'amplificateur comporte un certain nombre de circuits en cascade, chacun de ceux-ci devra avoir une largeur de bande plus élevée que la bande totale. Si on utilise 3 circuits, chacun d'entre eux devra avoir la bande passante totale pour une atténuation de

$$\frac{3 \text{ dB}}{3} = 1 \text{ dB}.$$

Plus exactement, chaque circuit devra avoir, pour une atténuation de 3 dB, la largeur de bande suivante :

$$\text{B circuit} = \frac{\text{B passante totale de N circuits}}{(2^{1/N} - 1)^{1/4}}.$$

Le terme $(2^{1/N} - 1)^{1/4}$ vaut approximativement 0,8 pour N = 2 ; 0,7 pour

N = 3, et 0,65 pour N = 4. Comme dans le cas des circuits concordants, le gain par étage décroît donc au fur et à mesure que leur nombre augmente.

Nous allons maintenant passer en revue les filtres de bande le plus couramment utilisés.

3 . 19 Filtre à couplage inductif.

C'est le filtre le plus classique (fig. 51). Le couplage est effectué par une fraction du primaire couplée magnétiquement à une fraction du secondaire. En fait, ce couplage, du fait de la proximité des deux enroulements, est également capacitif. Le degré de couplage agit sur les deux bosses du circuit en même temps. On prévoit quelquefois, d'ailleurs, un réglage du couplage par noyau variable. Afin d'obtenir le plus grand gain possible, l'accord primaire et secondaire s'effectue seulement sur les capacités parasites C_a et C_{gK}.

Les deux circuits sont réglés sur la même fréquence, ce qui se réalise en amortissant un des circuits par une faible résistance, pendant que l'on ajuste l'autre.

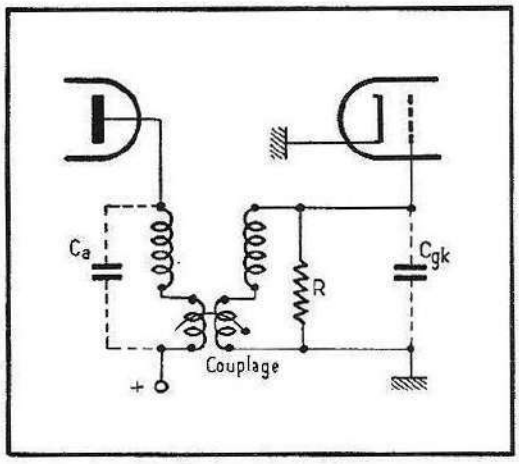


Fig. 51 (ci-contre). — Filtre de bande à couplage inductif. En faisant varier le couplage, les deux sommets s'éloignent également de la fréquence centrale.

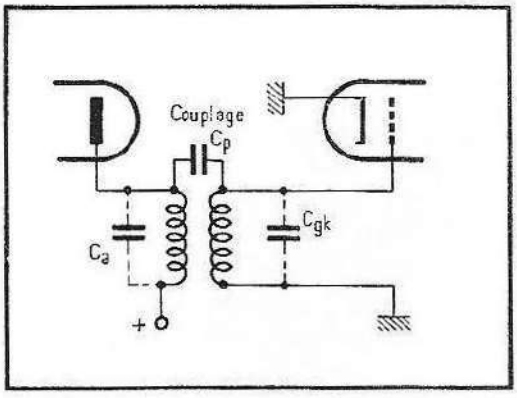


Fig. 52 (ci-contre). — Filtre à couplage capacitif en tête. En faisant varier le valeur du C_p, le sommet dont la fréquence est la plus élevée restera fixe pendant que l'autre se déplacera.

On démontre que le gain est meilleur lorsque le Q du primaire est supérieur au Q du secondaire. C'est la raison pour laquelle la résistance d'amortissement est souvent placée en parallèle sur le secondaire du circuit.

3 . 20 Filtre à couplage capacitif.

Ce filtre ne possède pas d'avantages particuliers sur le précédent. Le couplage est assuré par un condensateur de faible capacité (fig. 52), dont la tolérance doit être très serrée. Lorsqu'on fait varier le condensateur, seule la bosse des fréquences basses se déplace alors que la bosse située vers les fréquences élevées reste fixe.

3 . 21 Filtre à couplage par enroulement commun à la base.

C'est un des filtres les plus employés. Le transfert d'énergie de primaire à secondaire est particulièrement bon. Lorsque le couplage varie, seule la bosse des fréquences basses se déplace.

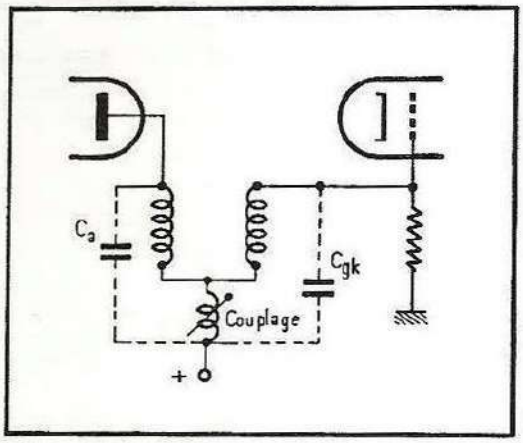


Fig. 53. — Filtre à couplage par enroulement à la base. En modifiant le couplage, seul le sommet des fréquences basses se décale.

La construction de ce filtre est particulièrement simple et son utilisation donne d'excellents résultats. On peut également accorder l'enroulement de couplage ; on obtient dans ce cas un filtre à 3 bosses qui permet d'obtenir un gain particulièrement intéressant.

3 . 22 Remarques.

Un certain nombre de règles sont communes à toutes les formes de circuits, et il importe de toujours les avoir présentes à l'esprit.

1° Quel que soit le circuit employé, on a toujours intérêt à avoir le minimum de capacité. A cet effet, les circuits ne possèdent pas de condensateurs d'accord, mais sont accordés directement par les capacités inter-électrodes des tubes auxquels ils sont connectés, additionnées aux capacités parasites qui doivent être réduites au minimum.

2° Le gain par étage décroît en fonction du nombre de ceux-ci. On aura donc intérêt à réduire autant que possible le nombre des étages et à utiliser des tubes permettant d'obtenir, pour chacun d'eux, le gain maximum.

Un exemple nous montrera le bienfondé de cette règle. Comparons les gains obtenus par deux amplificateurs de structure différente. L'un est constitué par une chaîne de trois tubes de pente moyenne dont chacun pourrait procurer un gain de 10 par étage avec la bande requise. Du fait de la nécessité de passer une bande plus large dans les quatre circuits, le gain par étage sera ramené à 0,6 de son gain maximum, ce qui donnera, pour l'amplificateur complet, 220 au lieu de 1 000 en tant que gain potentiel. Le second amplificateur ne comprend que deux étages, mais il est équipé de tubes possédant un gain double, c'est-à-dire 20 par étage. Le gain potentiel sera donc de 400. Le gain réel par étage sera 0,7 du gain maximum, soit 14 par étage, et près de 200 au total.

Ainsi, les gains obtenus seront voisins malgré l'énorme différence de possibilités potentielles des deux montages. Lorsque l'on songe également à la simplification d'exécution, tant au point de vue montage qu'au point de vue réglage, le choix ne fait aucun doute.

3 . 23 Les réjecteurs.

Les réjecteurs permettent d'obtenir les atténuations désirées aux fréquences convenables. Ils procèdent de deux principes différents : par opposition passive ou par contre-réaction.

RÉJECTEURS PAR OPPOSITION.

Le principe de ces réjecteurs consiste à s'opposer de façon sélective à un transfert d'énergie d'un point à un autre. Les figures 54 et 55 montrent un certain nombre d'exemples de réjections de ce type.

Dans la figure 54 *a*, le réjecteur est constitué par L et C, accordés sur la fréquence à éliminer. Présentant une impédance maximale pour cette fréquence, le transfert d'énergie du circuit vers la grille du tube sera minimum.

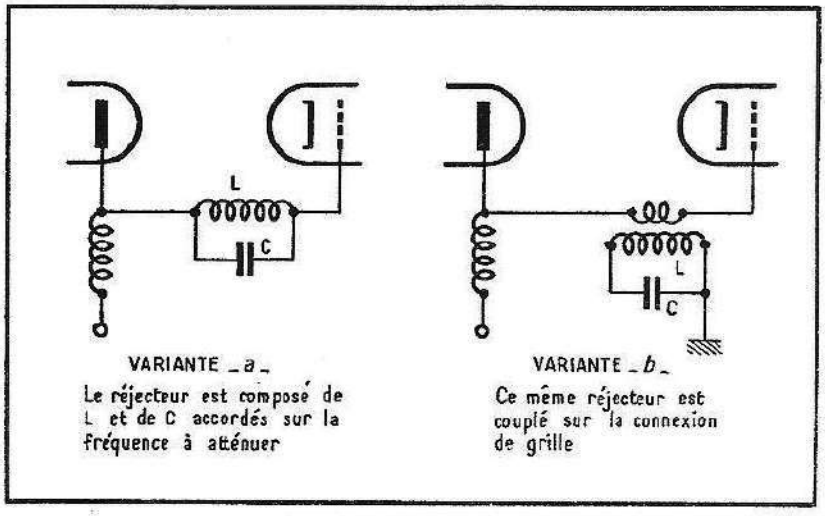


Fig. 54. — Rejecteur s'opposant au transfert d'énergie, pour une certaine fréquence, de l'anode vers la grille du tube suivant.

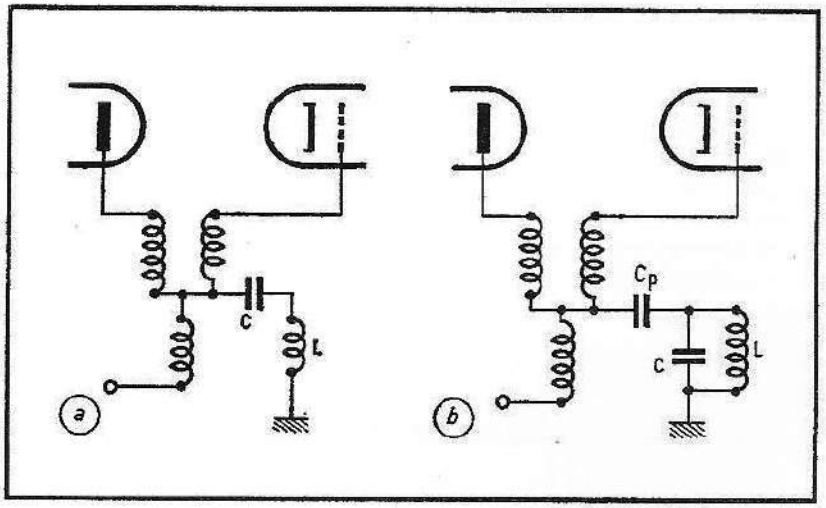


Fig. 55. — Ces réjecteurs sont composés d'une inductance L et d'un condensateur C qui forment un circuit série accordé sur la fréquence à atténuer. Pour cette fréquence, l'impédance passe par un minimum et le transfert d'énergie également.

La variante *b* procède du même principe, mais permet d'obtenir des courbes de réjection plus étroites que la précédente.

La figure 55 *a* représente un réjecteur placé sur le couplage. Pour sa fréquence de résonance, ce réjecteur présentera une impédance minimale, le couplage entre les deux circuits étant proportionnel à l'impédance du circuit de base, le transfert d'énergie de la plaque vers la grille du tube suivant sera donc minimum.

La variante *b* indique le montage pratique permettant d'obtenir une courbe de réjection plus étroite que la précédente, par diminution du couplage du réjecteur avec l'enroulement.

Les réjecteurs par opposition peuvent revêtir des formes diverses, et être placés dans d'autres circuits que ceux indiqués. Ils procèdent néanmoins du même principe, et nous n'indiquons que les formes les plus usuelles d'utilisation.

RÉJECTEURS PAR CONTRE-RÉACTION.

Le principe consiste à connecter le circuit réjecteur sur une électrode du tube amplificateur, de façon que son gain passe par un minimum pour la fréquence d'accord. Le genre le plus répandu est représenté sur la figure 56.

La cathode du tube amplificateur est connectée à un enroulement couplé à un circuit oscillant. Pour la fréquence de résonance, l'impédance présentée par la fraction de circuit insérée entre cathode et masse passe par un maximum, et le gain du tube devient minimum.

Les réjecteurs de ce type peuvent être également connectés sur l'écran du tube amplificateur. Ils présentent toutefois le risque d'introduire des instabilités dans l'amplificateur, surtout pour les fréquences élevées.

En règle générale, les réjecteurs sont d'autant plus efficaces qu'ils sont

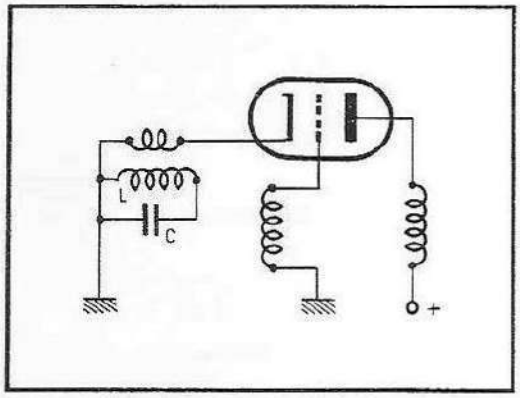


Fig. 56. — Le réjecteur, accordé sur la fréquence à atténuer, introduit pour cette fréquence une contre-réaction qui diminue le gain de l'étage.

couplés plus énergiquement à l'organe sur lequel ils exercent leur influence. Mais, en même temps, cette influence augmentera également en dehors de la fréquence de résonance. L'idéal serait naturellement d'obtenir un réjecteur très efficace sur la fréquence d'accord, et dont l'action serait nulle en dehors. Ce n'est malheureusement pas le cas, aussi ne peut-on pas dépasser une certaine atténuation par réjecteur. Cette atténuation est d'environ 20 dB. S'il est nécessaire d'obtenir une réjection plus élevée, on utilisera autant de réjecteurs que nécessaire.

3 . 24 La commande de gain.

Comme il peut apparaître d'énormes différences de signal à l'entrée, surtout dans le cas de réception de plusieurs émetteurs, il est nécessaire de prévoir une commande de gain qui agira à la fois sur la M. F. et sur la partie H. F. du récepteur.

On désire généralement obtenir une tension constante à la détection, avec possibilités de variation manuelle, lorsque la commande de contraste destinée à l'usager agit sur les étages M. F. et H. F.

La commande de gain s'effectue en appliquant sur les électrodes de com-

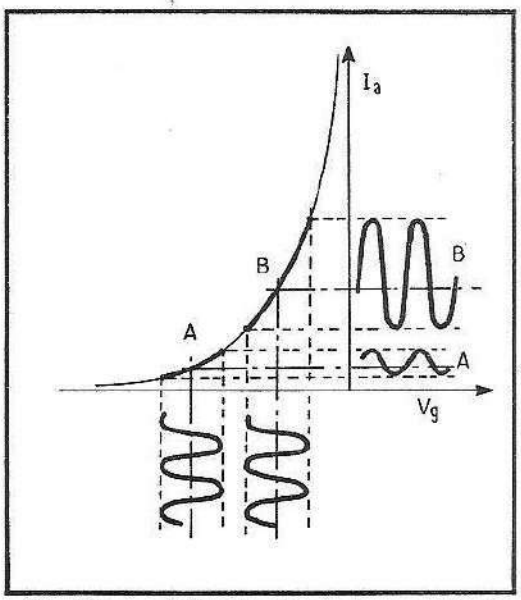


Fig. 57. — Principe de la commande de gain utilisant un tube amplificateur à pente variable. On superposera au signal de grille une tension continue qui permettra de placer le point de fonctionnement dans une zone correspondant à une pente et à un gain choisis, — par exemple au point A si le gain désiré est faible, et au point B si ce gain doit être important.

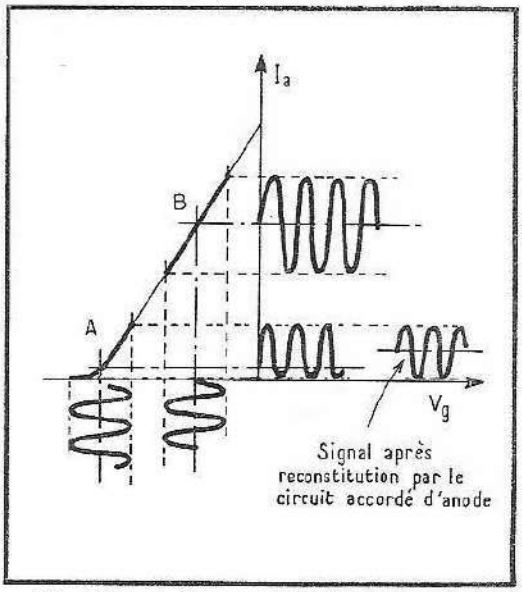


Fig. 58. — Commande de gain avec un tube à pente fixe. La commande s'exerce dans la zone du cut-off et avec écrêtage des alternances inférieures du signal.

mande des tubes une tension négative dont le niveau varie avec l'intensité du signal. Nous verrons plus tard l'origine de cette tension.

La solution la plus commode consiste à utiliser un tube M. F. à pente variable, dont le gain variera proportionnellement à la tension négative fixant le point de fonctionnement (fig. 57).

Une autre solution, apparemment moins bonne techniquement, mais qui procure néanmoins dans la pratique d'assez bons résultats, consiste à utiliser des tubes à pente fixe, que la commande de gain polarisera près de la tension de blocage ou « cut-off » (fig. 58). Dans cette zone, la pente passe très rapidement de sa valeur normale à zéro. C'est la zone d'action de la commande. Il arrive naturellement que la partie inférieure de la modulation soit pratiquement éliminée. Cela n'a aucune importance puisqu'elle sera reconstituée dans le circuit oscillant inséré dans la plaque. Cette méthode possède toutefois des inconvénients, dont le principal est de faire travailler les tubes dans une zone très dissymétrique qui favorise l'intermodulation. Si, à ce moment, il subsiste un résidu de porteuse son, la basse fréquence de cette dernière modulera le signal image et ce sera la redoutable apparition du son dans l'image dont il sera impossible de se défaire ensuite. L'utilisation de ce procédé est donc conditionnée par une atténuation préalable de la porteuse son, et des précautions doivent être prises pour éviter l'écrêtage. Dans tous les cas de commande par la grille, il est nécessaire de prendre des mesures pour éviter les variations dynamiques de C_{gK} et de la résistance d'entrée, mesures que nous avons analysées plus haut.

3 . 25 Protection contre les parasites.

Lorsque le récepteur reçoit un signal affecté de parasites importants, ceux-ci peuvent créer des perturbations non négligeables dans le fonctionnement des étages M. F., notamment si l'impédance dans la grille de ceux-ci est

élevée. Lorsque c'est le cas, et si les impulsions parasites dépassent le niveau grille zéro, elles feront apparaître un courant grille qui chargera négativement le condensateur de liaison.

En présence d'un train de parasites assez long, la polarisation de l'étage peut atteindre une valeur telle que le signal utile se trouve au-delà du « cut-off » du tube (fig. 59). Ce défaut peut provoquer l'écrêtage des impulsions de synchronisation, et même la disparition complète de l'image, et cela d'autant plus aisément que le signal est important sur la grille, et par conséquent sur les derniers étages amplificateurs. Il est donc préférable que ceux-ci soient reliés à la masse à travers l'impédance la plus faible possible, ce qui est le cas lorsque le circuit est directement à la masse, excluant naturellement la possibilité d'une commande de gain par variation de tension grille.

3 . 26 Le dernier étage M. F.

Le dernier étage M. F. doit pouvoir délivrer plusieurs volts à la détection. De ce fait, il sera appliqué sur sa grille une tension voisine du volt. Le cut-off du tube amplificateur étant de 5 à 6 V, des précautions doivent être prises pour éviter la saturation. Si la courbe du dernier circuit M. F. a, par exemple, la forme indiquée sur la figure 60 *a*, les tensions développées sur la grille, pour obtenir une réponse uniforme à toutes les fréquences de la bande, seront celles indiquées sur cette figure. Il y aura saturation pour certaines fréquences qui ne seront pas transmises, ce qui affectera très sérieusement l'image. Pour éviter ce défaut, le dernier filtre doit présenter une courbe assez plate, telle celle de la figure 60 *b*, de façon à assurer une bonne transmission de toutes les fréquences du spectre sans écrêtage.

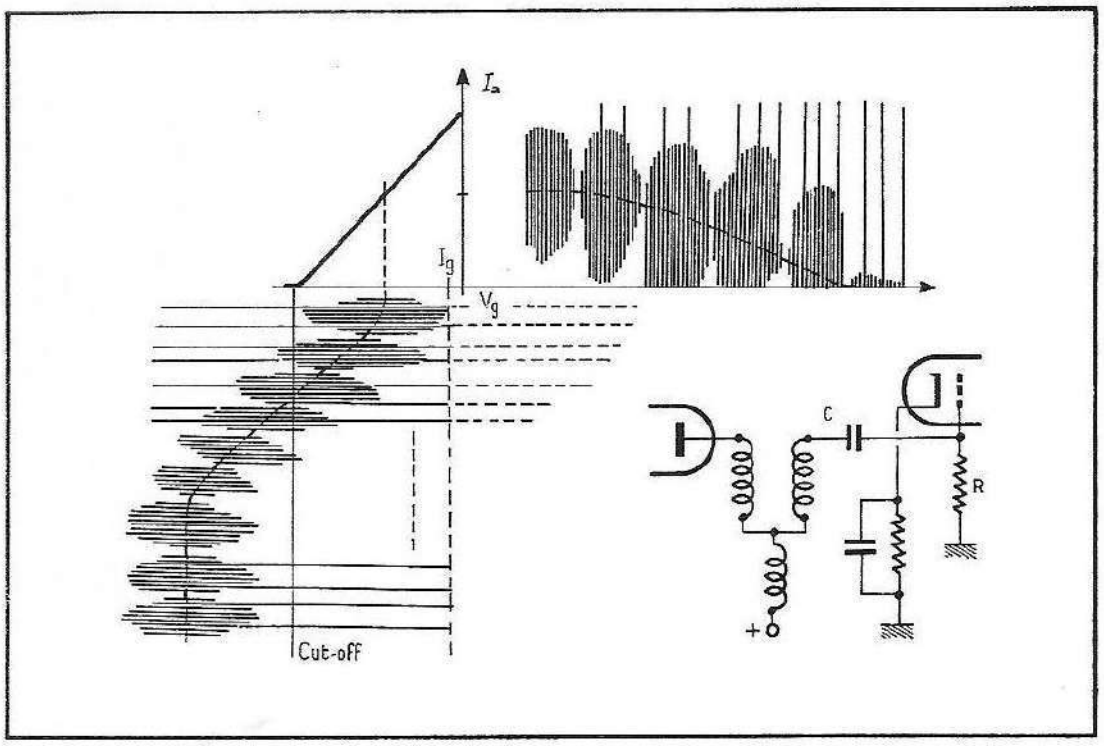


Fig. 59. — Blocage d'un étage MF par un train de parasites. A chaque impulsion, le courant grille charge négativement le condensateur de liaison et, peu à peu, la polarisation devient telle que le signal entier se trouve au-delà du cut-off.

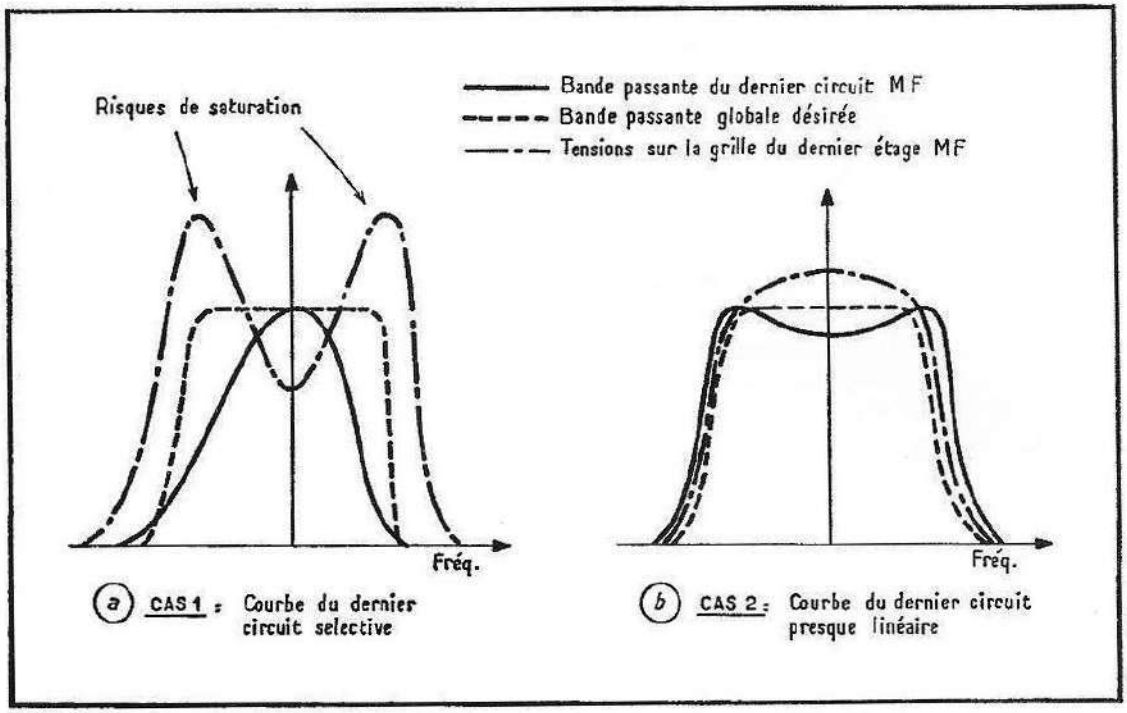


Fig. 60. — Pour une même bande passante désirée, le risque de saturation sera beaucoup moins prononcé si le dernier filtre de bande présente une courbe de réponse aussi plate que possible pour toutes les fréquences du spectre à transmettre.

Cela oblige pratiquement, et dans le cas où il n'y a qu'un seul étage vidéo, et donc un niveau de détection élevé, à utiliser un filtre de bande de liaison dont le couplage est voisin du couplage transitionnel entre le dernier étage et le détecteur.

3 . 27 Conclusions pratiques.

De tout ce que nous venons de dire, on peut dégager un certain nombre de règles pratiques qui sont les suivantes :

— L'amplificateur M. F. sera conçu, pour un gain donné, avec le minimum, d'étages utilisant les meilleurs tubes possible.

— La commande de gain ne sera pas appliquée, si possible, sur le premier tube amplificateur, à cause des risques d'intermodulation, ni sur le dernier à cause des effets nuisibles introduits par une impédance élevée de grille en présence de parasites.

— Les capacités seront réduites au minimum afin d'obtenir le gain maximum.

— Le dernier circuit sera, de préférence, un filtre de bande assez plat.

— Les tubes commandés posséderont une résistance dans la cathode, de façon à éviter les variations de C_{gK} et de la résistance d'entrée.

3 . 28 La détection.

La détection consiste à faire apparaître le signal vidéo par suppression d'une moitié des alternances de la moyenne fréquence. La difficulté réside dans la grande bande passante vidéo transmise, qui nécessite un certain

nombre de conditions favorables. La détection la plus fréquente s'effectue à l'aide d'une diode et le schéma de principe est représenté sur la figure 61.

Le sens de détection est déterminé par le type de modulation du standard, et le nombre d'étages vidéo qui suit le détecteur. La tension vidéo détectée apparaîtra aux bornes de la résistance de détection R_d sur laquelle on a placé en parallèle le condensateur de détection C_d. La condition d'un bon fonctionnement s'établit lorsque l'impédance de C_d est petit devant R_d pour la M. F., et grand pour la vidéo. En raison du fait que la fréquence maximale vidéo est relativement voisine de la fréquence M. F., 10 MHz et 28,05 MHz pour le 819 lignes français, un compromis est nécessaire.

Nous avons raisonné jusqu'à présent pour une diode idéale, de résistance interne ρ nulle dans le sens où elle conduit. Dans la réalité, le schéma équivalent devient celui de la figure 62.

Cette résistance interne réalise un pont diviseur pour la moyenne fréquence à détecter entre ρ d'une part, et C_d et R_d en parallèle d'autre part. Au point de vue rendement pur, et sans tenir compte des fréquences transmises, il serait souhaitable d'avoir R_d le plus grand possible. Par ailleurs, pour la moyenne fréquence, la diode est partiellement court-circuitée par la capacité anode-cathode C_{pd}, ce qui diminue le rendement de la détection.

Le premier examen de la situation amène à conclure que les caractéristiques de la diode employée ont une grande importance, et qu'il sera préférable de choisir la diode présentant la plus faible capacité anode-cathode possible ainsi que la plus faible résistance dans le sens conducteur.

Cette condition est remplie par les diodes utilisant le principe des semiconducteurs au germanium, et c'est la raison de l'utilisation très répandue de ces dernières.

Cela dit, essayons de déterminer la valeur optimale de la résistance de détection. Pour obtenir une réponse linéaire, nous supposerons que la constante de temps RC de détection, pour n'apporter aucune altération au signal vidéo, devra être au moins 10 fois plus petite que la période à transmettre la plus courte qui correspond à une fréquence de 10 MHz pour le 819 lignes français, soit 10^7 Hz.

Si nous supposons maintenant que la valeur du condensateur de détection est de 5 pF, et que celle de la grille de l'amplificateur vidéo sur laquelle la détection est connectée, et qui se trouve donc en parallèle sur C_d, fait également 5 pF, nous obtiendrons un total de 10 pF.

Nous posons donc

$$RC = \frac{t_{minimum}}{10} \qquad \text{ou} \qquad t = \frac{1}{F} = \frac{1}{10^7} = 10^{-7}$$

et

$$R = \frac{t}{10\,C} = \frac{10^{-7}}{10^{-10}} = 10^3\ \Omega = 1\ k\Omega\ .$$

Dans la pratique, la situation est rendue plus favorable par le fait que la grille de l'étage amplificateur vidéo n'est pas connectée directement sur la sortie de détection, mais à travers une inductance qui, accordée par C_d et C_g, relève les fréquences élevées ; la capacité de détection est ainsi ramenée à une valeur plus faible qui permet d'élever la valeur de la résistance de détection à 2 kΩ environ, valeur autour de laquelle se situent les résistances

de détection couramment adoptées. En 625 lignes C. C. I. R., cette résistance oscille entre 3,3 kΩ et 4,7 kΩ.

La valeur approchée du rendement obtenu, en négligeant l'effet de la capacité interne de la diode, est, pour les fréquences basses :

$$n_{\text{rendement}} = \frac{R_{\text{détection}}}{\rho + R_{\text{détection}}}.$$

Si la résistance interne de la diode est de 500 Ω, et R_d 1 500 Ω, le rendement sera de 75 %. En fait, pratiquement, le rendement se situe aux environs de cette valeur avec d'excellentes diodes au germanium.

La détection amortit le circuit auquel elle est connectée. Cette résistance d'amortissement est donnée par la relation :

$$R_{\text{eq d'amortissement}} = \frac{\rho + R_d}{2}.$$

Le circuit devrait être amorti pour obtenir la bande passante correcte. Si la valeur de la résistance équivalente d'amortissement R_{eq} est trop faible, il faudra connecter la détection sur une prise du bobinage. Si, au contraire,

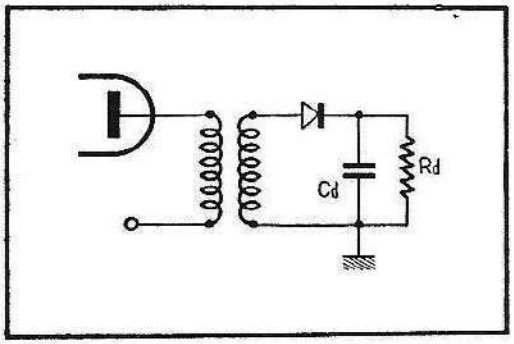


Fig. 61. — Schéma de principe d'un détecteur.

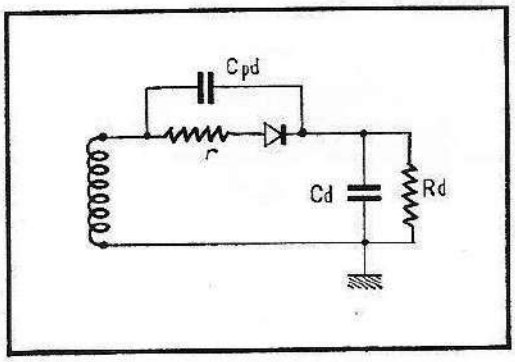


Fig. 62. — Schéma réel de fonctionnement d'un détecteur qui utilise une diode possédant une résistance directe r et une capacité anode-cathode C_{pd}.

cette valeur est trop grande, on connectera en parallèle sur le circuit une résistance dont la combinaison avec la valeur de R_{eq} donnera une résultante correspondant à la valeur correcte.

3 . 29 Détection des signaux faibles.

La transition entre les zones conductrice et non conductrice d'une diode ne s'opère pas brusquement (fig. 63), aussi le rendement de la détection diminue-t-il énormément pour les signaux faibles. Au-dessous de 50 mV son effet disparaît pratiquement. C'est pourquoi on considère qu'un minimum de 0,3 V est nécessaire pour que la détection soit satisfaisante. Aux valeurs inférieures, les portions du signal d'entrée situées près de zéro seront écrêtées, les impulsions de synchronisation en modulation positive, et les blancs de l'image en modulation négative.

3 . 30 Détection par l'anode.

La détection peut également s'opérer en polarisant un tube au voisinage du cut-off et en appliquant le signal M. F. sur sa grille, le signal détecté étant recueilli sur l'anode (fig. 64).

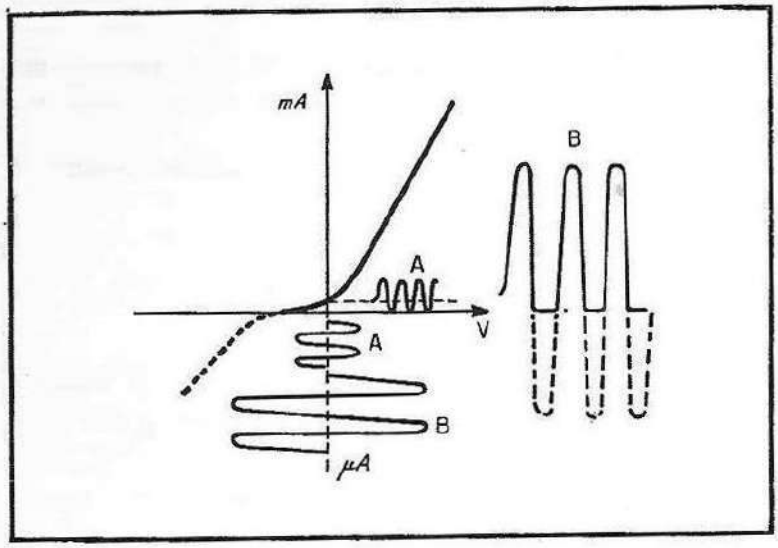


Fig. 63. — En raison de la courbure de départ de la caractéristique de courant fonction de la tension d'une diode, l'effet de détection disparaît pour les tensions faibles. Dans le cas B, le détecteur fonctionne convenablement alors que, dans le cas A, aucune détection n'apparaît pratiquement.

Cette détection, assez peu utilisée, présente l'avantage d'amplifier le signal qui, ainsi, peut être éventuellement appliqué directement sur l'électrode de modulation du tube cathodique.

Les meilleurs tubes seront ceux qui auront le coude de cut-off le plus brusque, allié à une forte pente et à un recul de grille d'une valeur légèrement supérieure à la moitié de l'amplitude du signal M. F. à détecter.

Une variante de ce détecteur est représentée sur la figure 65. Il s'agit également d'un détecteur utilisant le coude du cut-off comme dissymétrie de détection, mais avec la particularité de délivrer le signal aux bornes d'une résistance R connectée en série dans la cathode.

Ce montage présente les caractéristiques de l'amplificateur à sortie sur la cathode, c'est-à-dire avec un gain en tension inférieur à l'unité, une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie très faible.

Calculons ces caractéristiques en admettant qu'il s'agit d'une pentode (fig. 66).

Le gain est défini par le rapport $V_{sortie}/V_{entrée}$, soit $g = \Delta V_k/\Delta V_e$, où ΔV_k représente la variation de tension aux bornes de la résistance de cathode et ΔV_e la variation de la tension de commande.

Nous avons d'une part $\Delta V_e = \Delta V_g + \Delta V_k$ et, d'autre part, si S représente la pente du tube, $\Delta V_k = SR\Delta V_g$, soit $\Delta V_e = \Delta V_g + SR\Delta V_g = \Delta V_g(1 + SR)$ et donc

$$\Delta V_e = \Delta V_g\,(1 + SR)$$
$$\Delta V_k = SR\Delta V_g$$

$$\text{gain} = \frac{\Delta V_k}{\Delta V_e} = \frac{SR\Delta V_g}{(1 + SR)\,\Delta V_g} = \frac{SR}{1 + SR} \neq 1 \quad \text{si} \quad SR \gg 1 .$$

L'impédance d'entrée est définie par $Z_e = \Delta V_e/\Delta I$, et $\Delta I = \dfrac{\Delta V_e - \Delta V_k}{z + R}$, où z représente l'impédance complexe grille-cathode.

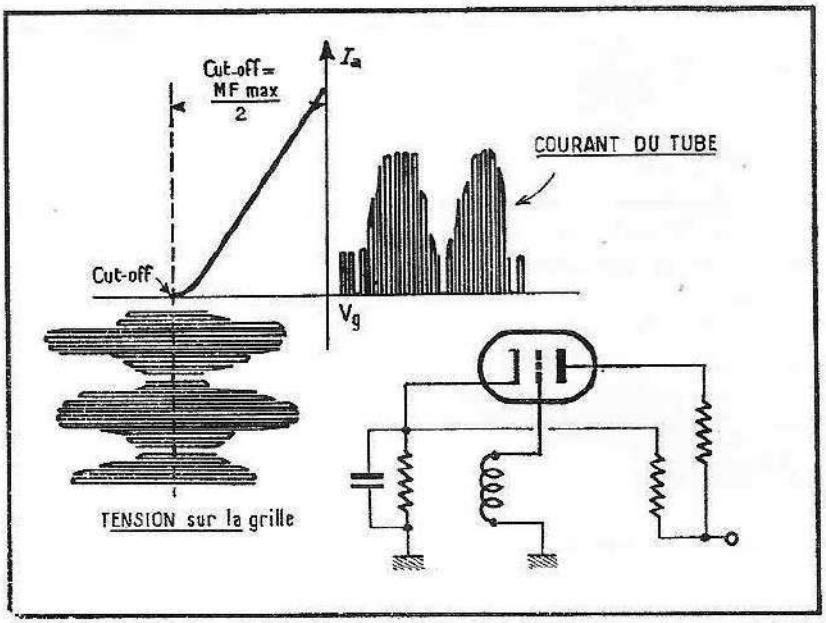


Fig. 64. — Détection par l'anode.

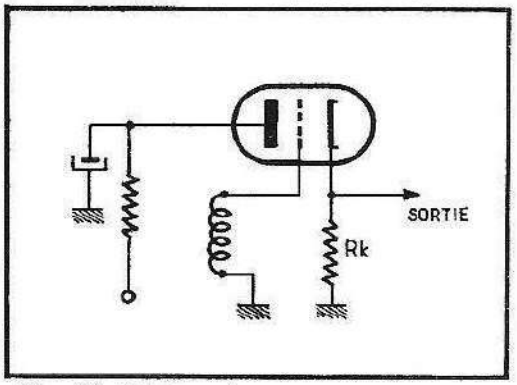


Fig. 65 (ci-dessus). — Variante avec sortie sur la cathode.

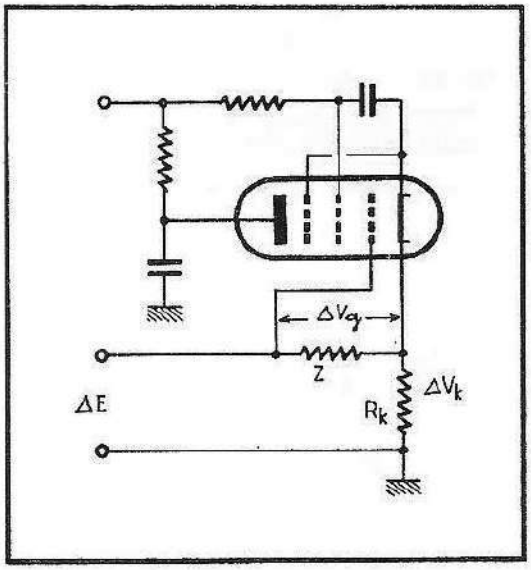


Fig. 66. — Schéma de principe de l'amplificateur à sortie sur la cathode qui peut également être utilisé en détecteur par courbure de la caractéristique I_p/V_g du tube employé.

Remplaçons ΔV_k par sa valeur : $SR\Delta V_e/(1 + SR)$, nous avons :

$$\Delta I = \frac{\Delta V_e - \Delta V_e \left(\frac{SR}{1 + SR}\right)}{z + R} = \frac{\Delta V_e \left(1 - \frac{SR}{1 + SR}\right)}{z + R}$$

et

$$Z_e = \frac{\Delta V_e}{\Delta I} = \frac{z + R}{1 - \frac{SR}{1 + SR}}$$

si $SR \gg 1$, le terme $1 - \frac{SR}{1 + SR}$ s'annule, et $Z = \infty$.

L'impédance de sortie est définie par $Z_s = \frac{\Delta V_k}{\Delta I_k}$.

Si $R \gg S$, la contre-réaction de cathode sera totale et nous aurons : $\Delta I_k = S\Delta V_k$ et,

$$Z_s = \frac{\Delta V_k}{S\Delta V_k} = \frac{1}{S}.$$

Ce montage présente donc la particularité de posséder une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie très faible qui permet de ne pas apporter de détérioration du signal vidéo, et il est, par conséquent, particulièrement agréable à utiliser en télévision. Avec un tube dont la pente est de 10 mA/V, l'impédance de sortie sera de 100 Ω, résistance suffisamment faible pour ne pas craindre d'atténuation des fréquences élevées par les capacités parasites ! Le seul défaut de ce montage n'est pas d'ordre technique mais pratique : son prix de revient malheureusement élevé.

3.31 L'amplificateur vidéo.

L'amplificateur vidéo doit amplifier, à un niveau suffisant, le signal provenant de la détection afin de moduler convenablement le faisceau électronique du tube cathodique.

Celui-ci peut être modulé en appliquant la tension vidéo sur le wehnelt ou sur la cathode. Mais la cathode présente une capacité plus réduite que celle du wehnelt par rapport à la masse, et on la préfère à ce dernier pour moduler le tube, ce qui implique l'application d'une modulation négative, dans laquelle le blanc sera représenté par une tension plus faible que le noir (fig. 67).

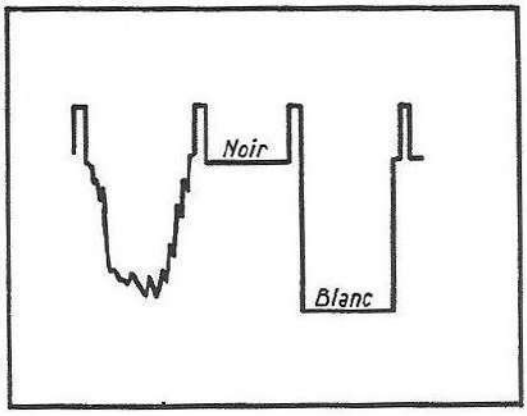


Fig. 67. — Polarité de la tension vidéo nécessaire lorsque le tube est modulé par la cathode.

Le signal nécessaire pour moduler le faisceau est de l'ordre d'une quarantaine de volts, et on prévoit en général la possibilité d'amener la tension de modulation à 75 V, sans qu'il puisse y avoir de perturbations dans le fonctionnement de l'appareil. Etant donné que le signal vidéo comporte également les impulsions de synchronisation, la tension effective que le dernier étage vidéo doit fournir s'élève à une centaine de volts.

A bandé égale, le gain d'un étage vidéo est plus élevé que le gain d'un étage M. F. Il requiert un matériel moindre qu'un étage M. F., et, de plus, ne nécessite pratiquement pas de main-d'œuvre de réglage. En d'autres termes, le dB de gain en vidéo est beaucoup moins cher que le même dB en M. F. Il y a donc tout intérêt, à gain égal pour le récepteur complet, à avoir le plus d'étages vidéo et le moins d'étages M. F.

La limitation dans cette voie provient du fait que le rendement de la détection, comme nous l'avons vu précédemment, diminue rapidement en dessous de 200 mV. En outre, lorsque le niveau vidéo se trouve situé en dessous

de cette valeur, les ronflements dus aux filtrages prennent une importance si considérable, que le prix des condensateurs chimiques qu'il faut ajouter pour éviter les défauts introduits par ces ronflements vient vite rendre l'opération déficitaire. Il faut donc adopter un compromis raisonnable sur la base suivante :

Si on considère que la limite d'une image visible est située aux environs de 10 V de modulation sur le tube, et si on désire que le fonctionnement soit encore absolument correct pour cette tension, le niveau détecté devra être au moins de 250 mV. Le gain vidéo sera donc de 40 au maximum. En fait, les gains vidéo des récepteurs commercialisés oscillent autour de cette valeur.

Il y a quelques années, ce gain optimum ne pouvait s'obtenir, en 819 lignes français, qu'avec deux tubes vidéo en cascade. Les inconvénients dus aux

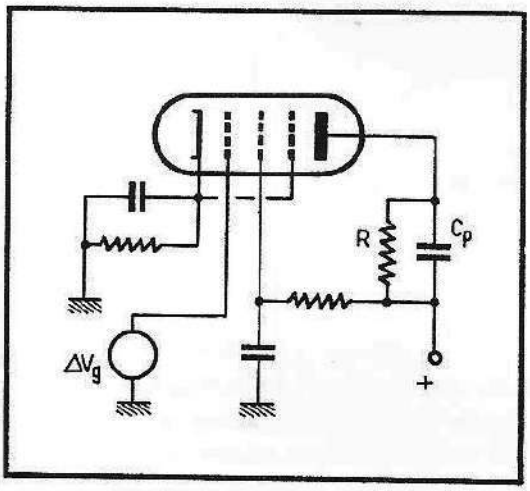


Fig. 68. — Schéma de principe d'un amplificateur vidéo. Le condensateur C_p matérialise toutes les capacités qui se trouvent en parallèle sur R, capacité d'anode du tube, de l'électrode de modulation du tube cathodique et les capacités parasites de câblage.

difficultés de transmission correcte de toute la bande, et surtout aux fréquences très basses du spectre, balançaient presque les avantages de la diminution du prix de revient de l'amplificateur M. F.

Depuis qu'il existe des tubes de sortie vidéo, tel que le tube EL 183, dont la pente atteint 25 mA/V ce résultat est obtenu très facilement avec un seul tube, et cette solution du tube unique est généralement adoptée.

3 . 32 Amplificateur à charge résistive.

La figure 68 représente un étage amplificateur, attaqué par un générateur délivrant une tension V_g, et dont la charge anodique comprend une résistance R aux bornes de laquelle on trouve la capacité C_p.

Cette capacité représente la somme des capacités de l'anode, de la capacité d'entrée du tube suivant, ou de la cathode du tube cathodique si l'amplificateur attaque directement ce dernier, ainsi que toutes les autres capacités parasites introduites par le montage.

La pente du tube étant S, le gain de l'étage sera $G = SZ$ s'il s'agit d'une pentode, et l'inverse de l'impédance Z sera :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{JC\omega} = \frac{1 + JRC\omega}{R}$$

et $Z = R/(1+JRC\omega)$ dont le module est $Z = R/\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}$; pour $\omega = 0$, $Z = R$ et le gain sera maximum.

Au fur et à mesure que ω augmente, Z diminue ainsi que le gain. Le gain relatif, c'est-à-dire le rapport du gain pour ω et du gain maximum, sera :

$$G_r = \frac{G(\omega)}{G_{max}(\omega = 0)} = \frac{SZ}{SR} = \frac{\dfrac{SR}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}}{SR} = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}} .$$

Calculons maintenant à quelle fréquence le gain relatif diminue de 3 dB, c'est-à-dire de $1/\sqrt{2}$.

$$\frac{1}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{d'où} \quad RC\omega = 1$$

et $\omega = 1/RC$. Par ailleurs, la bande transmise est représentée par $\omega/2\pi$, soit donc :

$$\boxed{\text{B, pour 3 dB d'atténuation} = 1/(2\pi RC) .}$$

Nous retrouvons la même expression que celle qui a été définie lors de l'étude de la M. F. Il y a en effet de grandes analogies entre l'amplificateur vidéo et l'amplificateur M. F. Dans les deux cas, le gain, pour une bande donnée, diminue si les capacités augmentent.

Prenons un exemple concret. Calculons la résistance maximale de charge que nous pourrons utiliser, compte tenu d'une bande de 10 MHz, alors que la somme des capacités parasites s'élève à 15 pF.

$$R = \frac{1}{2\pi BC} = \frac{1}{6{,}28 . 10^7 . 15 . 10^{-12}} \# 1100\ \Omega .$$

Si nous disposons d'un tube dont la pente est de 20 mA/V, le gain à 3 dB sera :

$$G = SZ = 20 . 10^{-3} . 1{,}1 . 10^3 = 22 .$$

Si l'atténuation permise pour 10 MHz (10^7 Hz) n'est que de 1 dB, la résistance devra avoir environ la moitié de sa valeur soit 550 Ω, et le gain ne serait plus que d'environ 10.

Si nous voulons obtenir un gain meilleur, il faudra en compenser la perte aux fréquences élevées par une augmentation proportionnelle de Z à ces fréquences. Cette augmentation de Z en fonction de la fréquence est obtenue à l'aide de circuits correcteurs insérés dans le circuit et qui portent le nom de *bobines de correction*.

Avant d'entamer l'étude des circuits correcteurs, il est intéressant de définir quelques points particuliers.

Nous avons vu plus haut que le gain maximum d'un amplificateur, pour une bande donnée, est inversement proportionnel aux capacités C du circuit. En traçant la courbe de réponse du gain relatif en fonction de la fréquence,

on constate que chaque atténuation correspond à une valeur de RCω. Par exemple, lorsque RCω = 1, l'atténuation est de 3 dB pour un amplificateur non compensé. Le but recherché sera donc de donner pour chaque atténuation constatée la plus grande valeur possible du produit RCω, ce qui permettra pour une capacité donnée, qu'il est impossible de réduire, et pour un ω également donné, ω étant égal à 2 πB, de placer en charge le plus grand R, et d'obtenir ainsi le plus grand gain.

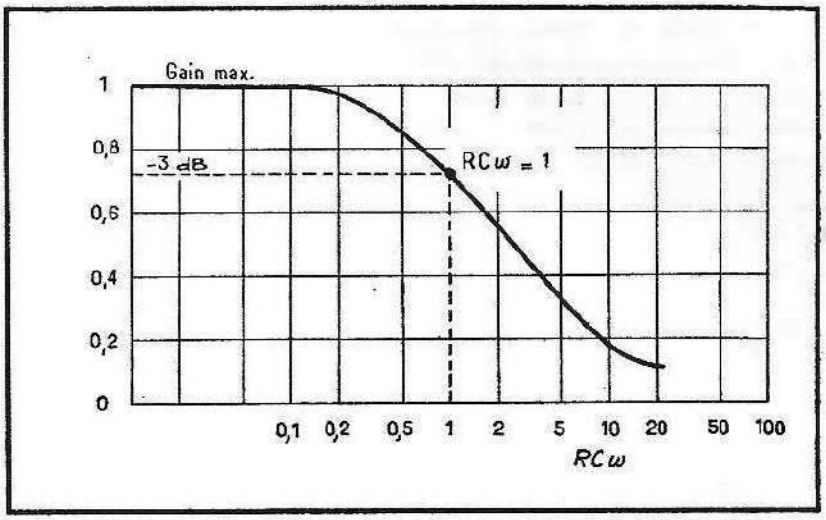


Fig. 69. — Courbe du gain relatif en fonction de RCω pour un amplificateur vidéo non compensé.

On représente donc généralement la courbe de réponse, non en atténuation fonction de ω, mais en atténuation fonction de RCω, ce qui, en représentant tous les paramètres en présence, permet de calculer immédiatement un de ceux-ci puisque l'on connaît tous les autres. La figure 69 représente la courbe du gain relatif en fonction de RCω pour un amplificateur non compensé que nous avons vu plus haut.

On constate, sur cette courbe, que l'atténuation est négligeable jusqu'à RCω = 0,25 ; elle atteint 1 dB pour RCω = 0,5 et 3 dB pour RCω = 1.

Cette forme de représentation a ceci d'intéressant qu'elle est universelle et valable pour tous les standards.

La courbe de réponse d'un amplificateur est intéressante à connaître, mais, en l'occurrence, ce qui est encore plus intéressant, c'est la manière dont se comportera l'amplificateur en présence d'une variation brusque de signal. Cette aptitude transitionnelle est en fait ce qui caractérisera la qualité de l'image obtenue.

Pour juger de cette aptitude, on étudie le comportement de l'amplificateur lorsqu'on lui demande d'amplifier un certain signal dit « signal unité ».

La caractéristique de ce signal consiste en une transition instantanée d'un niveau A à un autre niveau B.

La transition, d'une durée nulle, permet d'étudier le comportement de l'amplificateur aux fréquences élevées, et la durée infinie du second état B permet l'étude du comportement aux fréquences basses. Nous nous bornerons à étudier, pour l'instant, le comportement aux fréquences élevées.

Nous avons vu, dans le chapitre réservé aux généralités, qu'une sinusoïde complète définissait une montée et une descente. Le temps minimum de montée sera donc défini par le temps que durera la moitié d'une période de la fréquence la plus élevée que peut transmettre l'amplificateur. Si cette fréquence est de 10 MHz par exemple, le temps de montée en présence du signal unité sera

$$t = 1/(2\,f) = 1/(2.10^7) = 0{,}05\ \mu s\ .$$

En 819 lignes, la durée d'une ligne est de 48 µs et la durée utile, c'est à-dire le temps total, moins le temps réservé au retour du spot, est d'environ 40 µs.

Si l'écran mesure 40 cm de large par exemple, le spot se déplacera à la vitesse de 1 cm par µs, et il parcourra en 0,05 µs la distance de 0,5 mm.

Cette longueur est la longueur minimale de transition entre un blanc et un noir par exemple. Si la bande passante diminue, cette longueur augmentera, et l'image sera évidemment plus floue. Nous ne tenons pas compte dans ce calcul de l'épaisseur du spot que nous supposons infiniment étroit. Comme cela n'est pas le cas dans la pratique, ni pour la caméra à l'émission, ni pour le tube cathodique à la réception, cette longueur minimale de transition est en réalité plus importante et on l'évalue, en 819 lignes français, à environ 120 % de la valeur calculée.

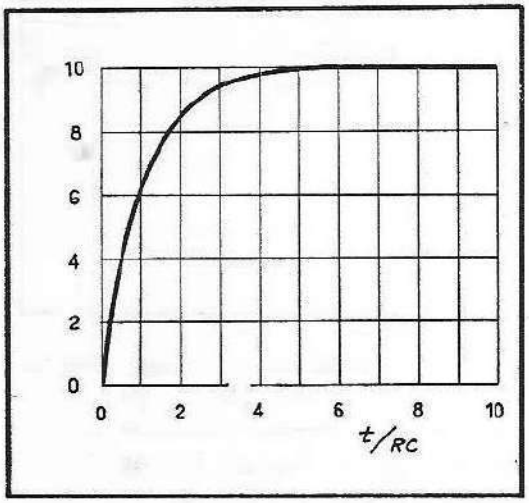


Fig. 70. — Temps de montée d'un amplificateur non compensé attaqué par un signal unité. Au bout d'un temps $t = CR$, le niveau atteint 63 % du niveau maximum, et à $t = 3CR$ il atteint 98 %.

La courbe représentée sur la figure 70 est celle d'un amplificateur non compensé et elle est, en fait, la courbe de charge d'un condensateur, c'est-à-dire la charge de la capacité C parasite en parallèle sur la résistance de charge anodique R, sur laquelle apparaît la tension développée par le courant anodique du tube amplificateur.

Nous savons que la relation donnant la tension à chaque instant aux bornes d'un condensateur que l'on charge à travers une résistance, est :

$$E_c = E_{source}(1 - e^{-t/CR})$$

t étant la durée pendant laquelle la charge s'est poursuivie, et E_c la tension aux bornes du condensateur à cet instant, e étant la base des logarithmes naturels qui vaut 2,71.

C et R étant constants, la tension de charge E_c apparaissant aux bornes du condensateur est donc fonction du temps.

Nous voyons que, lorsque $t = CR$, E_c vaut environ 0,6 E_{source}.

Lorsque nous avons analysé la bande passante, nous l'avons exprimée en $RC\omega$, car ainsi nous disposions d'une unité universelle groupant tous les paramètres.

De même, nous pouvons analyser le temps de montée en présence du signal unité, en traçant la courbe E_c fonction de t/RC. Nous disposerons donc immédiatement de la possibilité de connaître un des trois facteurs en connaissant les autres.

A chaque valeur de t/RC correspondra une valeur de R pour une valeur de C déterminée.

Si le temps de montée dure n fois t/RC, la valeur maximale de R pour atteindre ce résultat sera $R = t/nC$.

Cette représentation de la montée de potentiel en fonction de t/RC, est particulièrement intéressante, parce qu'universelle.

Reprenons la courbe représentée sur la figure 70. Nous voyons que le temps nécessaire pour que le potentiel aux bornes de C passe à 95 % de la valeur maximale, est d'environ 3 t/RC.

Si nous connaissons deux des trois paramètres, nous pouvons immédiatement calculer le troisième. Par exemple, dans un amplificateur non compensé, cherchons la valeur de R pour obtenir $t = 0{,}05$ µs avec une capacité C de 15 pF.

$$R = \frac{t}{3\,C} = \frac{5.10^{-8}}{3.15.10^{-12}} \# 1100\ \Omega\ .$$

Nous retrouvons la valeur de résistance d'anode calculée avec la même capacité parasite pour obtenir une bande de 10 MHz avec 3 dB d'atténuation.

Le but recherché avec les circuits compensateurs (ou circuits correcteurs), sera d'obtenir ce même temps de montée avec un gain plus élevé, c'est-à-dire avec R plus grand.

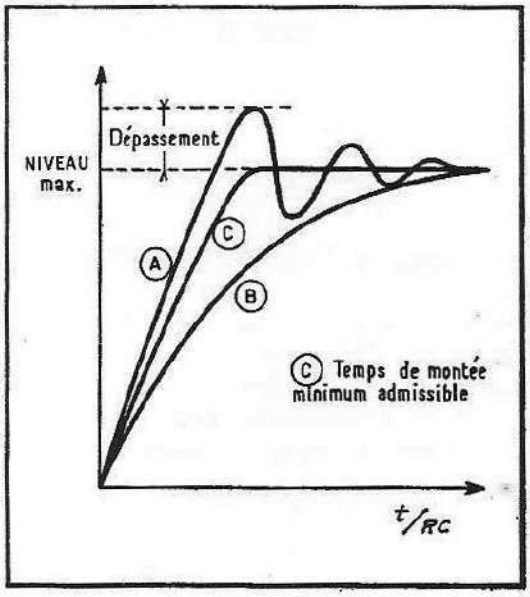


Fig. 71. — Deux aspects d'un mauvais comportement d'un amplificateur attaqué par un signal unité. Dans le cas A, le dépassement est inadmissible et se traduira par une image soulignée et frangée par un certain nombre de lignes parasites. Dans le cas B, le temps de montée étant long, l'image sera floue et manquera de détails.

Une autre considération importante concerne la réponse en phase de l'amplificateur. Il est évidemment nécessaire que toutes les fréquences du spectre soient amplifiées de façon identique, mais il est également nécessaire qu'elles conservent leurs phases respectives.

Un signal complexe peut être décomposé en un certain nombre de signaux élémentaires sinusoïdaux de fréquences différentes, et d'amplitude et de phase relative déterminées.

Si l'amplitude est respectée et non la phase, le signal complexe, après amplification, n'aura absolument plus son aspect initial.

En principe, si l'amplificateur est parfaitement linéaire en fréquence, la phase sera respectée, du moins dans un amplificateur non compensé. Cela n'est plus tout à fait vrai lorsque l'on utilise des circuits destinés à compenser la perte de gain aux fréquences élevées.

Les éléments compensateurs sont constitués par des circuits qui possèdent un certain coefficient de surtension et qui introduisent des rotations de phase variant non linéairement avec la fréquence.

C'est d'ailleurs cette distorsion qui oblige à limiter le coefficient de surtension des circuits, et, par là, leur pouvoir compensateur.

La découverte des défauts de phase introduits dans l'amplificateur n'apparaît donc pas obligatoirement, ni de façon évidente, par l'examen de la courbe de réponse en amplitude ; aussi l'étude n'en peut être menée qu'à l'aide de l'examen de la réponse de l'amplificateur au signal unité.

Les distorsions peuvent affecter la réponse de l'amplificateur à ce signal unité de plusieurs manières qui sont indiquées par la figure 71.

La caractéristique la plus importante est le dépassement (ou « over-shoot »). Celui-ci se traduira par une accentuation des contours de l'image. L'expérience montre d'ailleurs que ce dépassement est agréable et améliore l'image s'il ne dépasse pas 5 %. La seconde caractéristique, liée à la première, est l'ondulation qui se poursuit derrière le dépassement, et qui reflète l'oscillation amortie du circuit excité par le signal.

Ce défaut se traduira par l'image bordée d'un certain nombre de lignes noires et blanches épousant les contours. Cet effet est désagréable et on doit l'éviter.

Nous dirons donc que l'image sera correcte lorsque le temps de montée n'excédera pas la valeur correspondant au standard, et si cette montée ne s'accompagne pas de rebondissements oscillants ; mais on tolérera, et on recherchera même, un dépassement limité à 5 %.

3 . 33 Compensation parallèle.

Le schéma de principe de la compensation parallèle est représenté sur la figure 72 ; elle consiste à intercaler en série avec la résistance R une inductance L, le condensateur C se trouvant en parallèle sur l'ensemble. L'impédance de l'enroulement augmente avec la fréquence, et de ce fait, l'impédance de l'ensemble L et R en série augmente également, alors que l'impédance de C diminue. Les deux impédances se trouvant en parallèle, il y a compensation dans un certain intervalle de fréquence.

Calculons l'impédance du circuit équivalent.

$$Z = \frac{\frac{-J}{C\omega}(R + JL\omega)}{R + \left(JL\omega - \frac{1}{\omega}\right)} = \frac{-JR + JL\omega}{RC\omega + J(LC\omega^2 - 1)}$$

dont le module est :

$$Z = \sqrt{\frac{R^2 + L^2\omega^2}{R^2C^2\omega^2 + L^2C^2\omega^4 + 1 - 2LC\omega^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{R^2 + L^2\omega^2}{1 + L^2C^2\omega^4 + \omega^2(R^2C^2 - 2LC)}}$$

pour $\omega = 0 \quad Z = R$.

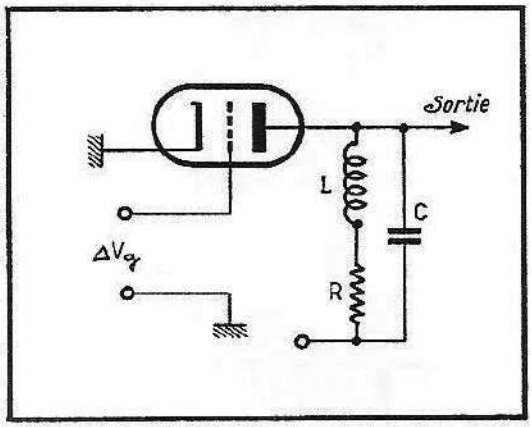


Fig. 72. — Schéma de principe de la compensation parallèle.

Le gain relatif est

$$\frac{GZ}{G_{max}} = \frac{SZ}{SR} = \sqrt{\frac{1 + \frac{L^2\,\omega^2}{R^2}}{1 + L^2\,C^2\,\omega^4 + \omega^2\,R^2\,C^2 - 2\,LC}}$$

par ailleurs

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{CR\omega_0}$$

et

$$Q^2 = \left(\frac{L\omega_0}{R}\right)\left(\frac{1}{CR\omega_0}\right) = \frac{L}{CR^2}\,.$$

De plus,

$$LC\omega_0^2 = 1$$

et si nous disons que

$$LC\omega^2 = D = \omega/\omega_0\,,$$

l'expression du gain relatif devient :

$$G_r = \sqrt{\frac{1 + Q^2\,D}{\frac{D^2}{Q^2} + (D^2 - 1)^2}}\,.$$

On démontre que le gain passe par un maximum lorsque la valeur de Q^2 dépasse 0,41 soit $Q \neq 0{,}65$. En dessous, la courbe est parfaitement plate, et, au-dessus de cette valeur, elle présente un maximum de plus en plus accentué. Lorsqu'on examine la réponse au signal unité pour différentes valeurs de Q (fig. 73) on constate que c'est la valeur de $Q = 0{,}71$ qui correspond à notre définition de la réponse idéale au signal unité.

Calculons maintenant les nouveaux paramètres de l'amplificateur compensé compte tenu d'une capacité parasite de 15 pF comme dans les exemples précédents.

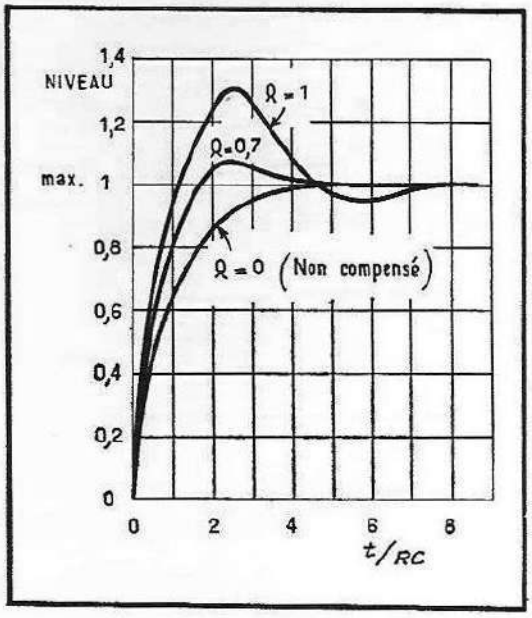


Fig. 73. — Réponse au signal unité pour divers coefficients de surtension du circuit de compensation parallèle. Le circuit qui possède un coefficient Q = 0,7 correspond à la forme idéale du temps de montée définie précédemment.

Avec Q = 0,71, le temps nécessaire pour que le signal passe de 0 à sa valeur maximale est 2,5 t.

$$t = 0{,}05\ \mu s \qquad C = 15\ pF\ .$$

Calculons la résistance de charge R permettant d'obtenir ce résultat :

$$\frac{t}{RC} = 2{,}5 \qquad R = \frac{t}{2{,}5\ C} = \frac{5.10^{-8}}{2{,}5.15.10^{-12}} \# 1350\,\Omega\ .$$

Nous avons vu précédemment qu'avec un amplificateur non compensé, le temps nécessaire pour que l'amplitude du signal atteigne sa valeur maximale était d'environ 5 t, et cela nous conduisait à adopter une résistance de charge d'une valeur de 650 Ω pour atteindre le résultat voulu. Ce même résultat est obtenu maintenant avec une résistance de charge de 1 350 Ω.

Par rapport à l'amplificateur non compensé, le fait d'ajouter une compensation parallèle permet donc de doubler le gain de l'étage vidéo.

Calculons maintenant la valeur de L nécessaire pour arriver à ce résultat.

Nous avons vu plus haut que $Q^2 = L/CR^2$, et L sera donc égal à Q^2CR^2, soit $L = Q^2\,CR^2 = 0{,}5.15\ 10^{-12}.1{,}9\ 10^6 \# 14\ \mu H$.

Note. Dans notre raisonnement, nous avons négligé la capacité répartie du bobinage correcteur. Cette capacité s'ajoute à C, et modère le gain par rapport à celui d'un amplificateur non compensé. En pratique, on trouve que le gain d'un amplificateur compensé est d'environ 1,5 fois celui d'un amplificateur non compensé.

3 . 34 La compensation par inductance série.

Le schéma de principe de la compensation par inductance-série est représenté sur la figure 74. La bobine L forme un circuit oscillant avec C_1 et C_2. L'amortissement est apporté par R sur C_1, donc sur une fraction du circuit.

Le circuit ainsi constitué possède un coefficient de surtension qui permet

d'obtenir une tension plus élevée sur C_2 pour une certaine gamme de fréquences.

C_1 représente la capacité de l'anode du tube amplificateur, et C_2 la capacité de l'électrode attaquée, qui est la grille de l'étage suivant, ou la cathode du tube cathodique.

On démontre que ce montage pourrait être plus avantageux que le précédent avec un rapport C_2-C_1 bien déterminé, qu'il est malheureusement impossible de réaliser, car, C_1 étant généralement faible par rapport à C_2, cela obligerait à ajouter une capacité matérielle en parallèle sur C_1, et par là, en augmentant la capacité totale, à reperdre l'avantage escompté.

En fait, la compensation série ne présente pas d'avantages pratiques par rapport à la compensation parallèle. On démontre que le coefficient de surtension

$$Q = \sqrt{\frac{L}{CR^2}},$$

le plus avantageux, est également de 0,7 environ, pour C étant la somme des capacités C_1 et C_2.

3 . 35 Compensation mixte.

En fait, on utilise le plus souvent des circuits correcteurs mixtes série-parallèle. La figure 75 représente les montages les plus couramment

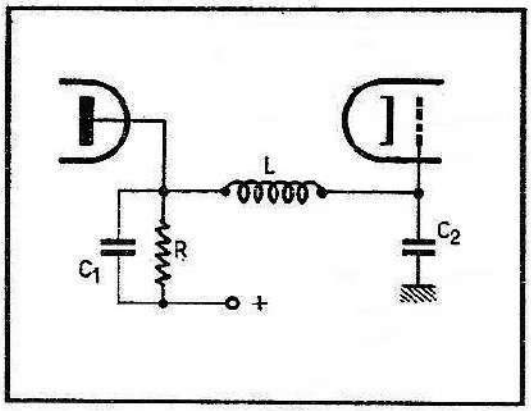
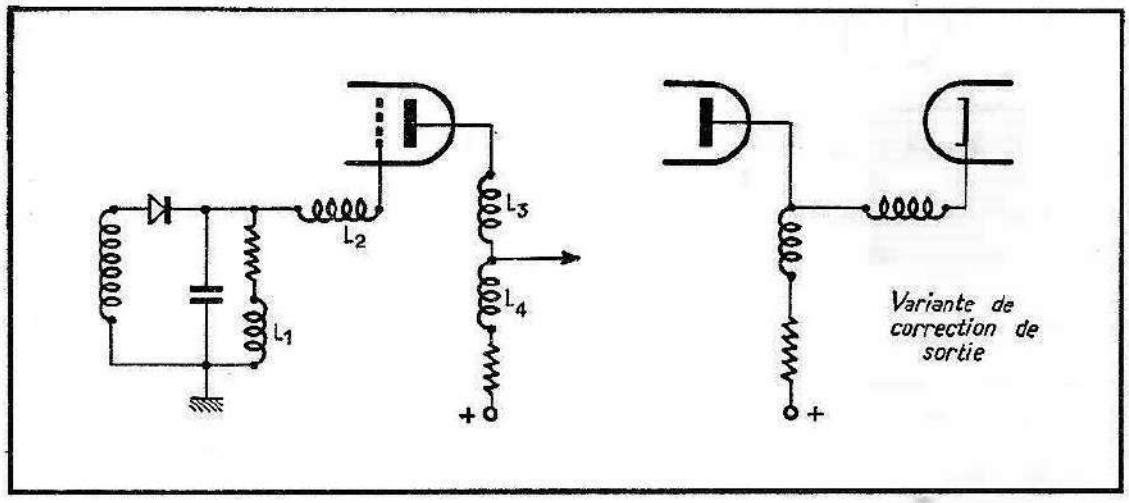


Fig. 74. — Schéma de principe d'un compensateur série. Le circuit est formé par L accordé par C_1 et C_2, C_1 étant amorti par R.

Fig. 75 (ci-dessous). — Montages video courants. A partir du détecteur, on trouve L_1, correcteur parallèle, et L_2, correcteur série, sur l'anode du tube ; on trouve également un correcteur parallèle, L_4, et un correcteur série, L_3. Quelquefois on place encore un circuit supplémentaire en série avec la cathode du tube.



employés. Naturellement, plus le nombre d'éléments compensateurs est grand, plus la mise au point devient critique et plus elle échappe, par sa complexité, à des méthodes de calcul relativement simples.

Avec des circuits convenablement établis, on arrive à presque tripler le gain possible par rapport à l'amplificateur non compensé, et le rapport courant est 2,5.

Le tableau ci-dessous résume les principaux paramètres permettant d'établir la correction vidéo.

Type de l'amplificateur	RCω pour 1 dB d'atténuation	$\frac{t}{CR}$	Dépassement	Q
Non compensé	0,5	5	0	0
Compensé parallèle ..	1,1	2,2	5 %	0,7
Compensé série	sensiblement égal au précédent			
Compensé mixte	1,25	2	5 %	

LES AMPLIFICATEURS EN CASCADE.

Lorsque l'on monte plusieurs amplificateurs en cascade, le temps nécessaire à la montée, en présence du signal unité, augmente, et il en va de même pour le dépassement. Cela oblige à élargir la bande passante de chacun des étages, et à diminuer le coefficient de surtension des circuits correcteurs.

Comme en moyenne fréquence, le gain par étage diminue donc, et c'est encore un facteur qui milite en faveur de l'emploi d'un seul tube possédant la plus forte pente possible. Lorsque le dépassement, par étage, est inférieur à 5 %, le facteur multiplicatif permettant de trouver le temps de montée de l'amplificateur composé de n étages est voisin de $\sqrt{n}$.

Note. Dans un récepteur de télévision, le problème du choix des valeurs des bobines de correction est beaucoup plus complexe que ne le laisse entrevoir ce qui précède.

En effet, la qualité de l'image obtenue, qui constitue le but suprême, est le résultat d'un mariage entre l'amplificateur M. F. et l'amplificateur vidéo.

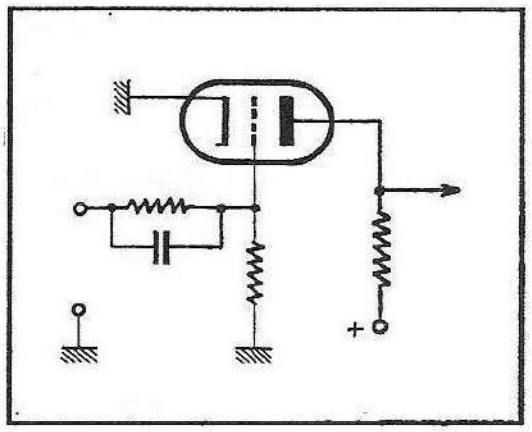


Fig. 76. — Procédé de correction par atténuation des fréquences basses, de façon à obtenir un gain linéaire en fonction de la fréquence.

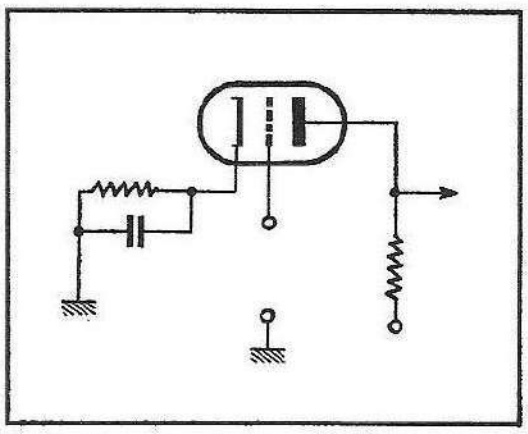


Fig. 77. — Procédé de correction par contre-réaction de cathode qui favorise les fréquences élevées dans le même rapport où celles-ci sont atténuées par la capacité de sortie du tube.

Et, en fait, lorsqu'on étudie des circuits de correction, il s'agit bien entendu de corriger l'amplification vidéo, mais il s'agit également de corriger les défauts qui pourraient être introduits par le mariage M. F.-vidéo, de façon à former, avec les deux amplificateurs, un *ensemble* possédant les qualités requises.

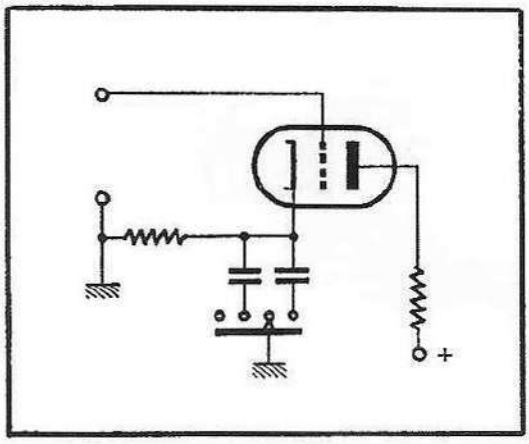


Fig. 78. — Ce procédé, qui consiste à modifier la contre-réaction de cathode, est très utilisé pour permettre à l'usager de choisir à son gré la réponse aux fréquences élevées qui lui semble la plus agréable.

L'étude des circuits de correction s'effectuera donc tout d'abord sur l'amplificateur vidéo seul, puis en examinant le récepteur complet à l'aide d'un signal qui modulera un générateur H. F., et qui sera injecté à l'entrée du récepteur.

3 . 36 Procédés de correction divers.

Lorsque le gain n'est pas un des critères importants de l'amplification, il est possible de compenser la perte aux fréquences élevées par d'autres moyens que ceux procédant des méthodes que nous avons vues plus haut.

Ces moyens se ramènent à deux schémas de principe représentés par les figures 76 et 77.

Le premier procédé consiste, à l'aide d'un diviseur, à atténuer volontairement les fréquences basses du spectre par rapport aux fréquences élevées d'une quantité proportionnelle à l'affaiblissement apporté par l'amplificateur aux fréquences élevées. Il n'est jamais employé en technique de réception.

En revanche, le second procédé est assez souvent utilisé car il permet de donner la possibilité à l'usager de modifier la courbe de réponse de l'amplificateur d'une manière très simple.

Ce procédé utilise une contre-réaction de cathode non linéaire. Pour ω, voisin de zéro, la contre-réaction est maximale, puis, l'impédance de cathode diminuant avec la fréquence, la contre-réaction diminue et le gain de l'étage vidéo augmente.

On prévoit en général deux ou trois positions différentes qui sont obtenues en commutant des condensateurs de différentes valeurs (fig. 78).

Ces différentes positions font apparaître des contours d'images plus ou moins soulignés.

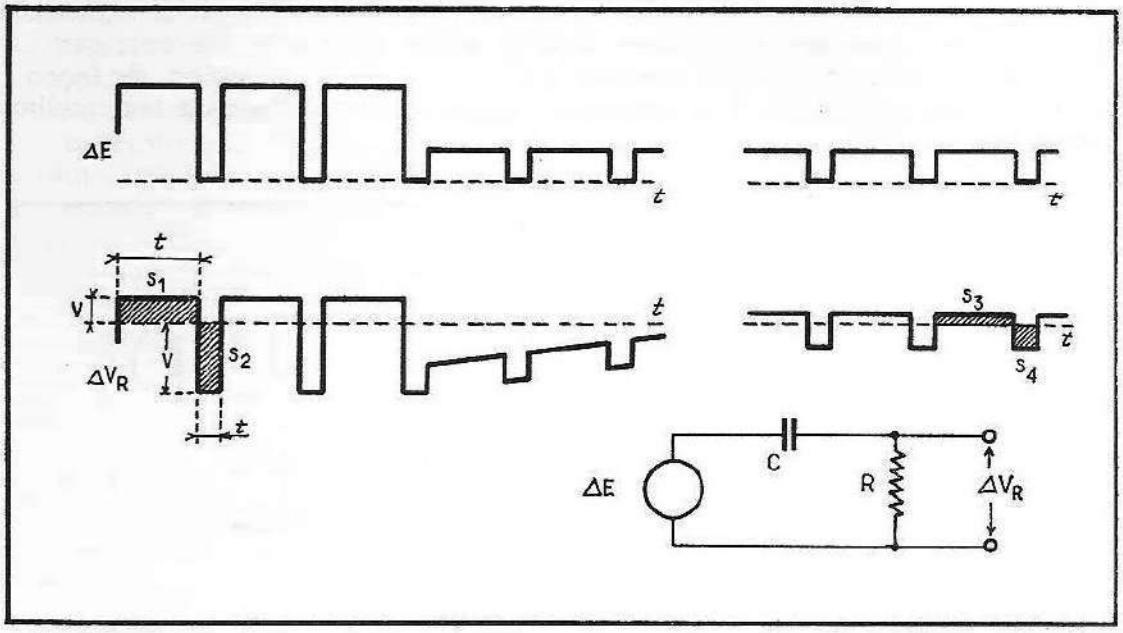


Fig. 79. — Lorsqu'un signal est appliqué aux bornes d'une résistance, et à travers un condensateur, la tension se centre de façon que la surface du signal qui se trouve en polarité positive soit égale à celle qui se trouve en polarité négative. Si le signal se modifie en amplitude, un nouvel équilibre sera atteint au bout d'un certain temps fonction des valeurs de R et de C.

3 . 37 Comportement aux fréquences basses.

Lorsque l'étage amplificateur vidéo est connecté sur le détecteur par une liaison directe, et si la charge de sortie attaque directement la cathode du tube image, le comportement de l'amplificateur ne pose aucun problème aux très basses fréquences. On dit dans ce cas que la composante continue est transmise, et, bien que le signal vidéo ne comporte pas de composante

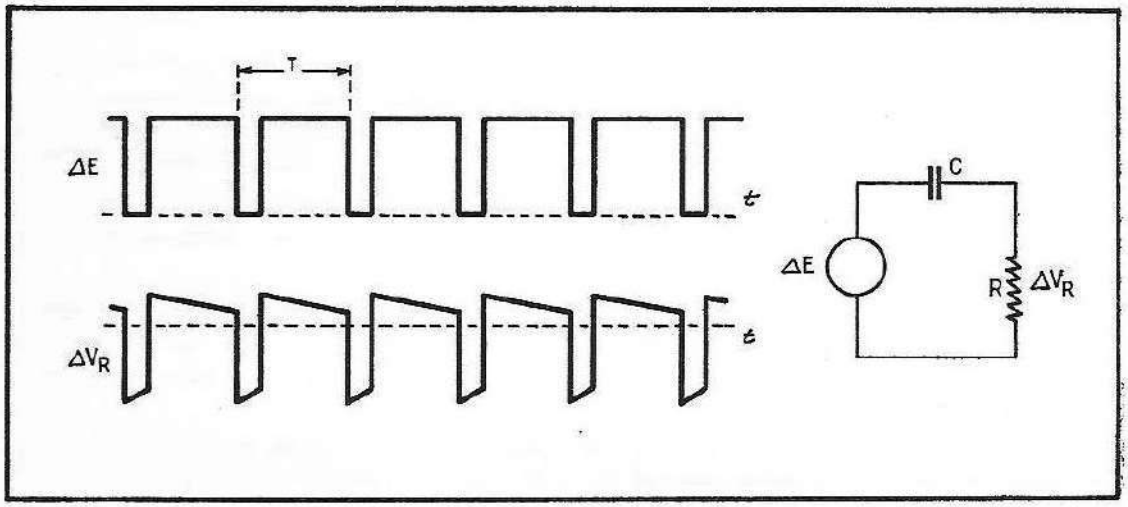


Fig. 80. — Si la constante de liaison RC est insuffisante, il y aura déformation du signal. Cette déformation est perceptible si CR est inférieur à 100 t.

continue, on indique par cette locution que des variations de potentiel se produisant à la détection à une fréquence infiniment basse, se retrouveront amplifiées sur la charge du tube.

Lorsque le signal est transmis à travers un condensateur de liaison, il n'en est plus ainsi, et cela présente certains inconvénients.

Nous savons que lorsqu'on transmet un signal sur une charge à travers un condensateur, ce signal s'équilibre au bout d'un certain temps, de façon que le potentiel moyen, de part et d'autre de la ligne du zéro, soit nul. En d'autres termes, la surface constituée par Vt sera exactement la même de chaque côté du zéro (fig. 79).

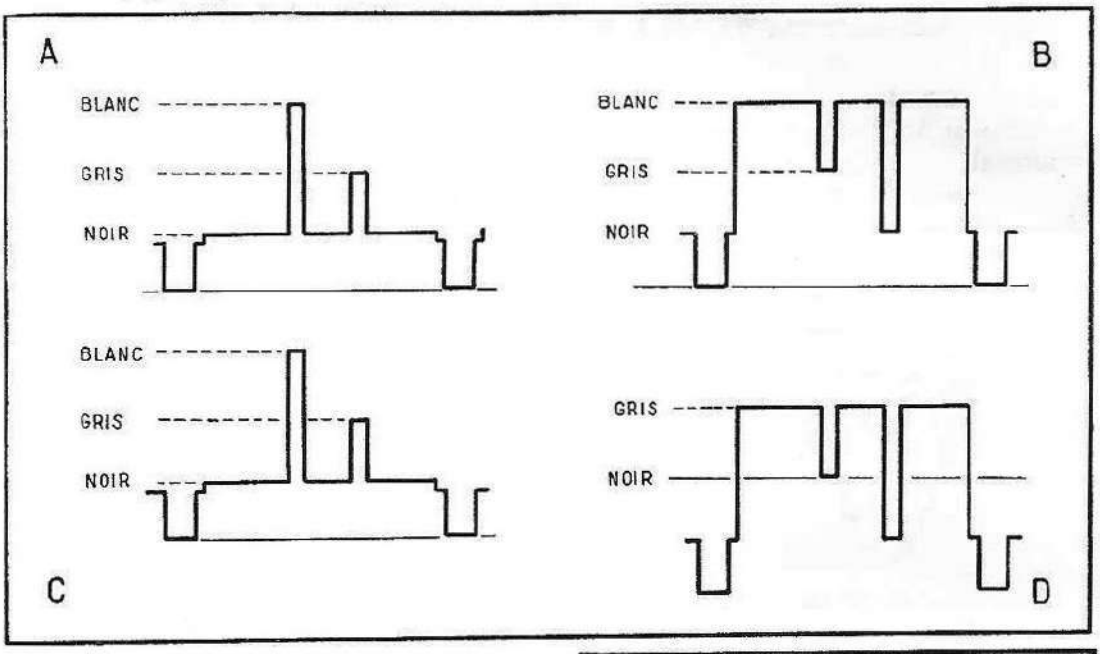


Fig. 81. — Cette figure met en relief les inconvénients de la transmission d'un signal vidéo à travers un condensateur. Si on suppose que l'utilisateur a réglé correctement son appareil de façon à respecter les nuances du signal A, les niveaux seront complètement modifiés pour la transmission du signal B. En particulier, le fond blanc sera gris et les deux barres seront noires.

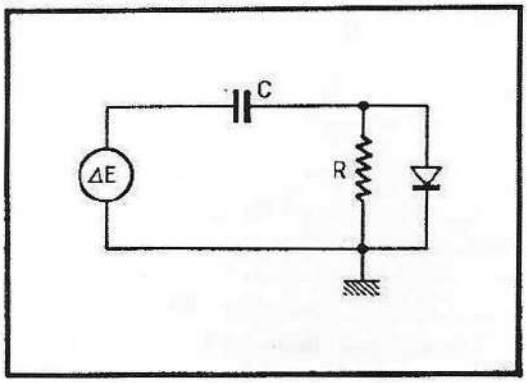


Fig. 82 (à droite). — Alignement par diode.

Si la forme du signal change, un nouvel équilibre s'effectuera, et ainsi de suite. Le temps nécessaire pour que l'ensemble arrive à un état d'équilibre, est fonction de la constante de temps CR. En fait, ce temps est infini, mais l'équilibre est atteint à très peu de choses près pour un temps égal à 5 ou 6 CR, cela en supposant CR assez grand devant la durée *t* d'une des impulsions.

Si CR est petit, il y aura en plus déformation du signal (fig. 80).

Supposons maintenant que l'image transmise soit telle que nous ayons une série de lignes représentée en A sur la figure 81, suivie d'une autre série de lignes représentée en B. Supposons également que le nombre de lignes pour chacune des images soit suffisamment grand pour que l'équilibre soit atteint dans les deux cas. Nous obtiendrons le résultat représenté en C et D. La première série d'images représentait un trait blanc et un trait gris

verticaux sur fond noir. Si le récepteur est parfaitement réglé pour cette image, l'image suivante, qui devrait représenter un trait gris et un trait noir verticaux sur fond blanc, donnera en réalité deux traits noirs sur fond gris.

En fait, le niveau de référence qui est représenté par le niveau du noir, au lieu de demeurer constant, varie constamment suivant le contenu de l'image. Dans le cas où il serait nécessaire de placer plusieurs étages vidéo en cascade, il sera nécessaire de procéder au réalignement du niveau du noir sur un niveau constant.

3 . 38 Alignement des signaux.

Le niveau des impulsions de synchronisation étant constant, quel que soit le contenu de l'image, c'est ce niveau qui servira de référence pour réaligner le signal. Le montage le plus usuel est celui représenté sur la figure 82. Le sens de la diode dépend du sens de la modulation vidéo, au point où est effectué l'alignement. Dans le cas où celle-ci est négative (cas représenté sur la figure), les signaux seront appliqués sur l'anode, ils le seront sur la cathode si la modulation est positive.

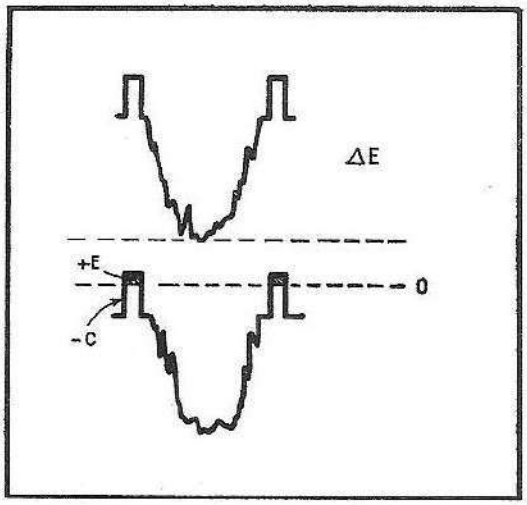


Fig. 83. — Principe de l'alignement sur un niveau fixé. En l'occurrence, dans ce montage, le sommet des impulsions de synchronisation s'alignera sur le potentiel de la masse.

Au moment où le signal est appliqué, et lorsque la première lancée positive apparaît, un courant intense circule dans la diode, chargeant le condensateur avec une polarité telle que l'anode de la diode devienne négative par rapport à la cathode (fig. 83).

Lorsque le signal s'inverse, le courant de la diode s'interrompt, et le condensateur commence à se décharger dans R. Si R et C sont choisis suffisamment grands, le condensateur conservera la plus grande partie de sa charge au moment où surviendra à nouveau la lancée positive. Le processus se reproduira, mais cette fois-ci à une échelle plus réduite, puisque la tension positive apparaissant sur l'anode de la diode est la différence entre + E et — C. Au bout d'un certain nombre de cycles, le condensateur aura acquis une charge équivalente à l'amplitude du signal, et le courant qui circulera dans la diode à chaque cycle ne représentera plus que la charge perdue dans R par C dans l'intervalle.

Si l'amplitude du signal vidéo varie dans le sens de l'augmentation, l'anode reviendra très conductrice à chaque impulsion, jusqu'au moment où le signal sera à nouveau aligné. Si, au contraire, le signal varie dans le sens de la diminution, la diode ne sera plus conductrice et le condensateur se déchargera dans R jusqu'à ce que les signaux soient à nouveau alignés.

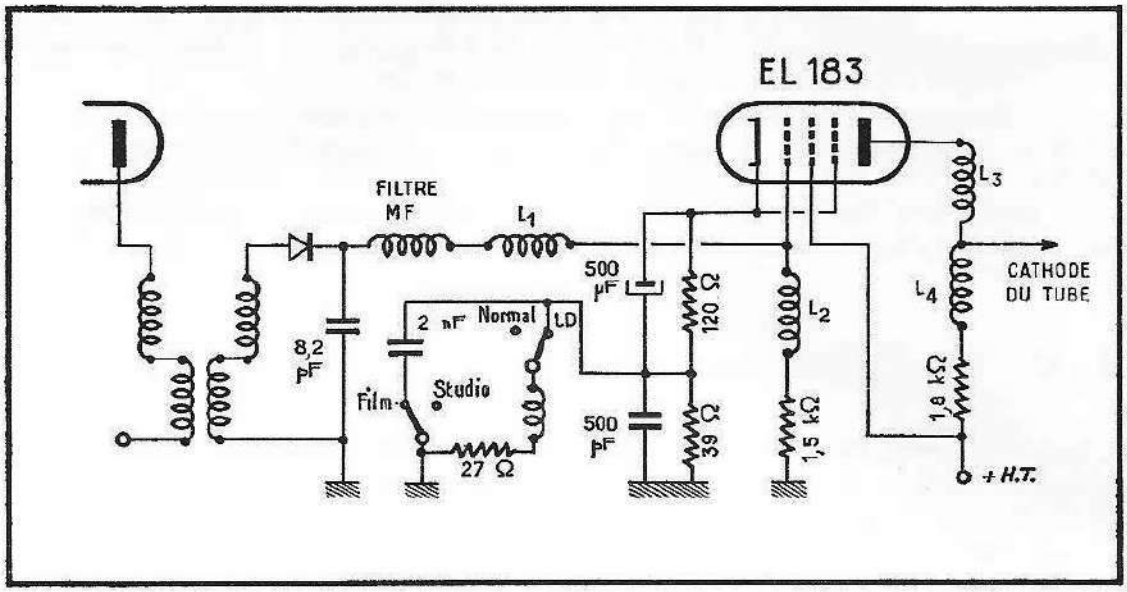


Fig. 84. — Schéma pratique d'un amplificateur vidéo. Le circuit de cathode comporte quatre variantes possibles de contre-réaction. Dans les positions simultanées « Normal » et « Studio », les corrections sont optimales. Dans la position « Film », la transmission des fréquences élevées du spectre est favorisée et cela se traduit par une légère surcorrection. Dans la position « L. D. », les fréquences élevées sont désavantagées par l'introduction d'une inductance qui diminue le gain en fonction de la fréquence. Cette correction a pour but de diminuer la visibilité du souffle sur l'image.

En résumé, ce montage aligne la partie extrême des impulsions de synchronisation sur le niveau zéro. On démontre que le régime stable est atteint, à peu de choses près, au bout d'une vingtaine de R-C. En réalité, le contenu de l'image de télévision varie constamment le long d'une image, et les images varient également les unes par rapport aux autres. Le système tend à un alignement qui ne peut jamais être parfait, mais seulement approché.

Nous ne pouvons quitter ce sujet sans signaler que ce problème de composante continue est très controversé. Le fait de transmettre intégralement la composante continue constitue une qualité évidente au point de vue technique, mais augmente la difficulté de réglage du récepteur pour l'usager, et, surtout, implique le respect absolu de l'alignement à l'émission, car si cette condition n'est pas parfaitement remplie, l'usager devra constamment retoucher au réglage de son récepteur. De plus, dans la pratique, on constate que le fait de ne pas transmettre la composante continue n'entraîne pas de défauts très marqués ; au contraire, cette solution semble procurer un certain équilibre des contrastes qui paraît agréable à l'œil. C'est pourquoi, suivant la philosophie de la firme, les récepteurs du commerce transmettent plus ou moins partiellement la composante continue, et quelquefois la suppriment complètement.

SCHÉMA PRATIQUE.

Le schéma pratique de la partie vidéo d'un récepteur, est donné dans la figure 84.

Ce schéma pratique représente un amplificateur vidéo à étage unique et à corrections complexes.

Le signal détecté est appliqué à la grille du tube vidéo à travers un filtre M. F. destiné à éliminer les résidus moyenne fréquence qui subsisteraient

encore, et également à travers une inductance de correction série L_1. La résistance de détection de 1,5 kΩ est connectée à la grille du tube amplificateur à travers une inductance de correction parallèle L_2.

La charge anodique du tube est formée par une résistance de charge de 1 800 Ω, et un ensemble de correction mixte série-parallèle constitué par L_3 et L_4.

Le circuit de cathode permet, à l'aide d'une contre-réaction sélective à plusieurs positions, d'adapter les corrections au genre de l'émission.

3 . 39 La chaîne son.

La chaîne son, dans le cas d'un récepteur destiné à recevoir le son d'un *émetteur modulé en amplitude*, ne présente pas de particularités offrant de l'intérêt.

Les principales difficultés résident dans certaines perturbations qui peuvent être apportées à la basse fréquence par des inductions provenant des bases de temps. A signaler, toutefois, que la largeur de la M. F. s'élève généralement à 2 ou 300 kHz, cela afin de ne pas rendre le récepteur trop sensible aux

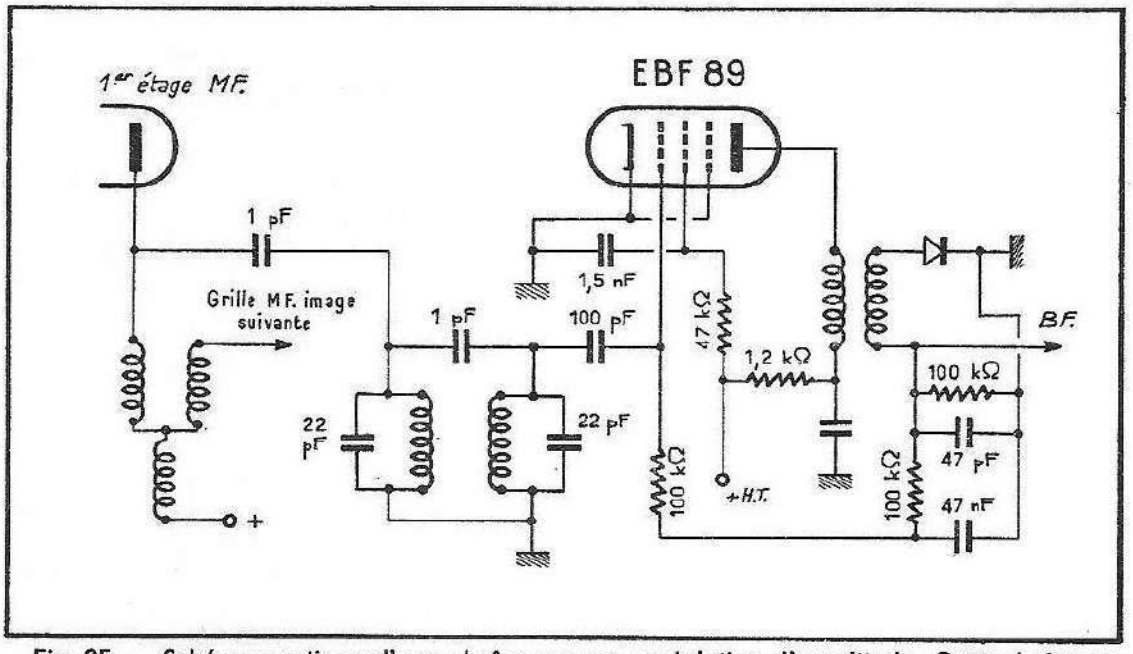


Fig. 85. — Schéma pratique d'une chaîne son en modulation d'amplitude. Cette chaîne ne comporte qu'un seul tube MF et est suivie d'un détecteur. La prise son s'effectue sur l'anode du premier tube MF image.

variations de l'oscillateur local. Par ailleurs, la largeur de bande du son permet à l'usager de caler son oscillateur de façon à placer la porteuse image sur le flanc de la courbe M. F. pour une atténuation qui lui procurera l'image la plus agréable sans que la réception du son en soit trop perturbée. La figure 85 donne un schéma de principe d'une chaîne son en modulation d'amplitude.

La chaîne son dans les récepteurs destinés à recevoir des *émetteurs modulés en fréquence* est beaucoup plus intéressante à étudier.

La plupart des récepteurs utilisent le principe nommé « Inter-Carrier System ».

Suivant ce principe, les porteuses image et son sont amplifiées jusqu'à la détection par un canal commun. On opère cependant une atténuation préalable de 20 dB sur la porteuse son. La détection étant un élément non linéaire par excellence, les deux porteuses se modulent mutuellement, et, à la sortie, on prélève, par un circuit accordé, la porteuse dont la fréquence correspond à la différence entre porteuses image et son. Cette valeur est de 5,5 MHz en 625 C. C. I. R.

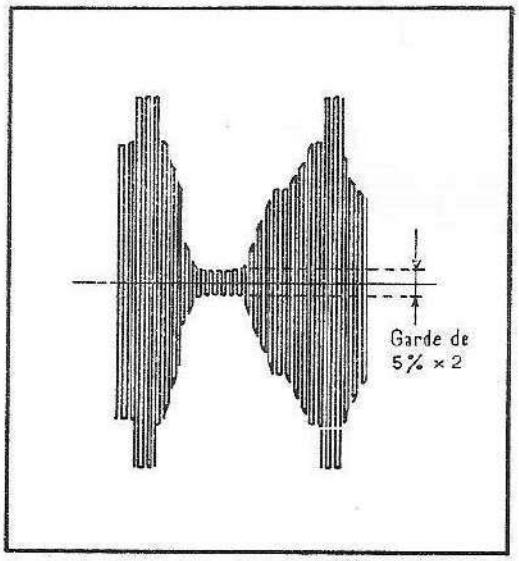


Fig. 86. — Pour permettre le battement permanent des porteuses image et son l'émetteur n'est jamais modulé à 100 %, car une garde d'au moins 5 % existe même pour le blanc maximal transmis.

Cette porteuse est à la fois modulée en fréquence par l'émetteur et modulée en amplitude par la vidéo contenue dans le signal image. Dans le cas de modulation négative en image, les tops de synchronisation correspondent à la puissance maximale de l'émetteur, et le blanc à la puissance minimale.

Pour éviter que, sur un super-blanc, la porteuse soit complètement supprimée, ce qui supprimerait également la porteuse 5,5, il est prévu une garde de 5 % minimum de niveau de porteuse qui correspond au blanc maximum que l'émetteur pourra transmettre (fig. 86).

La porteuse 5,5 prélevée pour le canal son est amplifiée, puis limitée énergiquement dans les deux sens de façon à faire disparaître au maximum la modulation d'amplitude. La limitation s'effectue à l'aide d'une pentode dont on raccourcit le cut-off en alimentant l'écran avec une tension très faible.

Par ailleurs, ce tube n'est pas polarisé, mais possède dans la grille une constante de temps faible par rapport au signal vidéo. Il se produit donc un écrêtage dans les deux sens qui diminue la profondeur de modulation d'amplitude (fig. 87). Le signal est ensuite détecté, la plupart du temps par un discriminateur ou un détecteur de rapport qui fait apparaître la tension basse fréquence résultant de la modulation de fréquence.

3 . 40 La détection F. M.

Les deux détecteurs F. M. les plus courants, le discriminateur Foster-Seeley et le détecteur de rapport, procèdent du même principe. Lorsqu'un circuit accordé se trouve à la résonance, son impédance équivaut à une résistance pure dont la valeur dépend du coefficient de surtension.

De part et d'autre de cette fréquence de résonance, l'impédance devient capacitive ou inductive, et la phase se modifie.

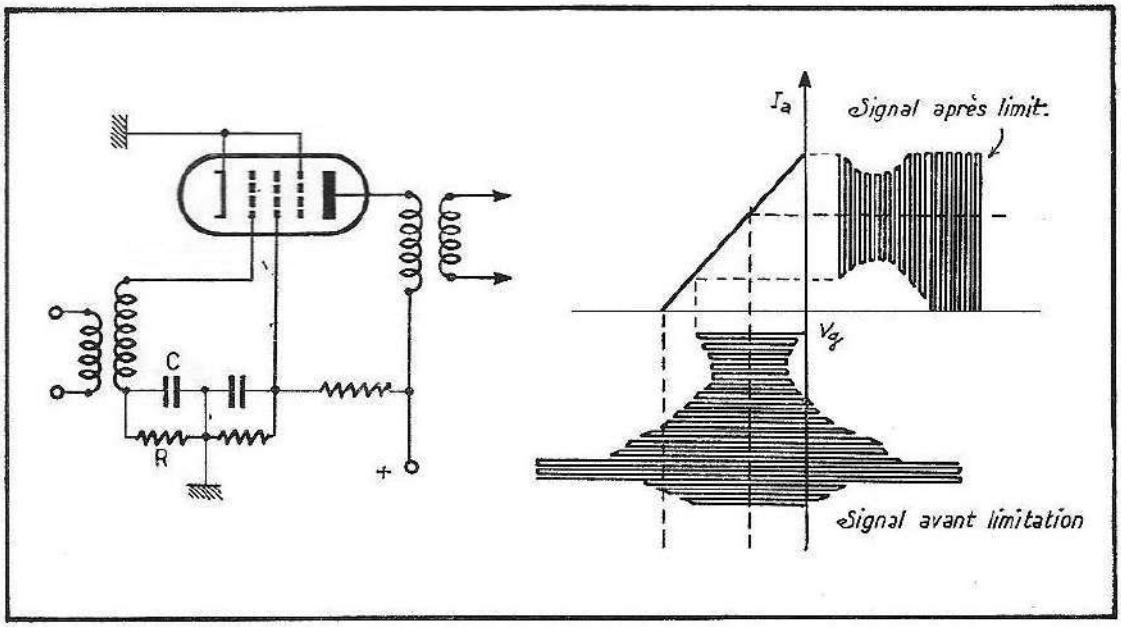


Fig. 87. — Le signal résultant du battement des porteuses image et son est à la fois modulé en amplitude par le signal vidéo et en fréquence. Pour diminuer le taux de modulation d'amplitude, on emploie un tube limiteur qui possède un cut-off rapproché et n'est pas polarisé. Un des côtés de la modulation sera éliminé par courant grille et l'autre par le fait qu'il se situe au-delà du cut-off.

Pour détecter le signal modulé en fréquence, on commence donc par transformer la modulation de fréquence en une modulation de phase à l'aide d'un circuit accordé.

On compare ensuite un signal de phase déterminé avec le signal dont la phase varie proportionnellement à la fréquence. De cette comparaison, il résulte à chaque instant une tension proportionnelle à l'écart de phase qui constitue la basse fréquence.

On compare généralement la phase de deux demi-secondaires, avec la phase du primaire d'un filtre de bande accordé sur la fréquence centrale qui correspond à une modulation nulle.

LE DISCRIMINATEUR.

Le discriminateur Foster-Seeley est représenté sur la figure 88. Le primaire est accordé sur la fréquence centrale, ainsi que le secondaire. Le secondaire possède une prise centrale sur laquelle on injecte des tensions provenant d'un petit enroulement très fortement couplé au primaire, et dont les tensions sont parfaitement en phase avec celui-ci.

A chaque alternance, une des diodes devient conductrice et le courant qui la traverse est proportionnel à la différence de phase à cet instant. Ce courant traverse également les deux résistances de charge R_1 et R_2. Les condensateurs C_1 et C_2 filtrent l'ondulation H. F. Les diodes sont disposées de telle manière qu'en l'absence de modulation B. F., la fréquence demeurant donc fixe, les courants de chacune des diodes étant égaux et de sens opposés, aucune tension n'apparaît entre la masse et R_1-R_2 en série.

Lorsqu'un signal B. F. fait varier la fréquence de la porteuse de l'émission, le courant d'une des diodes augmente, alors que l'autre diminue, la tension

qui apparaît en B et la somme de V_{R_1} et V_{R_2} ne sont plus nulles, et leur polarité change suivant que la fréquence augmente ou diminue.

Les valeurs R_1-C_1 et R_2-C_2 sont identiques et grandes devant la valeur de la période moyenne fréquence, mais petites devant la plus petite période basse fréquence. Les valeurs les plus couramment adoptées pour F = 5,5 MHz sont de l'ordre de 270 kΩ pour R_1 et R_2, et 220 pF pour C_1 et C_2.

La modulation d'amplitude dont est affecté le signal, ne donne lieu à aucune tension B. F si le discriminateur est symétrique et parfaitement calé sur la porteuse. En particulier, les diodes doivent posséder la même résistance interne, et on prévoit souvent une résistance ajustable en série avec l'une d'entre elles pour parfaire l'équilibrage.

LE DÉTECTEUR DE RAPPORT.

C'est le détecteur le plus couramment utilisé en télévision. Il possède l'avantage sur le discriminateur d'être moins sensible à la modulation d'amplitude lorsque la porteuse n'est pas parfaitement calée au centre de la courbe.

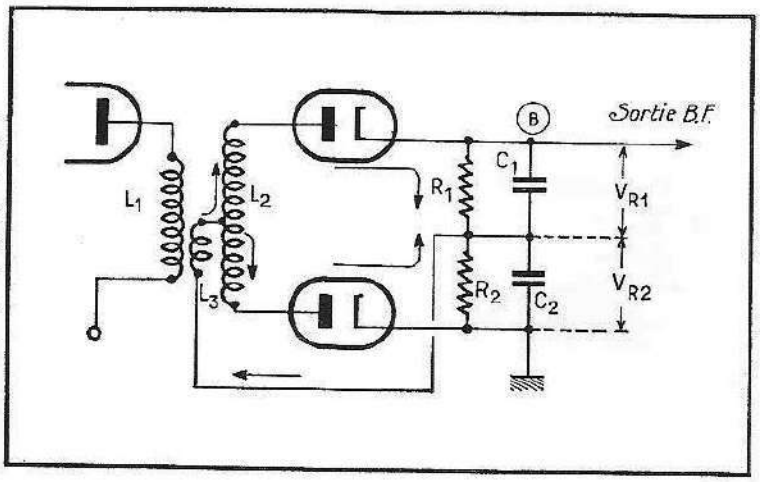


Fig. 88. — Schéma de principe du discriminateur. Le courant circulant dans chacune des diodes est fonction de la phase relative entre les tensions développées sur le secondaire et celles fournies par L_3 couplé très énergiquement au primaire.

De plus, la polarité de sortie de la tension qu'il délivre ne se modifiant pas, on peut l'utiliser pour commander le gain des étages M. F. son. Il faut du reste signaler que cela est un inconvénient dans le cas où l'on désirerait équiper le récepteur d'une commande automatique de la fréquence de l'oscillateur, comme nous le verrons par la suite. Le détecteur de rapport ne délivre que la moitié de la tension délivrée par un discriminateur. Malgré cet inconvénient, l'avantage de l'insensibilité plus marquée à la modulation d'amplitude l'emporte, car nous avons vu que la porteuse son est considérablement modulée en amplitude (jusqu'à 95 %) par le signal vidéo. Le signal est, bien sûr, limité de façon à éliminer le plus possible de modulation d'amplitude, mais il en reste malheureusement toujours. De plus, pour les mêmes raisons, le détecteur de rapport sera moins sensible à l'effet des parasites.

Le schéma de principe de ce détecteur est représenté sur la figure 89. Il ne diffère pas, dans ses grandes lignes, du discriminateur, mais alors que dans ce dernier le courant circulait à *chaque* alternance dans une des diodes, dans le détecteur de rapport le signal ne circule dans les deux diodes en série avec C_1 et C_2 que pendant *une seule* alternance. Le courant qui circule pendant cette alternance est fonction du rapport des tensions de chacune des diodes avec la tension de référence fournie, comme dans le discriminateur, par un enroulement très couplé au primaire.

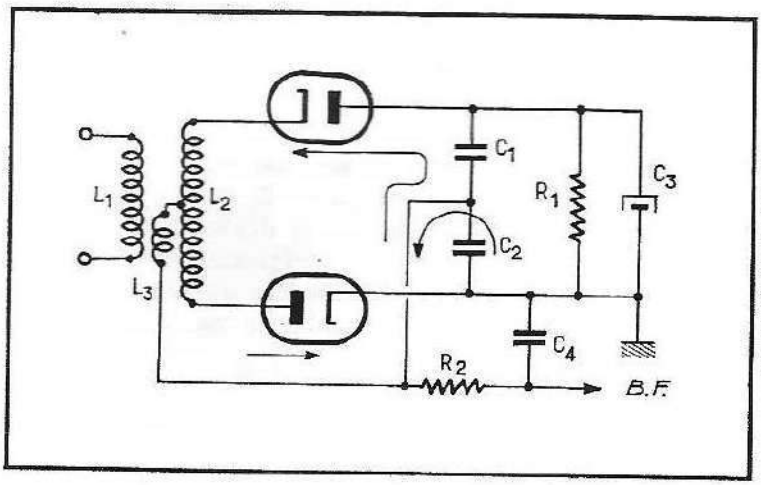


Fig. 89. — Schéma de principe d'un détecteur de rapport. Le courant circulant dans le circuit formé par L_3 et C_1 ou C_2 à travers les diodes dépend de la phase relative des tensions développées par L_2 et L_3.

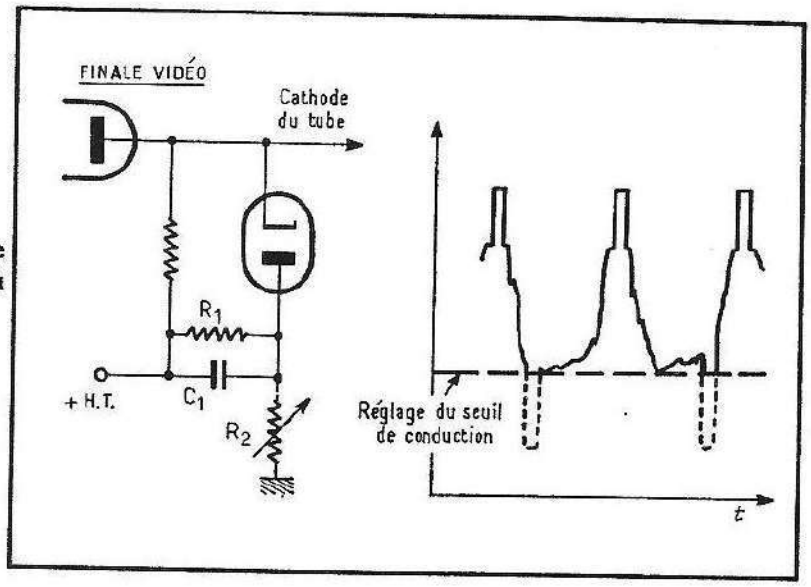


Fig. 90. — Antiparasite image par écrêtage à seuil réglable.

En résumé, dans le discriminateur, chaque diode fonctionne indépendamment de l'autre, et c'est la somme des tensions apparaissant sur les charges de ces diodes qui fournira la tension B. F., alors que dans le détecteur de rapport c'est le courant des deux diodes, dont la valeur est fonction de la différence de phase entre le secondaire et l'enroulement couplé au primaire, qui, traversant C_1 et C_2, détermine le potentiel B. F.

L'insensibilité du détecteur de rapport aux variations d'amplitude provient du condensateur C_3 connecté aux bornes de R_1. Ce condensateur, de forte valeur (4 à 10 µF), absorbe les variations d'amplitude de la porteuse. Si celle-ci augmente brusquement, les diodes deviennent très conductrices, et connectent C_2 aux bornes du bobinage de façon à absorber la pointe de modulation. Si l'amplitude diminue, C_3 se déchargera dans R_1 jusqu'à ce que son potentiel atteigne la valeur de l'amplitude du signal M. F., et s'opposera, à partir de ce moment, à toute nouvelle augmentation.

Si l'augmentation du signal dure un certain temps, C_2 se chargera jusqu'à ce que son potentiel soit égal à l'amplitude du signal.

La limitation n'est donc valable que si le potentiel change de façon accidentelle, comme c'est le cas d'un parasite. S'il survient un très long train de parasites, l'efficacité de la limitation diminuera lentement.

La valeur de R_1 est de l'ordre de 10 à 50 kΩ, C_3 de quelques microfarads, et C_1 et C_2 de l'ordre de 220 à 100 pF.

Par ailleurs, les émetteurs en modulation de fréquence préaccentuent les fréquences élevées du spectre basse fréquence, suivant une loi qui diffère avec le standard. On connecte donc à la sortie de la détection, un filtre R_2 C_4 chargé de ramener les fréquences élevées à un niveau correct.

3 . 41 Dispositifs annexes : les antiparasites images.

Dans les standards en modulation positive, les parasites se manifestent par des super blancs. Ils sont donc très visibles sur l'image, et la plupart des récepteurs sont équipés de dispositifs protecteurs. Ces dispositifs sont de deux sortes : les limiteurs et les effaceurs.

LES LIMITEURS.

Le limiteur n'élimine pas les parasites, mais diminue leur amplitude et réduit la gêne qu'ils apportent notamment en les empêchant d'atteindre une amplitude suffisante pour amener une déconcentration du spot les faisant apparaître sous forme de grosses taches blanches très visibles.

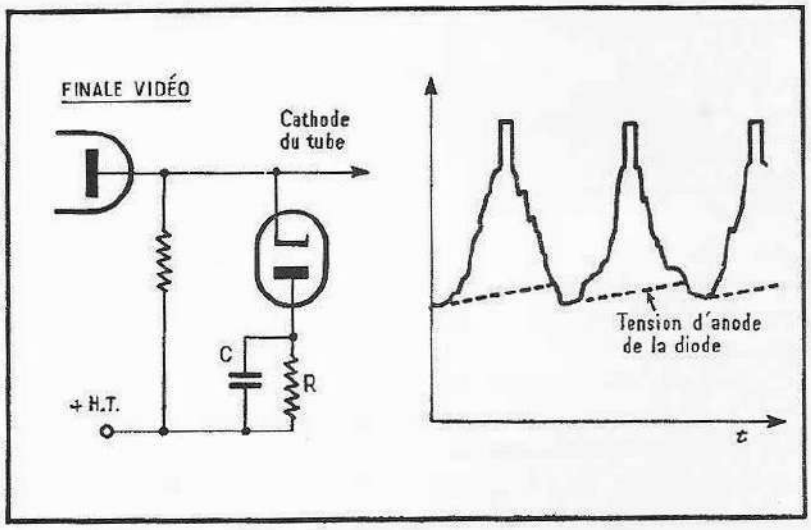


Fig. 91. — Variante du montage précédent dans lequel la tension de l'anode de la diode s'ajuste automatiquement à la valeur de potentiel qui correspond au blanc maximal de l'image.

Un des écrêteurs les plus simples est représenté sur la figure 90. Les signaux appliqués sur la cathode du tube sont négatifs, et les parasites se présentent donc orientés vers le bas. L'anode de la diode antiparasite est portée par le pont R_1-R_2 à un potentiel qui correspond au blanc maximum de l'image. La diode n'est donc jamais conductrice lorsque l'image est normale ; mais lorsqu'un parasite survient, elle conduit et connecte le condensateur C_1 en parallèle sur la charge : le parasite est écrêté.

Le réglage n'est valable que pour un niveau de contraste déterminé ; si celui-ci augmente, les blancs de l'image sont écrêtés. Pour éviter cela, on règle le potentiel d'anode de façon à ne pas écrêter pour un contraste assez élevé ce qui diminue l'action antiparasite. On peut, toutefois, améliorer l'efficacité de l'écrêtage au prix d'une légère diminution de la qualité image.

Ce perfectionnement consiste à opérer de la manière suivante. Au lieu de régler le potentiel d'anode de la diode antiparasite sur une valeur fixe, on le laisse suivre les variations vidéo. Cela s'obtient par le montage représenté dans la figure 91. L'anode de la diode est alimentée à travers R qui charge C.

Si la valeur de la constante de temps est choisie suffisamment grande, le potentiel de C s'établira toujours sur le potentiel le plus négatif du signal, c'est-à-dire celui correspondant au blanc de l'image. S'il survient un parasite, la diode devient conductrice et le mécanisme est le même que pour l'antiparasite précédent.

Les blancs de l'image seront toujours plus ou moins écrêtés suivant la valeur de R que l'on ajuste pour le meilleur compromis entre l'efficacité et l'écrêtage des blancs.

Au lieu d'écrêter les parasites en rendant une diode conductrice au moment où ils surviennent, on peut interrompre à cet instant le circuit de liaison entre la finale vidéo et la cathode du tube.

Cet antiparasite simple et très efficace est souvent employé. Le schéma de principe est représenté sur la figure 92. La liaison de la vidéo vers la cathode est interrompue par une diode qui est conductrice par le fait que sa polarisation s'effectue dans le sens favorable au passage du courant. Sur R, nous avons

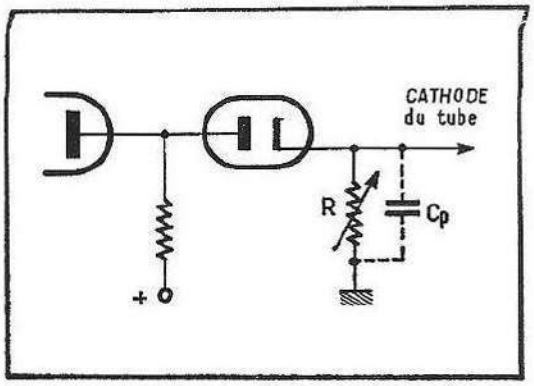


Fig. 92. — Lorsqu'un parasite survient, le potentiel de l'anode de la diode devient plus faible que celui de la cathode, et la conduction est interrompue.

figuré le condensateur C_p qui est en réalité la capacité d'entrée de la cathode du tube, ainsi que la capacité parasite de la connexion. La diode présente une résistance directe ρ qui, combinée avec C_p, forme un circuit légèrement intégrateur.

La valeur de R est ajustée de façon que la diode soit franchement conductrice pour toutes les valeurs du signal image, mais que la conduction diminue fortement en-dessous du niveau du blanc maximum.

S'il survient une impulsion parasite, le potentiel instantané de l'anode de la diode descendra au-dessous de celui de la cathode qui, du fait de la présence de la capacité C_p, ne suivra pas instantanément, interrompant ainsi la conduction de la diode et la transmission du signal vers la cathode du tube.

Le défaut de cet antiparasite provient du fait que l'introduction de la constante de temps ρ-C_p diminue assez sensiblement la bande passante, et ainsi la qualité de l'image transmise.

LES ANTIPARASITES PAR EFFACEMENT.

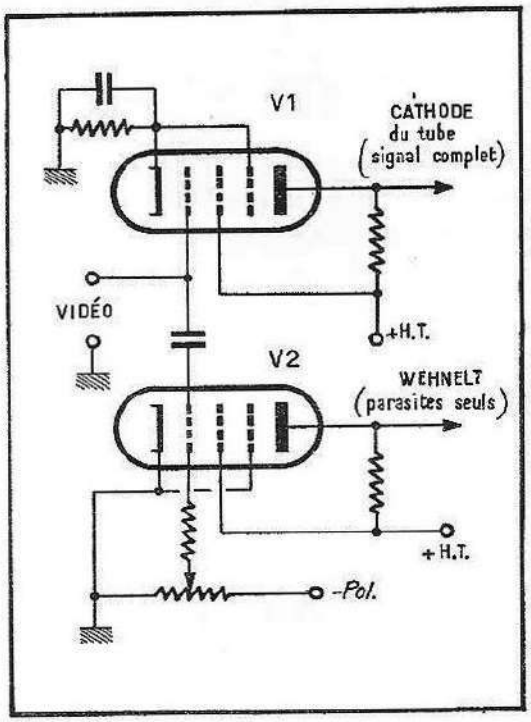
Le principe de ces antiparasites consiste à doubler le canal vidéo normal par un autre canal n'amplifiant que les parasites qui seront utilisés pour annuler leur propre effet par opposition.

La figure 93 représente un schéma usuel inspiré de ce principe.

Le signal vidéo détecté est appliqué au tube amplificateur vidéo dont la sortie est connectée à la cathode du tube image. De la détection, ce signal est également injecté sur un autre tube polarisé de façon que, seules, les impul-

sions parasites puissent apparaître au-delà du cut-off. Ces impulsions, et elles seules, apparaissent donc en négatif sur l'anode, d'où elles sont appliquées sur le wehnelt. La polarisation de ce tube est ajustée pour que l'opposition soit aussi parfaite que possible. Cet antiparasite n'affecte absolument pas la qualité de l'image du récepteur et son efficacité est assez élevée. Les parasites apparaîtront, la plupart du temps, en noir ou en gris.

Fig. 93. — Antiparasites par opposition. Le tube V_1 est un amplificateur video normal, alors que V_2, du fait de sa grande polarisation, n'amplifiera que les impulsions parasites qui seront ensuite appliquées sur le wehnelt.



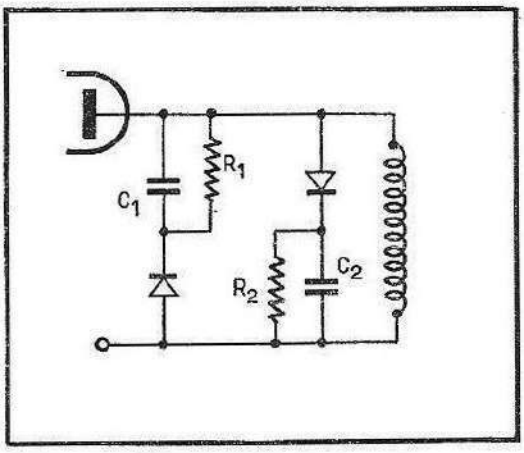


Fig. 94. — Antiparasites moyenne fréquence. Les condensateurs C_2 et C_1 se chargent sur la tension de crête du signal. Lorsqu'un parasite survient, les diodes deviennent très conductrices et l'impulsion est absorbée par les condensateurs.

Les impulsions négatives prélevées sur l'anode peuvent également être utilisées pour bloquer le canal son qui est affecté des mêmes perturbations. Il faut, dans ce cas, prévoir un système commutateur n'établissant la liaison vers le son que lorsqu'un parasite est présent. Sans cette précaution, des ronflements apparaîtraient probablement dans le son.

3 . 42 Antiparasites son.

ANTIPARASITES M. F.

La figure 94 représente un antiparasite M. F. très simple, efficace, et qui s'ajuste automatiquement sur le niveau de la porteuse. Il se connecte sur le primaire du dernier circuit M. F. son. Son fonctionnement est le suivant. Les deux condensateurs C_1 et C_2 se chargent, par l'intermédiaire des diodes, au

potentiel M. F. maximum. Lorsque cette charge est terminée, les diodes et les condensateurs n'interviennent plus dans le circuit, sauf pour redonner à C_1 et C_2 les charges qu'ils ont reperdues dans R_1 et R_2. On choisit R_1 et R_2 suffisamment grands pour que ces charges soient négligeables. Lorsque survient un parasite, les diodes redeviennent conductrices, et les condensateurs absorbent en l'étouffant l'impulsion perturbatrice. Comme dans tous les dispositifs automatiques, l'efficacité diminue sur un très long train de parasites.

ANTIPARASITES B. F.

Les divers antiparasites B. F. se rattachent aux deux schémas de principe représentés sur les figures 95 et 96.

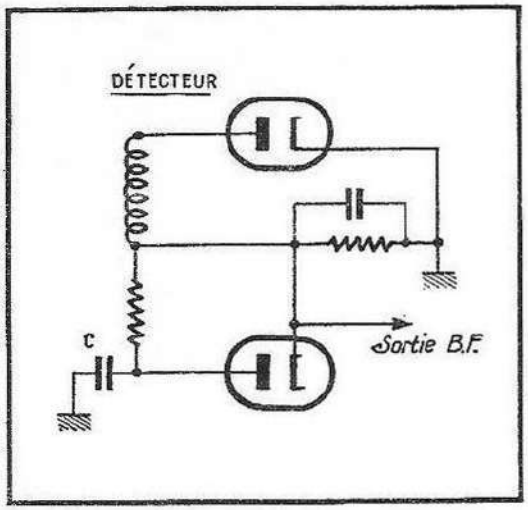


Fig. 95. — Antiparasites B.F. L'anode de la diode est portée au potentiel crête du signal alors que la cathode suit les variations basse fréquence détectées. En régime normal la diode n'est donc pas conductrice mais, lorsqu'un parasite survient, le potentiel instantané de cathode devient plus faible que celui de l'anode, et la diode conduit et connecte le condensateur C sur la sortie B.F.

Dans la figure 95, la sortie B. F. est connectée sur la cathode d'une diode dont la plaque est polarisée par la tension de crête maximale de la porteuse détectée. En régime normal, l'anode de la diode étant négative par rapport à sa cathode, il ne peut y avoir conduction, et tout se passe comme si la diode n'existait pas. S'il survient une impulsion parasite, le potentiel instantané de la cathode descendra à une valeur négative élevée. Dès que le potentiel atteint le voisinage de la tension d'anode, la diode devient conductrice et connecte le condensateur C qui absorbe l'impulsion.

Dans la figure 96, c'est le processus inverse qui est réalisé. En régime permanent, la diode conduit, et c'est à travers elle que le signal est acheminé vers l'amplificateur B. F. Lorsqu'un parasite survient, le potentiel d'anode descend brusquement à une valeur très négative, le circuit est interrompu, et les impulsions parasites ne sont pas transmises à l'amplificateur.

Cet antiparasite très efficace introduit une légère distorsion du son et, en général, on prévoit une commutation de mise en route permettant l'utilisation, si les conditions de réception l'exigent.

3 . 43 Le réglage de l'amplificateur.

Avant de clore cette partie consacrée à l'amplification du signal provenant de l'antenne, il apparaît nécessaire de donner quelques principes concernant le réglage de l'amplificateur.

CAS DE LA MODULATION POSITIVE ET DU SON MODULÉ EN AMPLITUDE (819 lignes français et belge, 625 lignes belge et 405 lignes anglais).

Les deux points les plus importants sont :

a) Le réglage des réjecteurs son, qui doit s'effectuer rigoureusement sur la même fréquence que le réglage de la chaîne son.

b) La bande passante, qui doit présenter une forme voisine de la courbe correcte ; notamment, la porteuse son étant calée au centre du canal son, la porteuse image doit être calée pour une atténuation de 6 dB.

Le réglage complet d'un récepteur télévision prend peu de temps si le technicien a l'habitude, et s'il dispose d'un certain nombre d'appareils.

L'équipement minimum est le suivant :

— Un générateur wobulé en fréquence, couvrant de 5 à 200 MHz avec une excursion réglable de 1 à 20 MHz, et muni d'une entrée de marquage.

— Un générateur H. F. couvrant de 5 à 200 MHz et pouvant délivrer 100 mV.

— Un oscilloscope dont les caractéristiques peuvent être médiocres si son usage se borne à l'étalonnage des récepteurs.

— Un voltmètre, électronique de préférence.

Avant toute chose, il convient d'étalonner en fréquence le générateur, car, à moins de posséder un générateur très coûteux, les générateurs habituels ne donnent pas une précision suffisante pour permettre d'opérer un réglage correct.

Etalonnage du générateur pour la M. F.

Le but consiste à trouver le point précis qui caractérise la porteuse image en M. F. et qui sera situé à $\pm f$ de la porteuse son. S'il s'agit d'un récepteur

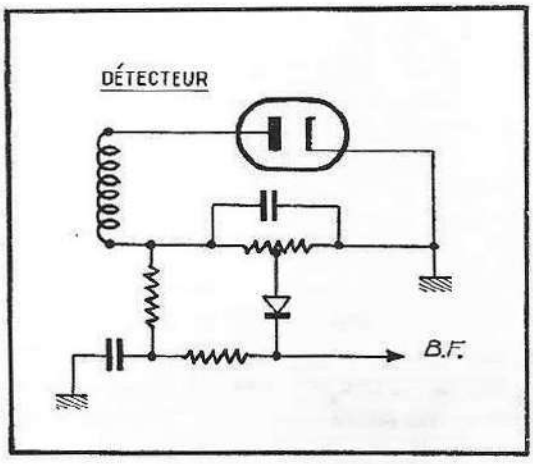


Fig. 96. — Dans ce type d'antiparasites, la cathode de la diode est portée à la tension négative de crête du signal alors que l'anode ne reçoit qu'une fraction de ce signal. La diode est donc toujours conductrice mais ne l'est plus si une impulsion parasite rend l'anode plus négative que la cathode.

819 lignes français, f sera égal à 11,15 MHz. Le technicien pourra rencontrer des récepteurs antérieurs à 1956, dont la M. F. son est calée sur 21 ou 23 MHz, ou postérieurs à 1956 et dont la M. F. est située entre 38 et 39,5 MHz.

Les récepteurs peuvent tolérer une marge de décalage de 1 ou 2 MHz sans gros inconvénient. On peut donc prendre la décision de régler les récepteurs anciens sur 22 MHz pour le son, soit 33,15 pour l'image, et les récepteurs nouveaux sur 39,2, soit 28,05 pour l'image.

Pour repérer sur le générateur les deux fréquences 33,15 et 28,05, il convient de procéder de la manière suivante.

Prendre un récepteur dont la M. F. son se situe par exemple vers 39 MHz. Régler le générateur, après l'avoir laissé chauffer quinze minutes, sur 39,2 en se basant sur l'échelle, et mieux encore sur le vernier si le générateur en possède un. Injecter, à l'aide de la petite sonde représentée sur la figure 97 le signal sur chaque grille de l'amplificateur M. F. son, et régler chaque circuit pour le maximum de sortie constaté par le voltmètre connecté sur le secondaire du haut-parleur, et placé sur la sensibilité 0,5 V, l'indication 0,350 V correspondant à 50 mW qui est la puissance de sortie standardisée (pour 2,5 Ω).

Lorsque la chaîne son est parfaitement calée, injecter le signal provenant de l'émetteur, et caler l'oscillateur local de façon à obtenir le maximum de sortie son. Placer des atténuateurs à l'entrée, si nécessaire, de façon que la sortie mesurée sur le haut-parleur soit au voisinage de 0,350 V. Brancher maintenant une sonde rayonnante (fig. 98) à la sortie du câble provenant du générateur, et placer la sonde à proximité de la grille de la mélangeuse.

Déplacer la fréquence du générateur non modulé vers la fréquence-image qui correspond à la M. F. son choisie.

Au fur et à mesure que l'accord du générateur se rapproche de la fréquence exacte, le moirage observé sur l'écran du récepteur, et qui provient du battement entre le générateur et la porteuse image de l'émetteur, augmente de grosseur alors que le nombre de barres visibles diminue. Diminuer la tension de sortie du générateur de façon que la perturbation soit nettement visible, mais non exagérément. Lorsque la fréquence du générateur devient exactement celle de la porteuse image de l'émetteur convertie en M. F., l'image décroche. Repérer à ce moment l'indication de l'échelle du générateur, elle correspond très exactement à la porteuse son moins 11,15 MHz. Ce repérage est valable très longtemps, mais il convient de le vérifier de temps à autre. Agir de la même façon pour repérer le point de la porteuse image M. F. 33,15 MHz qui correspond à la porteuse M. F. son 22 MHz.

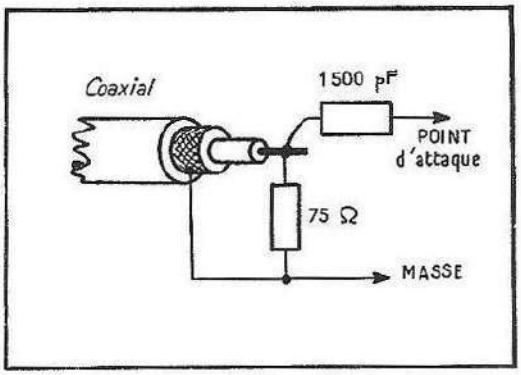


Fig. 97. — Sonde destinée à attaquer une grille avec un signal.

Par ce même procédé de battement, on pourra repérer la position du générateur correspondant aux porteuses image et son de l'émetteur en haute fréquence. Dans ce cas, la sonde émettrice sera placée près de l'entrée d'antenne du sélecteur. Le battement image s'observera de la manière décrite, et le battement son par la méthode du battement zéro.

Alignement du récepteur.

Les constructeurs fournissent généralement la méthode d'alignement prévue pour le récepteur, et il est préférable de s'y conformer. Dans le cas où l'on ne possède aucun renseignement, agir de la manière suivante :

— Rechercher la fréquence d'accord de la chaîne son à l'aide du générateur modulé en B. F., et choisir le point 22 ou 39,2 selon que l'un ou l'autre

se rapproche le plus de la fréquence trouvée. Si cet écart ne dépasse pas ± 1,5 MHz, le réglage sera possible.

— Régler la chaîne son de façon à obtenir la sortie maximale avec chaque circuit.

— En laissant le générateur calé sur la même fréquence, ajuster sa sortie sur la valeur maximale.

— Mettre le potentiomètre son au minimum.

— Connecter le voltmètre, placé sur la sensibilité 5 V, entre l'anode de la finale vidéo, à travers un condensateur de 0,1 μF, et la masse.

— Régler les réjecteurs-son de façon à obtenir la tension de sortie minimale. Si un réjecteur n'agit pas, il s'agit probablement d'un réjecteur autre que le son, et il faut le ramener sur sa position initiale.

Ce réglage étant terminé, passer à l'opération suivante qui consiste à régler la M. F. image.

— Connecter l'oscilloscope à travers un condensateur de 0,1 pF entre plaque vidéo et masse, et injecter le signal provenant du wobulateur sur la plaque de la première M. F. image.

Si on ne connaît pas la méthode de réglage du récepteur, il est inutile d'entreprendre des réglages importants ; il faut simplement tenter d'obtenir, par de petites retouches sur les circuits, la courbe la plus convenable possible.

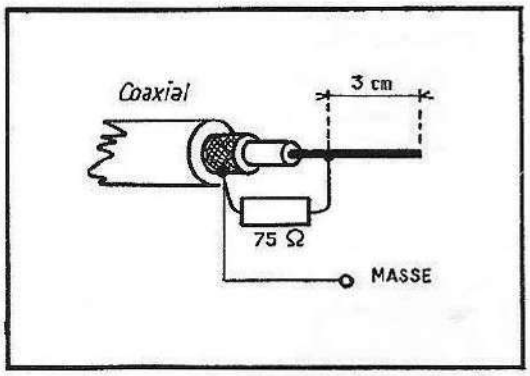


Fig. 98. — Sonde rayonnante utilisée pour provoquer des battements.

En se basant sur le fait que le récepteur a déjà été réglé, et qu'il ne s'agit que d'opérer un léger réaccord, cette méthode réussit toujours. On peut admettre des creux et des bosses s'ils ne dépassent pas 3 dB ; l'effet sur l'image sera négligeable ; mais la condition primordiale est le calage parfait de la porteuse image pour 6 dB d'atténuation.

Ce réalignement étant fait, on peut passer à l'opération suivante qui est le réglage du sélecteur. Opérer ainsi :

— Le sélecteur étant placé sur le canal convenable, le réglage d'appoint de l'oscillateur étant centré, injecter le signal du générateur modulé, calé sur la fréquence du son du canal à recevoir, sur l'entrée antenne du récepteur.

Régler le bobinage oscillateur de façon à obtenir le maximum son.

— Injecter ensuite le signal du wobulateur, en plaçant au besoin des atténuateurs entre sa sortie et l'entrée du récepteur.

— Parfaire les divers réglages en observant la courbe sur l'oscilloscope, cela de façon à obtenir le maximum de gain tout en ayant la courbe la plus correcte possible avec la porteuse image parfaitement calée à 6 dB.

CAS DES ÉMETTEURS DONT LE SON EST MODULÉ EN FRÉQUENCE.

Les appareils destinés à la réception des émetteurs dont le son est modulé en fréquence, le 525 lignes, les 625 C. C. I. R. et O. I. R., nécessitent une technique de réglage assez différente de celle que nous venons de voir. Pour ces récepteurs on emploie généralement la méthode dite « Inter Carrier System », dans laquelle on mélange, au niveau de la détection vidéo, les porteuses image et son de façon à faire apparaître une nouvelle porteuse dont la fréquence est la différence des fréquences image et son. Cette porteuse est à la fois modulée en amplitude par le signal vidéo et en fréquence par la basse fréquence représentant l'information son.

Le réglage d'un appareil de ce type est à la fois plus simple et plus complexe que celui d'un récepteur étudié pour la réception des émissions dont le son est modulé en amplitude.

En effet, par le principe même du système « Inter Carrier », le mélange des deux porteuses produira toujours la porteuse auxiliaire, et le son sera toujours convenablement reçu, ce qui permet à l'usager de régler la fréquence de l'oscillateur du sélecteur de façon à recevoir la meilleure image. Cette latitude de déplacement laisse la possibilité de réaliser le réglage de l'amplificateur avec moins de précision, puisqu'en déplaçant l'oscillateur l'usager déplace en même temps le calage de la porteuse image sur le flanc de la courbe image, ce qui permet de compenser des irrégularités de forme de cette courbe.

Le réglage est plus complexe parce que la chaîne son doit être réglée avec une précision rigoureuse, car il n'existe, pour l'usager, aucune possibilité de rattrapage dans ce domaine.

Par ailleurs, en modulation de fréquence, un déréglage de la chaîne amplificatrice son ne se traduit pas seulement par un affaiblissement, mais également *par une distorsion très importante puisqu'il est nécessaire que la porteuse* soit parfaitement placée au centre de la courbe et que cette courbe soit parfaitement linéaire et symétrique.

Les plus grandes précautions seront donc prises pour effectuer ce réglage qui revêt la plus haute importance, et qu'il n'est pas conseillé de retoucher sans avoir une grande expérience et des moyens suffisants.

Le moyen le plus efficace et le plus sûr consiste à visualiser la courbe de réponse de la chaîne son à l'aide d'un générateur wobulé en fréquence et d'un oscilloscope. Ce dernier sera connecté à la sortie du détecteur son, alors que les tensions délivrées par le wobulateur seront appliquées successivement sur chaque grille des tubes de la chaîne amplificatrice de façon à effectuer le réglage des circuits suivants.

Le marquage exact de la fréquence de la porteuse auxiliaire sera donné par un marqueur incorporé dans le générateur wobulé, ou bien encore par un générateur extérieur.

Ce générateur sera rigoureusement étalonné et pour cela, encore une fois, on pourra effectuer cet étalonnage par battement avec un émetteur. La chaîne son destinée à amplifier une porteuse modulée en fréquence comporte toujours un étage limiteur qui précède le détecteur. Ce limiteur comporte une constante de temps insérée à la base du circuit grille et la tension écran de ce tube est amenée à une faible valeur de façon à ce que la modulation d'amplitude soit considérablement amoindrie. La constante de temps est composée d'une résistance sur laquelle est connectée en parallèle un condensateur, et le tout est inséré entre la masse et la base de l'enroulement de

grille du transformateur de liaison. En fait, l'espace grille-cathode du tube limiteur constitue un détecteur d'amplitude et la tension détectée apparaîtra aux bornes de la résistance. Pour observer un battement, il faut que le détecteur soit sensible à la modulation d'amplitude, et nous pourrons utiliser à cet effet le détecteur d'amplitude constitué par la grille de l'étage limiteur. On connectera donc, provisoirement, l'entrée de l'amplificateur B. F. entre la base de l'enroulement de la grille du limiteur et la masse. Afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'amplificateur, la jonction entre la base de l'enroulement et l'amplificateur s'effectuera à travers une résistance de valeur relativement élevée, 100 kΩ par exemple.

Cela fait, on connectera l'antenne sur l'entrée H. F. du récepteur. A ce moment, les deux porteuses image et son feront apparaître la porteuse auxiliaire dont la fréquence est égale à l'écart entre les deux porteuses, 4,5 MHz en 525 lignes, 5,5 MHz en 625 C. C. I. R. et 6,5 MHz en 625 O. I. R.

Cette porteuse modulée en fréquence et en amplitude engendrera sur la résistance de détection de l'étage limiteur une tension B. F. qui sera le reflet de la modulation d'amplitude, c'est-à-dire du signal vidéo. Il suffira donc de coupler le générateur à étalonner à la grille du premier étage de la chaîne son, d'en amener la fréquence au voisinage de celle de la fréquence auxiliaire, et de régler ensuite cette fréquence au battement zéro. Lorsque ce battement zéro est obtenu, le générateur est exactement étalonné sur la fréquence auxiliaire et pourra servir à l'usage de marqueur.

En ce qui concerne la M. F. image, il est toujours recommandé de se conformer aux indications du fabricant. Faute de celles-ci, on essaiera d'obtenir, par petites retouches successives, une forme de courbe correcte avec la porteuse image calée pour une atténuation de 6 dB, la porteuse son étant placée à une atténuation d'environ 20 dB.

Il existe d'ailleurs généralement un réjecteur destiné à atténuer le son et qui sera réglé à la fréquence de celui-ci, qui est en Europe, de 33,4 MHz alors que l'image est à 38,9 MHz.

Etant donné que le procédé « Inter Carrier » permet une grande souplesse d'utilisation, le calage parfaitement exact des porteuses sur la courbe M. F. n'est pas indispensable, et l'on pourra se contenter d'un réglage approché en veillant principalement à ce que la courbe ne possède pas d'accidents importants.

En ce qui concerne la partie H. F., opérer exactement comme nous avons vu précédemment pour les émetteurs dont le son est modulé en amplitude.

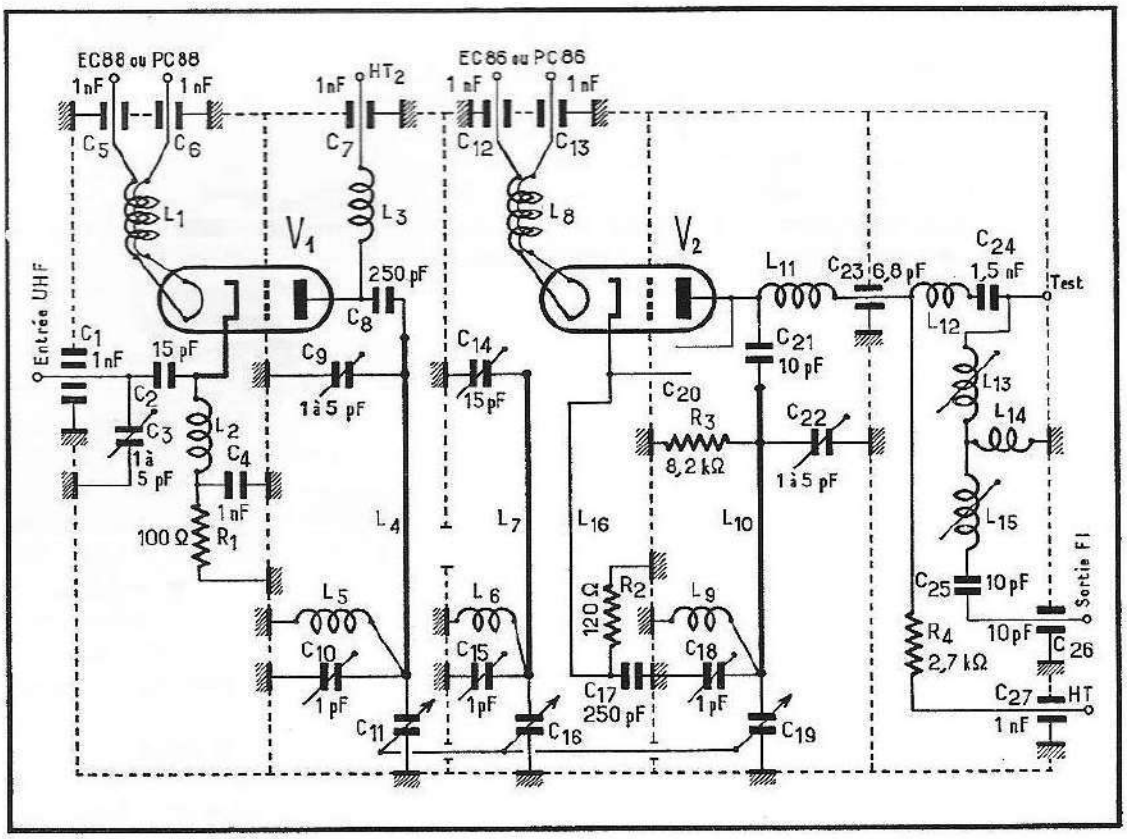


Schéma d'un sélecteur U. H. F. (pour les bandes IV et V).

LES 61 CANAUX U. H. F.

Les bandes comprises entre 470 et 960 MHz sont divisées en 61 canaux de 8 MHz repérés par les numéros de 21 à 81, selon le tableau suivant :

Numéro du canal	*Limites du canal*	*Fréquence porteuse image nominale*	*Numéro du canal*	*Limites du canal*	*Fréquence porteuse image nominale*
21	470 - 478	471,25	52	718 - 726	719,25
22	478 - 486	479,25	53	726 - 734	727,25
23	486 - 494	487,25	54	734 - 742	735,25
24	494 - 502	495,25	55	742 - 750	743,25
25	502 - 510	503,25	56	750 - 758	751,25
26	510 - 518	511,25	57	758 - 766	759,25
27	518 - 526	519,25	58	766 - 774	767,25
28	526 - 534	527,25	59	774 - 782	775,25
29	534 - 542	535,25	60	782 - 790	783,25
30	542 - 550	543,25	61	790 - 798	791,25
31	550 - 558	551,25	62	798 - 806	799,25
32	558 - 566	559,25	63	806 - 814	807,25
33	566 - 574	567,25	64	814 - 822	815,25
34	574 - 582	575,25	65	822 - 830	823,25
35	582 - 590	583,25	66	830 - 838	831,25
36	590 - 598	591,25	67	838 - 846	839,25
37	598 - 606	599,25	68	846 - 854	847,25
38	606 - 614	607,25	69	854 - 862	855,25
39	614 - 622	615,25	70	862 - 870	863,25
40	622 - 630	623,25	71	870 - 878	871,25
41	630 - 638	631,25	72	878 - 886	879,25
42	638 - 646	639,25	73	886 - 894	887,25
43	646 - 654	647,25	74	894 - 902	895,25
44	654 - 662	655,25	75	902 - 910	903,25
45	662 - 670	663,25	76	910 - 918	911,25
46	670 - 678	671,25	77	918 - 926	919,25
47	678 - 686	679,25	78	926 - 934	927,25
48	686 - 694	687,25	79	934 - 942	935,25
49	694 - 702	695,25	80	942 - 950	943,25
50	702 - 710	703,25	81	950 - 958	951,25
51	710 - 718	711,25			

LES BASES DE TEMPS

4 . 1 Considérations préliminaires.

Le rôle de l'amplificateur du récepteur consiste à délivrer à l'électrode de modulation du tube cathodique la tension vidéo représentant l'intensité lumineuse de la zone de l'image explorée, au même instant, à l'émission.

L'intensité du faisceau d'électrons étant ainsi obtenue et contrôlée, il s'agit maintenant de positionner correctement le point d'impact de ce faisceau sur la surface interne de l'écran du tube cathodique : c'est le rôle des circuits des bases de temps que nous allons étudier.

Ce positionnement doit être d'une grande précision, et être affecté le moins possible par les inévitables incidents de transmission, tels que parasites, souffle, etc. Mais on peut admettre néanmoins une certaine erreur, sous condition qu'elle soit constante, ou que le décalage progressif de position entre l'exploration à l'émission et à la réception soit régulier et identique pour toutes les lignes composant une image.

Dans le cas d'un décalage constant, c'est le cadrage qui ne sera pas parfaitement réalisé, et dans le cas d'un décalage progressif, c'est la géométrie de l'image qui sera affectée (fig. 99). Ces décalages constants ou progressifs existent d'ailleurs toujours, mais ne doivent pas dépasser certaines valeurs admissibles.

Nous avons vu plus haut que l'analyse d'une image s'effectue dans tous les standards suivant la même règle, qui consiste à explorer l'image de gauche à droite, et de haut en bas.

L'exploration d'une ligne se compose d'un aller gauche-droite, pendant lequel un signal de modulation image est transmis, et qui se termine par l'envoi d'une impulsion spéciale située dans la zone d'amplitude du signal réservée à la synchronisation. Cette impulsion donne le signal de retour du faisceau qui doit revenir se placer à gauche de l'écran, de façon à pouvoir entamer une nouvelle exploration. Le temps réservé à ce retour est d'environ 20 % de la durée complète d'un cycle, temps durant lequel aucune information image n'est transmise.

Si, à la réception, le temps de retour est plus élevé que le temps imparti, l'exploration d'une nouvelle ligne commencera à l'émission avant que le faisceau du récepteur ne se soit placé au début de la ligne, provoquant ainsi la perte d'une certaine partie de l'image.

Il faut donc que le mouvement de retour du faisceau à la réception s'effectue en un temps égal ou inférieur à celui d'émission.

Lorsque le faisceau se replace à gauche de l'écran, sa position verticale n'est pas la même que celle qu'il occupait au départ de la ligne précédente,

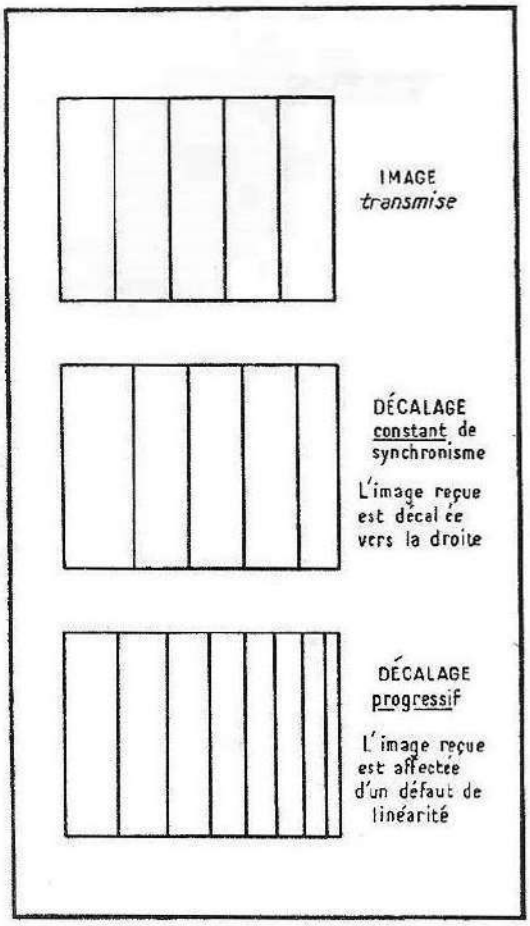


Fig. 99. — Défauts introduits par le manque de synchronisation rigoureuse entre les explorations à l'émission et à la réception. Les défauts ne sont représentés que dans le sens horizontal.

mais en dessous de celle-ci, de façon à permettre, à l'aide d'un certain nombre de lignes, l'exploration complète de l'image.

Lorsque cette dernière est complètement terminée, un signal spécial, différent de celui annonçant la fin d'une ligne, mais se trouvant également dans la zone réservée à la synchronisation, est émis.

Ce signal de fin d'image, plus ou moins complexe suivant le standard, déclenche le retour du faisceau en haut de l'image, de façon qu'une nouvelle exploration puisse s'effectuer.

Le temps imparti à ce retour est d'environ 10 % de la durée complète du cycle. Pendant ce temps, aucun signal d'image n'est émis, mais seulement les impulsions destinées à la synchronisation des lignes dont le mouvement continue à s'effectuer. Le faisceau ne remonte donc pas directement en haut de l'image, mais en zig-zag. Pour les mêmes raisons que celles que nous avons vues pour les lignes, ce retour doit s'effectuer en un temps égal ou inférieur à celui de l'émission.

Nous avons vu également que le balayage est « entrelacé », c'est-à-dire qu'une moitié des lignes composant une image, et couvrant sa surface totale, est placée entre celles de l'autre moitié, et que cet artifice permet de donner l'impression que le nombre de lignes est double de ce qu'il est réellement.

Pour que l'entrelacé soit correct, il est impératif que le mouvement de retour du faisceau à la fin d'une exploration de l'image, soit commandé par l'impulsion spéciale image, et non par une impulsion de fin de lignes.

Il faut également, pour remplir cette condition, que le temps de retour du faisceau soit rigoureusement identique pour toutes les images.

Résumons les différents impératifs que nous venons d'étudier. Pour que l'image soit cohérente et fidèle à la réception, les conditions suivantes doivent être remplies :

a) Les balayages aller lignes et images doivent s'effectuer en concordance avec l'émission. Si cette concordance n'est pas absolue, la différence doit être identique pour toutes les lignes d'une image et pour toutes les images.

b) Les temps de retour du faisceau, en lignes et en images, doivent être inférieurs ou égaux à ceux de l'émission.

c) Le retour du faisceau en fin d'exploration-image ne doit pas être commandé par autre chose que le signal spécial de fin d'image.

d) Les temps de retour doivent être identiques pour toutes les lignes et pour toutes les images.

4.2 Positionnement du faisceau.

En l'absence d'influences extérieures, le point d'impact du faisceau d'un tube cathodique se situe au voisinage du centre de l'écran. Pour obtenir le positionnement à l'endroit désiré, on peut faire appel à l'influence d'un champ électrique ou d'un champ magnétique.

Nous avons déjà vu la manière dont on peut changer la direction d'un faisceau d'électrons avec l'un et l'autre procédé ; nous avons vu également que, lorsque la tension anodique augmente, la déflexion magnétique devient de plus en plus intéressante.

La déflexion par champ électrique est employée dans les tubes de mesure, dans lesquels l'angle de déflexion et la tension anodique sont faibles.

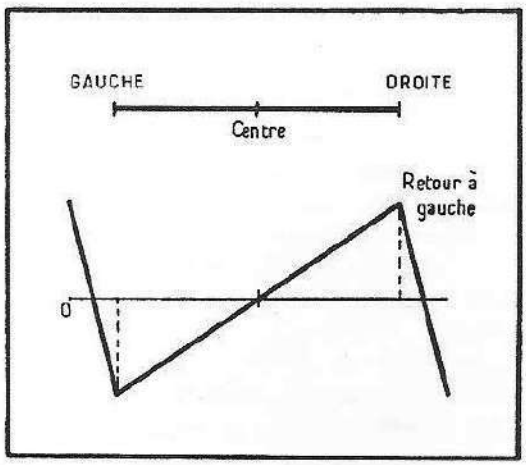


Fig. 100. — Forme de champ requise pour une exploration complète du tube cathodique.

En télévision, la tendance à l'augmentation des angles de déflexion, ainsi que l'utilisation de valeurs de hautes tensions anodiques très élevées, ont rendu l'usage de la déflexion magnétique absolument universel.

Examinons en première approximation la forme de variation du champ de déflexion nécessaire pour l'obtention d'une exploration ligne. Etant donné que le point de repos du faisceau se trouve au centre de l'écran, il faudra d'abord disposer d'un champ d'une certaine valeur et d'une certaine orientation pour l'amener à la gauche de l'écran, puis le champ décroîtra, et le faisceau, moins dévié, regagnera la zone centrale ; là, après être devenu nul, le champ devra croître à nouveau mais avec une orientation inverse, de façon à amener le faisceau à droite de l'écran. Arrivé à sa valeur maximale, le champ devra ensuite passer rapidement à sa valeur inverse, et à ce moment commencera un nouveau cycle (fig. 100).

La forme de variation du champ déviateur rappelle une dent de scie. En examinant la forme de variation nécessaire pour le balayage image, on trouvera exactement le même genre de variations, mais le champ sera naturellement perpendiculaire au précédent.

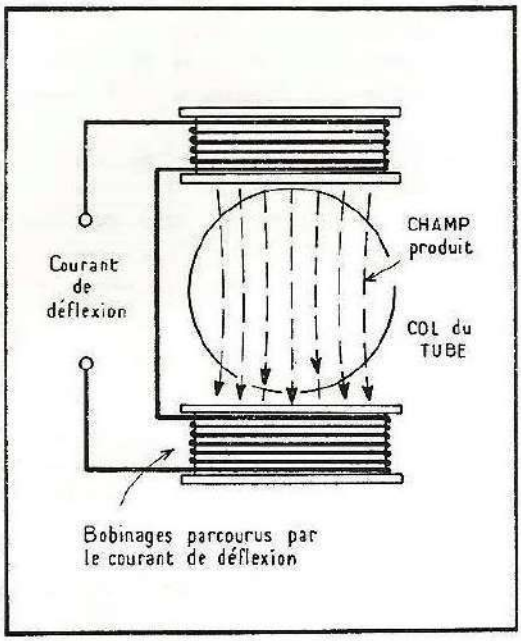


Fig. 101. — Représentation la plus simple de réalisation d'un déflecteur.

Pour obtenir une exploration complète de l'image, nous devons donc faire mouvoir le faisceau à la fois horizontalement et verticalement, et cela est possible à l'aide de deux champs perpendiculaires l'un à l'autre, variant en dents de scie en fonction du temps.

4.3 Les déflecteurs.

Le problème consiste donc à créer un champ magnétique de forme déterminée, qui, traversé par le faisceau électronique du tube cathodique, en modifiera la trajectoire.

Ce champ est obtenu par le passage d'un courant dans un bobinage disposé autour du col du tube, et dont la figure 101 donne l'expression la plus simple.

Nous allons maintenant définir un certain nombre de paramètres de ce bobinage, appelé communément « déflecteur ».

Le premier but à atteindre consiste à obtenir le meilleur rendement, c'est-à-dire la plus grande action possible avec le minimum d'énergie. Le champ produit étant proportionnel au nombre de tours du bobinage et à l'intensité du courant qui le traverse, la première idée qui vient à l'esprit est d'en augmenter le plus possible le nombre de tours.

La limitation dans cette voie provient du fait qu'en augmentant le nombre de tours, l'inductance et la capacité parasite augmentent également ; or, nous avons vu que la dent de scie dessinée comporte un retour assez bref (10 à 20 % du temps total d'un cycle).

Lorsqu'on arrive en fin de balayage, et qu'il est nécessaire que le champ cesse et s'inverse brusquement de façon à ramener le faisceau au début d'une exploration, cela ne peut s'effectuer instantanément, mais en fonction justement des valeurs de l'inductance et de la capacité du circuit qui déterminent la constante de temps.

Le nombre de tours admissibles sera donc déterminé par le temps de retour imposé qui est naturellement beaucoup plus long pour le balayage vertical que pour le balayage horizontal.

On peut donc admettre pour le balayage vertical des valeurs d'inductance et de capacité beaucoup plus élevées que pour le déflecteur horizontal. C'est d'ailleurs la solution généralement adoptée, mais, néanmoins, la limite des dimensions physiques intervient très vite.

L'efficacité de la déflexion augmente également avec la longueur du champ déflecteur qui sera donc la plus grande possible, mais la limitation dans cette voie intervient également très vite du fait du risque de « cognage ». Examinons la figure 102 ; en effet, pour que le faisceau puisse atteindre les zones périphériques de l'écran, le centre de déflexion doit se trouver en avant d'une ligne critique. S'il se trouve situé en arrière de cette ligne, le faisceau sera arrêté par la jonction du canon du tube sur le cône.

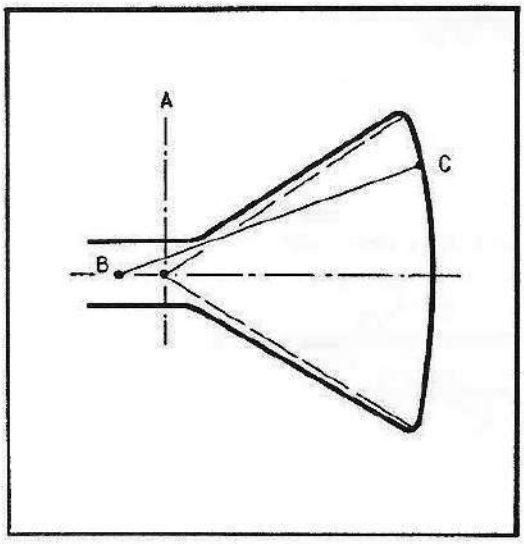
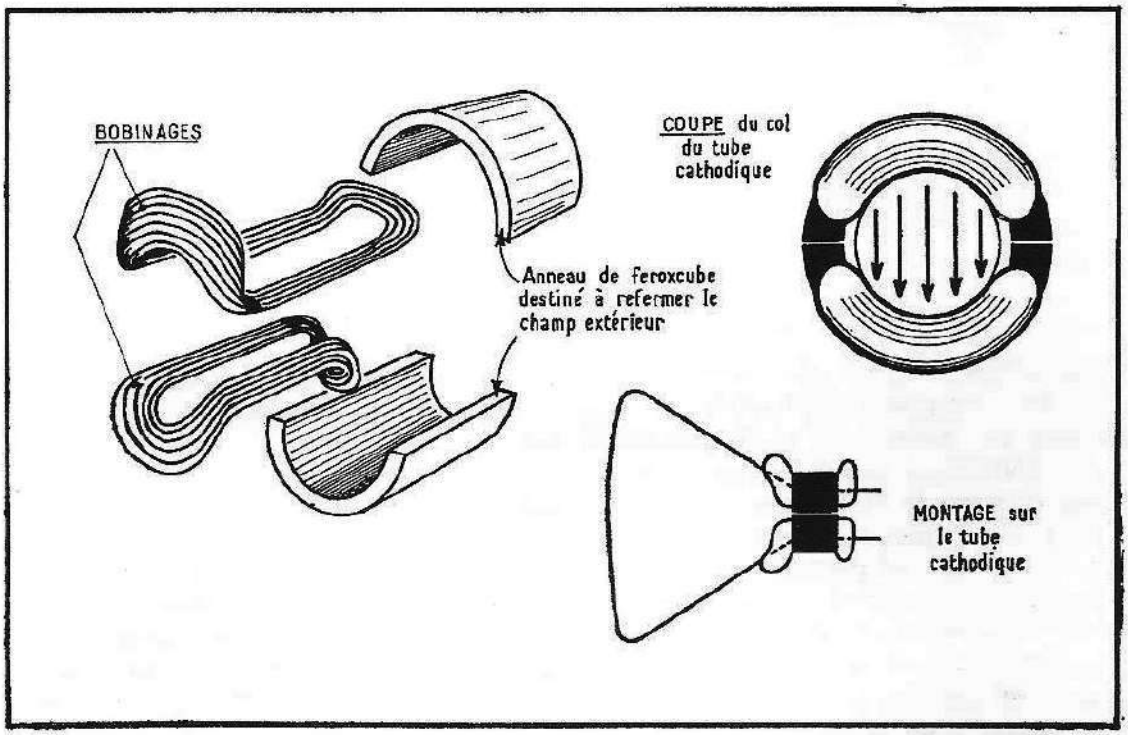


Fig. 102. — Le centre de déflexion doit être situé en avant d'une ligne critique représentée en A. Si le centre de déflexion est situé en arrière de cette ligne, le faisceau ne pourra atteindre les bords de l'écran comme dans le cas représenté sur la figure où le centre est en B et l'angle maximum permet d'explorer l'écran seulement jusqu'en C.

Fig. 103 (ci-dessous). — Constitution d'un ensemble de déflexions avec des bobinages « en selle ».



Une autre considération importante concerne les déformations qui peuvent affecter le faisceau si le champ déflecteur n'est pas parfaitement uniforme. Cette condition influe également sur la recherche du rendement maximum qu'il est possible d'obtenir.

Le problème de la déflexion horizontale n'est pas le même que celui de la déflexion verticale, car les durées de cycles diffèrent grandement. En 819 lignes français, la durée de l'aller d'une ligne est d'environ 40 µs, et celle du retour de 8 µs, alors que le temps d'exploration d'une image s'élève à 18 ms, et le retour à 2 ms.

En raison de ces différences, le déflecteur vertical possède un meilleur rendement que le déflecteur horizontal, et sa construction pourra être différente.

Le déflecteur horizontal — ou déflecteur lignes — se compose de deux bobines dont la forme permet d'épouser la jonction du col du canon sur le bulbe. La partie arrière du bobinage est relevée de façon à éviter l'influence du champ non uniforme qu'elle engendre (fig. 103).

Les deux bobines créent un champ en phase à l'intérieur du canon et, pour diminuer la réluctance du circuit, le champ magnétique se referme à l'extérieur dans un circuit magnétique en ferroxcube.

Le bobinage s'effectue en respectant une loi de répartition qui permet d'obtenir un champ uniforme, et de ce fait, également, une concentration uniforme sur l'écran. En réalité, en raison du fait que l'écran possède une certaine courbure, cette répartition correspond à une déformation « en coussin » de la géométrie. Cette distorsion est compensée par des aimants qui créent localement un champ déflecteur de correction.

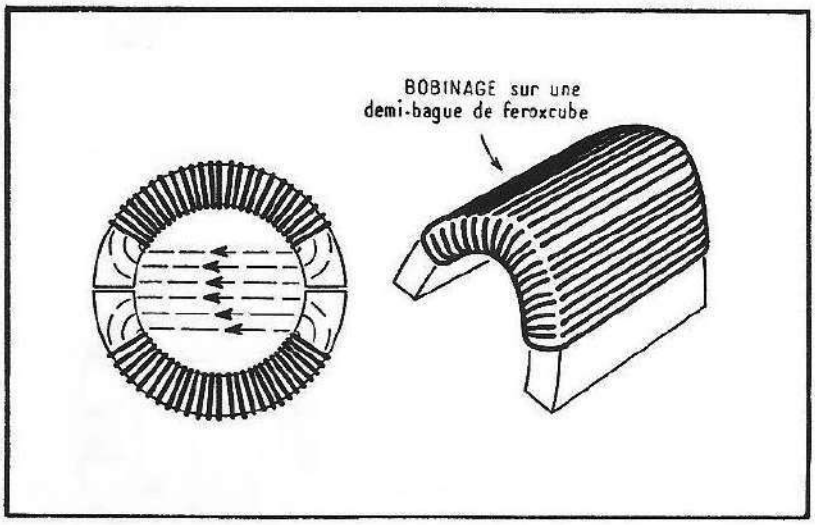


Fig. 104. — Principe de déflecteur toroïdal utilisé en déflexion verticale. Les deux bobinages créent un flux opposé qui se concentre à l'intérieur du col du tube.

Les deux bobines qui composent l'ensemble de déflexion horizontale peuvent être connectées en série ou en parallèle, chacune de ces solutions présentant des avantages et des inconvénients.

Le déflecteur image — ou déflecteur vertical — peut être réalisé exactement comme le déflecteur lignes, à l'aide de deux bobines en forme dite « en selle » ; mais on préfère un autre mode d'exécution, permettant d'obtenir un rendement plus élevé, et, dénommé « bobinage toroïdal » ; il consiste à bobiner directement sur la bague, fractionnée au préalable en deux parties, deux bobinages qui créent un flux en opposition dans l'anneau, mais qui se concentre à l'intérieur du col du tube (fig. 104). De même que pour le déflecteur « en selle », une certaine répartition des spires du bobinage permet l'obtention d'un champ uniforme.

L'ensemble des bobines lignes et images forme un bloc qui prend le nom général de déflecteur. Il comprend donc les quatre bobines de déflection, la bague magnétique, et deux ou quatre aimants de correction anti-coussin.

L'ensemble est réglé de façon que les deux déflections images et lignes soient parfaitement perpendiculaires l'une à l'autre, et, le plus souvent, on adjoint à cet ensemble un dispositif de cadrage (fig. 105).

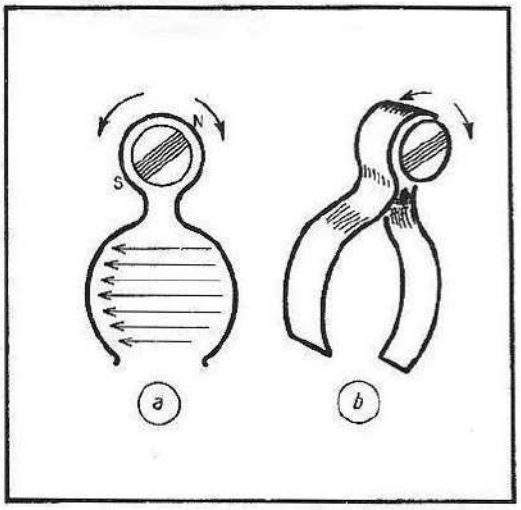


Fig. 105 et 106 (ci-contre). — Dispositif de cadrage créant un champ dans le col du tube. L'intensité de ce champ est réglable en faisant pivoter l'aimant dans son logement (*a*), et le réglage de la direction du champ en faisant pivoter l'ensemble sur le col du tube (*b*).

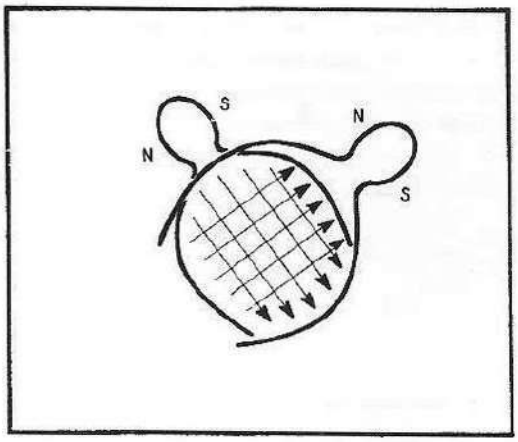


Fig. 107 (ci-contre). — Dispositif de cadrage à deux aimants séparés.

4.4 Le cadrage.

Il est nécessaire de pouvoir centrer correctement l'image sur l'écran. Cette nécessité provient, d'une part, du fait que les centrages du canon varient suivant les tubes, et, d'autre part, que le montage, notamment en ce qui concerne le mode de synchronisation et la forme du retour, influe sur le centrage obtenu.

Le cadrage de l'image s'obtient à l'aide d'un petit champ additionnel orientable qui permet un centrage dans toutes les directions. Les deux réalisations les plus répandues sont représentées sur les figures 105 et 107.

Le premier de ces dispositifs comprend un aimant cylindrique dont le champ est orienté suivant le diamètre, et qui provoque un champ de fuite dans le col du tube, par l'intermédiaire d'un circuit magnétique en forme de lyre.

Ce dispositif possède deux possibilités de réglage : en faisant tourner l'aimant autour de son axe, on règle l'intensité du champ de fuite dans le col, et la rotation de la lyre autour du col permet d'obtenir l'orientation convenable de ce champ.

L'autre dispositif comprend deux aimants permanents en forme de lyre, qui permettent d'obtenir le déplacement de l'image dans toutes les directions (fig. 107).

4.5 Constitution des bases de temps.

Le problème consiste à délivrer aux déflecteurs lignes et images les courants en dents de scie nécessaires au positionnement du faisceau du tube cathodique.

Les différents étages qui concourent à l'obtention de ce résultat peuvent se diviser en trois parties principales :

1° *Les étages de synchronisation.*

Leurs fonctions consistent, à partir du signal vidéo, à fournir les tensions nécessaires à la synchronisation rigoureuse du balayage du récepteur avec l'émission.

Ils comprennent des étages de séparation des impulsions de synchronisation du signal vidéo ainsi que des dispositifs de tri des impulsions destinées à la base de temps verticale.

Il est parfois impossible de synchroniser directement les oscillateurs par les impulsions, comme nous le verrons plus tard. Dans ce cas, l'oscillateur est asservi par une tension résultant de la comparaison de phase entre les impulsions de synchronisation provenant de l'émetteur et des impulsions provenant de l'oscillateur. Ce montage, dénommé « comparateur de phase », est très communément employé pour l'asservissement de la base de temps horizontale.

2° *Les oscillateurs de relaxation.*

Leur rôle consiste à délivrer les tensions nécessaires aux étages de puissance.

On rencontre couramment trois types d'oscillateurs :

a) le multivibrateur,
b) l'oscillateur « blocking »,
c) l'oscillateur sinusoïdal, en base de temps horizontale seulement.

3° *Les étages de puissance.*

Leur fonction consiste à fournir au déflecteur les courants nécessaires à l'obtention du champ magnétique de déflexion.

A l'issue de ce rapide examen, nous pouvons tracer le schéma synoptique de la partie bases de temps d'un récepteur de télévision (fig. 108).

Nous rencontrons, en premier lieu, le séparateur chargé de séparer les impulsions de synchronisation du signal vidéo ; puis le signal est acheminé vers un étage trieur qui dégage les impulsions de synchronisation images du signal complet. Ces impulsions sont ensuite appliquées sur l'étage relaxateur vertical, qui est suivi d'un étage de sortie chargé par le déflecteur image.

Dans la partie balayage horizontal, le schéma est identique, sauf en ce qui concerne la synchronisation qui peut également s'effectuer par asservissement à l'aide d'un comparateur de phase.

Avant d'aborder l'étude détaillée des montages utilisés dans ces différentes parties, nous devons examiner quelques notions préliminaires spécifiques qui nous faciliteront la compréhension de la suite.

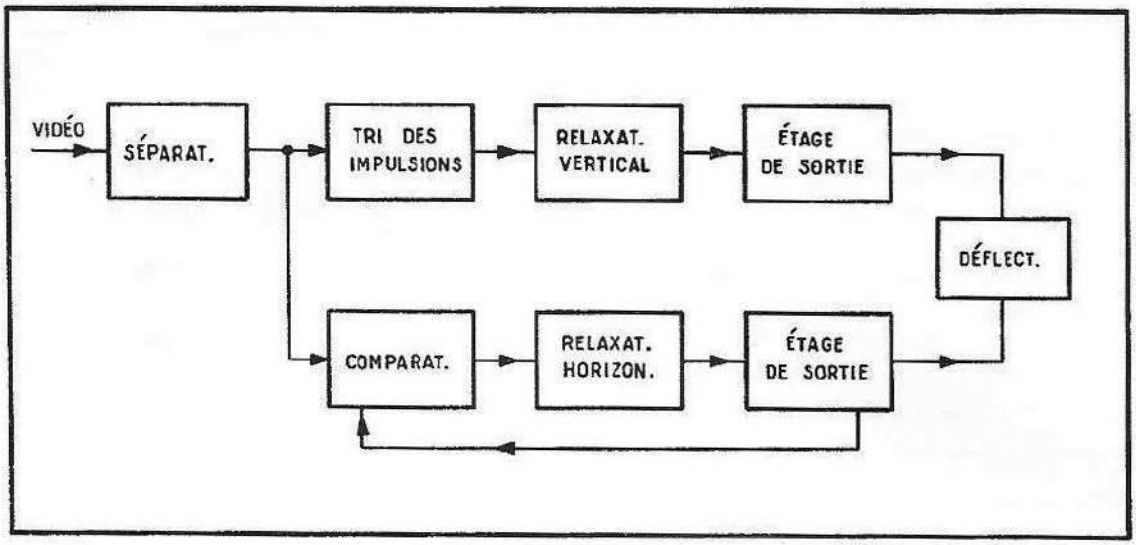


Fig. 108. — Schéma synoptique des étages de base de temps d'un récepteur de télévision.

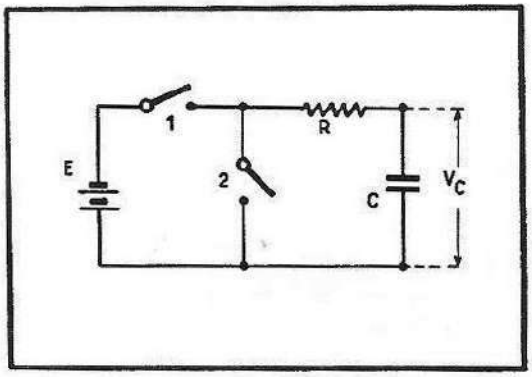


Fig. 109 (ci-contre). — Montage permettant, à l'aide des interrupteurs 1 et 2, d'observer la courbe de charge et de décharge du condensateur C par la source E à travers la résistance R.

4.6 Intégration des signaux.

Nous allons, en premier lieu, examiner la manière dont se comportent certains circuits en présence de signaux rectangulaires et notamment les ensembles formés par des résistances et des capacités. L'étude de ce comportement nous amènera directement à la compréhension des phénomènes relatifs au tri des impulsions images dans le signal de synchronisation et présentera également une introduction à l'étude des montages relaxateurs.

Considérons le schéma représenté sur la figure 109. Examinons ce qui va se produire au moment t_0 où nous fermerons l'interrupteur 1. A cet instant, un courant commence à circuler dans R et la charge de C commence. A chaque instant, le courant a pour valeur

$$I = \frac{E - V_c}{R}.$$

Ce courant de charge, dont la valeur maximale à l'instant t_0 était $I = E/R$, décroît au fur et à mesure que V_c augmente.

Le potentiel aux bornes de C, V_c, s'élève de plus en plus lentement, et sa loi de variation est donc exponentielle.

Le potentiel V_c au bout d'un temps t_1 sera proportionnel à la durée de $t_1 - t_0$, et inversement proportionnel à la valeur de R et de C.

On démontre que la tension aux bornes de C est donnée par la relation suivante :

$$V_c = E\,(1 - e^{-t/RC})$$

e étant la base des logarithmes népériens et valant 2,71.

La courbe de charge V_c/E en fonction de t/RC est donnée par la figure 110.

On dit que le signal apparaissant aux bornes de C est l'intégration de la variation du signal de 0 à E.

On peut constater que pour $t = RC$, la valeur de la tension aux bornes de C est égale à 63 % de E.

Au bout d'un temps $t = 5$ RC, la tension V_c est pratiquement égale à celle de E. Il faut remarquer d'ailleurs que le condensateur n'acquiert le potentiel E qu'au bout d'un temps infini.

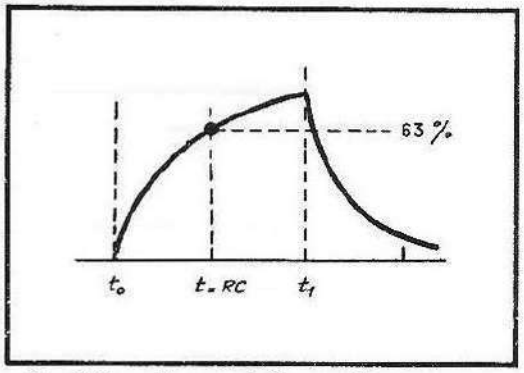


Fig. 110. — Forme de la courbe de charge et de décharge du condensateur C, pour un temps $t = RC$; la tension aux bornes de C atteint 63 % de la tension de la source.

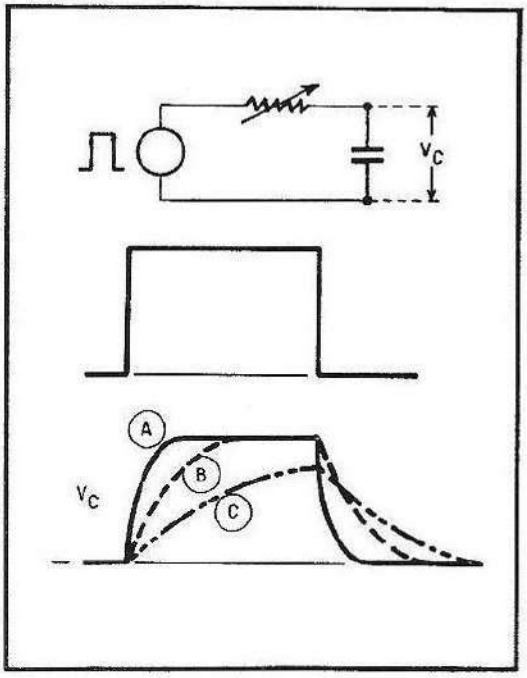


Fig. 111 (ci-contre). — En rendant R variable, on peut obtenir différentes formes d'intégration du signal. En A, RC < t, et en C, RC > t.

Ouvrons maintenant l'interrupteur 1 et fermons l'interrupteur 2. A cet instant $t_{2\,0}$, le condensateur commence à se décharger dans R et le courant de départ sera $I = V_c/R$, puis, au fur et à mesure, V_c diminue et I également ; de ce fait, la décharge se ralentit de plus en plus, et prendrait un temps infini. On démontre que la tension V_c aux bornes du condensateur au bout d'un temps t est donnée par la relation $V_c\,t = V_c\,e^{-t/RC}$.

Après un temps $t = 5$ RC, le condensateur est pratiquement entièrement déchargé.

Appliquons maintenant un signal rectangulaire sur le circuit ainsi constitué, et rendons R variable (fig. 111). Suivant la valeur de R, nous pourrons obtenir toute une famille de courbes d'intégration représentées par les courbes A, B et C.

Il faut remarquer également que si RC est beaucoup plus grand que la durée de l'impulsion, le signal aura la forme triangulaire représentée en *c*, figure 111.

Appliquons maintenant le signal représenté sur la figure 112 en A sur un circuit RC dont la valeur de constante de temps RC est égale à un cinquième de la durée t_1 de l'impulsion la plus longue. Le résultat obtenu est représenté en B sur cette même figure. L'impulsion longue durant 5 RC, le condensateur aura le temps de se charger à la valeur maximale de la tension de la source. Dans l'intervalle de temps qui sépare la fin de la première impulsion et le

début de la seconde, qui est plus grand que 5 RC, le condensateur sera entièrement déchargé. La seconde impulsion, plus courte que la première, ne donnera lieu qu'à une faible tension aux bornes du condensateur.

Ainsi, on peut, grâce à un circuit intégrateur dont les valeurs sont correctement choisies, transformer la différence de durée de deux impulsions en différence d'amplitude.

4 . 7 Différentiation des signaux.

Reprenons le même circuit RC représenté sur la figure 109 et, après avoir examiné les tensions aux bornes du condensateur, regardons celles qui apparaissent aux bornes de la résistance (fig. 113 A).

Nous avons vu qu'à l'instant où nous avons fermé l'interrupteur 1, un courant a circulé dans la résistance, courant dont la valeur de départ était $I = E/R$. Portons cette indication en B de la figure 113, puis le courant traversant R, et donc la tension à ses bornes, diminue d'abord rapidement, puis de plus en plus lentement pour finalement être très voisin de zéro à $t = 5$ RC.

Ouvrons l'interrupteur 1 et fermons l'interrupteur 2. Le condensateur se décharge et un courant inverse du premier traverse la résistance. Sa valeur de départ est $I = V_c/R$, et elle va décroître comme lors de la charge du condensateur, d'abord rapidement, puis de plus en plus lentement, et sera enfin voisine de zéro pour $t = 5$ RC.

Le signal qui apparaît sur la résistance représente le signal incident différentié. Ce signal est représenté en B de la figure 113. Le terme différentié provient de l'analogie mathématique de dérivation, ou différentiation.

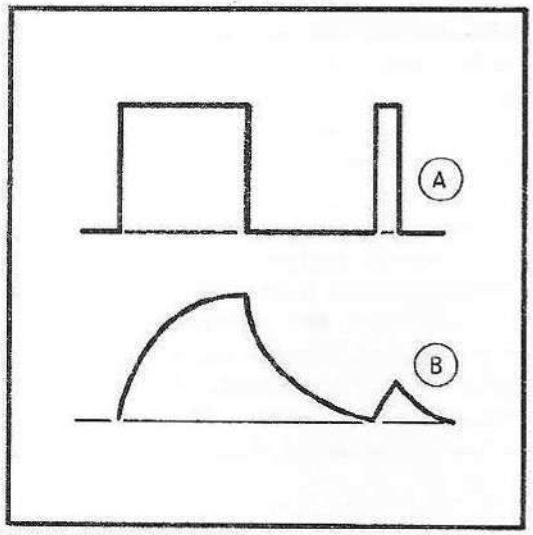


Fig. 112. — Un circuit intégrateur permet de transformer une différence de durée en différence d'amplitude.

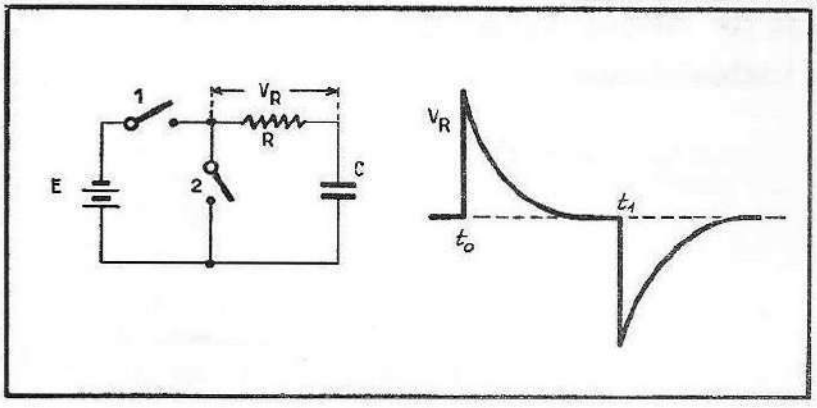


Fig. 113. — Tensions qui apparaissent aux bornes de R au moment de la fermeture de l'interrupteur 1, à t_0, et de la fermeture de l'interrupteur 2, à t_1.

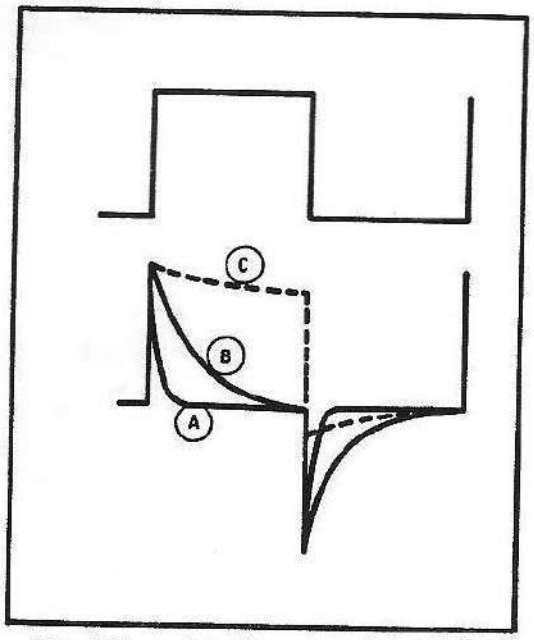


Fig. 114. — Tensions aux bornes de R pour différentes valeurs de R en présence d'une impulsion rectangulaire. En A, RC < t, et, en C, RC > t.

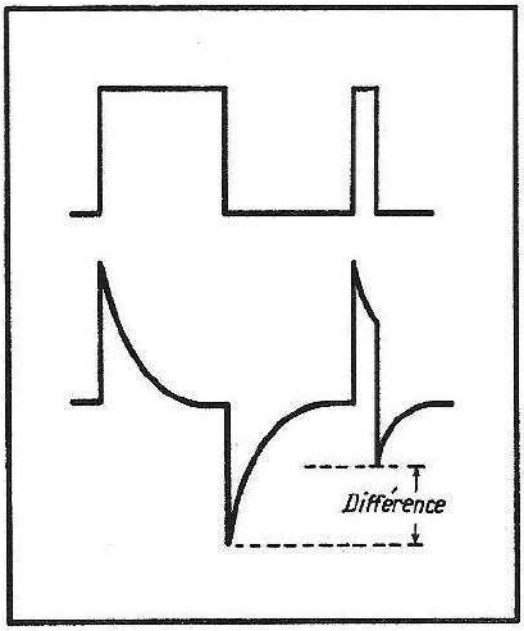


Fig. 115. — La différentiation permet de transformer une différence de durée en différence d'amplitude et, en l'occurrence, la différence apparaît sur l'amplitude des fronts arrières des impulsions.

Examinons maintenant le fonctionnement pour diverses valeurs de R. Nous obtiendrons les tracés de la figure 114. Si RC $\leqslant 5\,t$, la différentiation est parfaitement symétrique, et les deux impulsions inverses, positives et négatives, deviennent de plus en plus étroites, au fur et à mesure que RC diminue. Pour RC > t, et au fur et à mesure que RC augmente par rapport à t, le signal est de moins en moins différentié, et ressemble de plus en plus au signal d'origine.

Pour qu'aucune déformation ne soit perceptible, il faudrait que RC > 1 000 t.

Envoyons maintenant dans le circuit RC deux impulsions de durées différentes comme nous l'avions fait dans le cas de l'intégration.

Le résultat est représenté sur la figure 115. Pour l'impulsion longue, le front arrière inversé est égal au front avant, pour l'impulsion courte, le dépassement du front arrière vers les valeurs négatives est beaucoup plus réduit.

Ainsi, avec un circuit différentiateur, nous disposons d'un second moyen de transformation d'une différence de durée en différence d'amplitude.

4.8 Production de dents de scie dans une inductance.

Nous avons vu précédemment que la loi d'exploration par faisceaux électroniques nécessite des champs magnétiques variant en dents de scie en fonction du temps. Il faudra donc faire circuler dans les déflecteurs un courant variable de cette forme. Examinons dans quelles conditions il pourra être obtenu.

L'enroulement d'un déflecteur se compose d'un certain nombre de tours de fil bobiné, ce qui implique une certaine valeur d'inductance, de résistance et de capacité répartie. Eliminons pour l'instant la capacité répartie.

Effectuons le montage représenté sur la figure 116, où nous voyons une inductance L qui peut être reliée à une source E à travers un interrupteur et une résistance R. Fermons l'interrupteur, et à cet instant un courant i commence à circuler dans le circuit ; mais, en vertu de la loi de Lenz, ce courant induit dans la bobine une tension $L\,\Delta I/\Delta t$ s'opposant à E. Le courant n'acquiert donc pas instantanément sa valeur finale, qui sera $I = E/R$, mais l'atteint progressivement en suivant une loi exponentielle.

On démontre que le courant est donné à chaque instant par la relation :

$$I = E/R(1 - e^{-Rt/L}) .$$

La courbe de la figure 117 donne la forme de la courbe de croissance de i par rapport à $I_{max} = E/R$ en fonction de Rt/L.

Il faut noter que cette courbe est exactement la même que celle de la loi de charge d'un condensateur en fonction du temps.

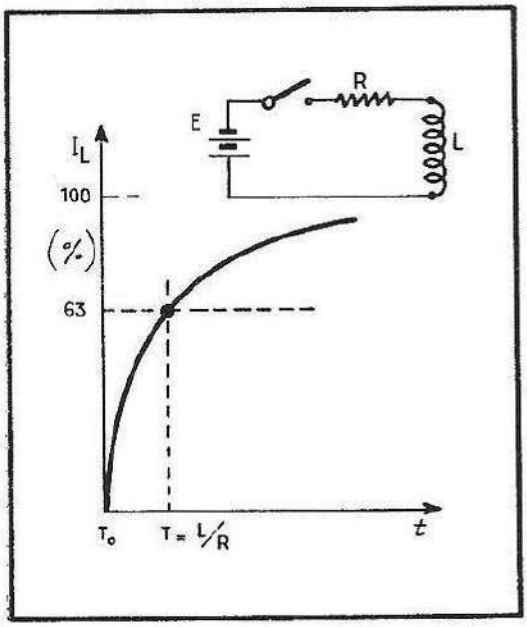


Fig. 116. — Forme d'établissement du courant dans une inductance en série avec une résistance.

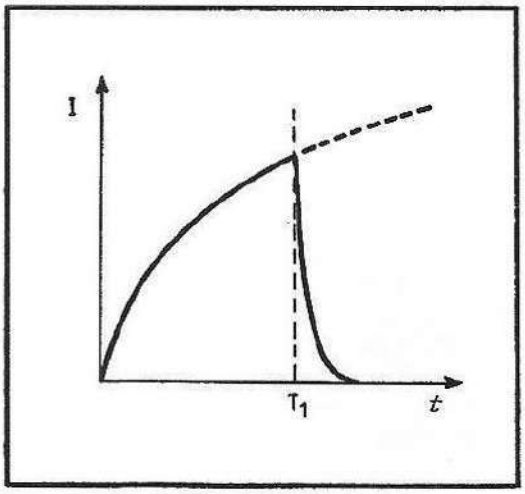


Fig. 117 (ci-contre). — En interrompant le courant au bout d'un temps $t < 5L/R$, on peut obtenir une variation de courant qui a la forme d'une dent de scie.

Au bout d'un temps t, tel que le rapport $Rt/L = 1$, et par conséquent pour $t = L/R$, le courant a atteint 63 % de sa valeur finale. La valeur maximale du courant ne sera atteinte qu'au bout d'un temps infini, mais on peut la considérer comme telle après un temps $t = 5\,L/R$.

Supposons maintenant qu'au bout d'ur. temps plus petit que 5 L/R, c'est-à-dire avant que le courant n'ait atteint sa valeur maximale, nous ouvrions l'interrupteur. Si ce dernier possède une impédance suffisamment grande, l'énergie emmagasinée par l'inductance se traduira par une forte surtension de valeur $L\,\Delta I/\Delta t$ produisant un certain courant à travers R et la résistance de l'interrupteur. De toute façon, le courant décroîtra très vite, car la constante de temps L/R est devenue très faible du fait de l'introduction de la résistance de l'interrupteur en série dans le circuit (fig. 117).

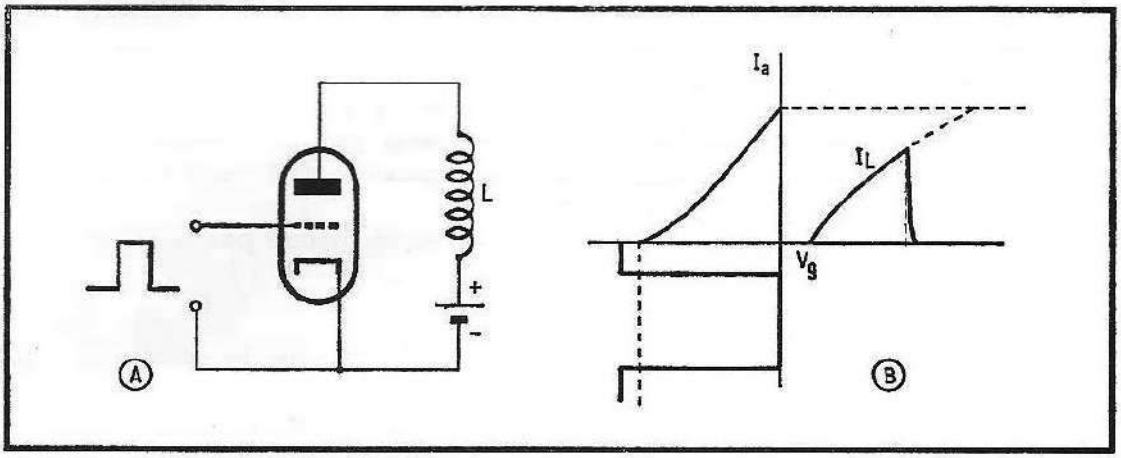


Fig. 118. — L'interrupteur mécanique est remplacé, en pratique, par un tube électronique périodiquement bloqué et débloqué.

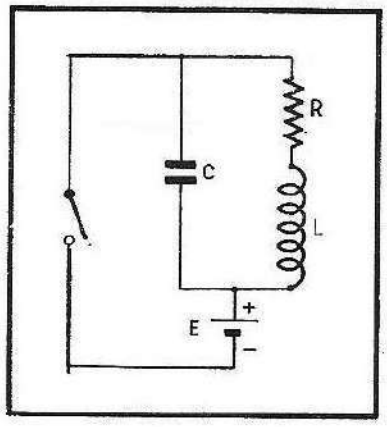


Fig. 119. — Même montage que dans la figure 117, mais en introduisant la capacité parasite de l'inductance.

Nous pouvons donc obtenir directement un courant en dents de scie dans une inductance en lui appliquant périodiquement une tension. Si le temps de montée désiré est nettement plus petit que L/R, on pourra considérer que l'accroissement de courant est linéaire, et que la dent de scie obtenue sera pratiquement parfaite. On pourra utiliser, en tant qu'interrupteur, un tube rendu conducteur et bloqué par l'application d'une tension rectangulaire sur sa grille (fig. 118).

Malheureusement, tout cela n'est pas aussi simple, car nous avons négligé, jusqu'à présent, la capacité répartie du bobinage. Celle-ci introduit un changement important dans le comportement du circuit au moment de la coupure du courant.

L'étude de ce comportement va nous mener directement à la compréhension du fonctionnement du balayage horizontal.

En effet, dans le balayage vertical, le rapport L/R est très petit devant t, et la capacité parasite n'a pratiquement pas d'influence. En fait, dans le balayage vertical, c'est pratiquement la résistance du déflecteur qui est l'élément principal, et le problème consiste à obtenir un courant en dents de scie dans cette résistance. Dans le balayage horizontal, L/R est grand devant t, et le problème, dans ce cas, revient à obtenir un courant en dent de scie dans une inductance comportant une capacité parasite et une résistance série.

Examinons donc le comportement d'un tel circuit en présence d'impulsions périodiques, dont la durée t est petite devant la constante de temps L/R du circuit, et, pour ceci, effectuons le montage représenté sur la figure 119. Nous reprenons la source E qui peut, à travers l'interrupteur, être appliquée au circuit composé de L, R et C.

Fermons l'interrupteur, le courant commence à croître, et bien avant que le courant maximum soit atteint, puisque $L/R \gg t$, nous ouvrons l'interrupteur.

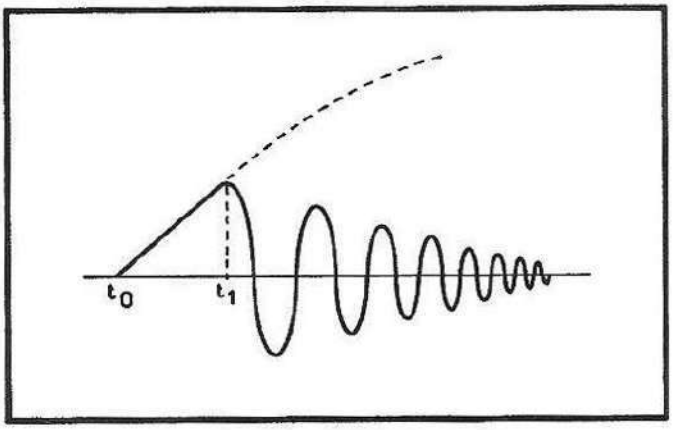


Fig. 120. — Après l'introduction de la capacité parasite C du bobinage, on constate qu'à la coupure du courant iL, à t_1, succède une série d'oscillations dont la fréquence sera $F = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ et dont l'amplitude sera décroissante.

A cet instant, la bobine a emmagasiné une énergie, sous forme de champ magnétique, égale à $LI^2/2$. Cette énergie est transférée au condensateur, qui la transfère ensuite à l'inductance, suivant le processus classique d'échange d'énergie dans un circuit oscillant.

L'amplitude de cette oscillation décroît plus ou moins rapidement suivant la valeur de R, mais le résultat obtenu diffère considérablement (fig. 120) du résultat désiré, qui était une dent de scie.

Pour éviter ces oscillations parasites, la première idée qui vient à l'esprit consiste à donner à R une valeur telle que toute l'énergie emmagasinée par le circuit soit absorbée en une seule alternance, mais cette solution a l'inconvénient d'être très onéreuse au point de vue puissance, puisqu'elle conduit à dissiper toute l'énergie de l'aller pendant le retour.

4.9 La récupération d'énergie.

Il existe un autre moyen, bien plus efficace, qui permet d'obtenir le résultat escompté et que nous allons étudier maintenant.

Reprenons le même circuit que précédemment, qui peut, à l'aide de l'interrupteur, être connecté à une source de tension (fig. 121).

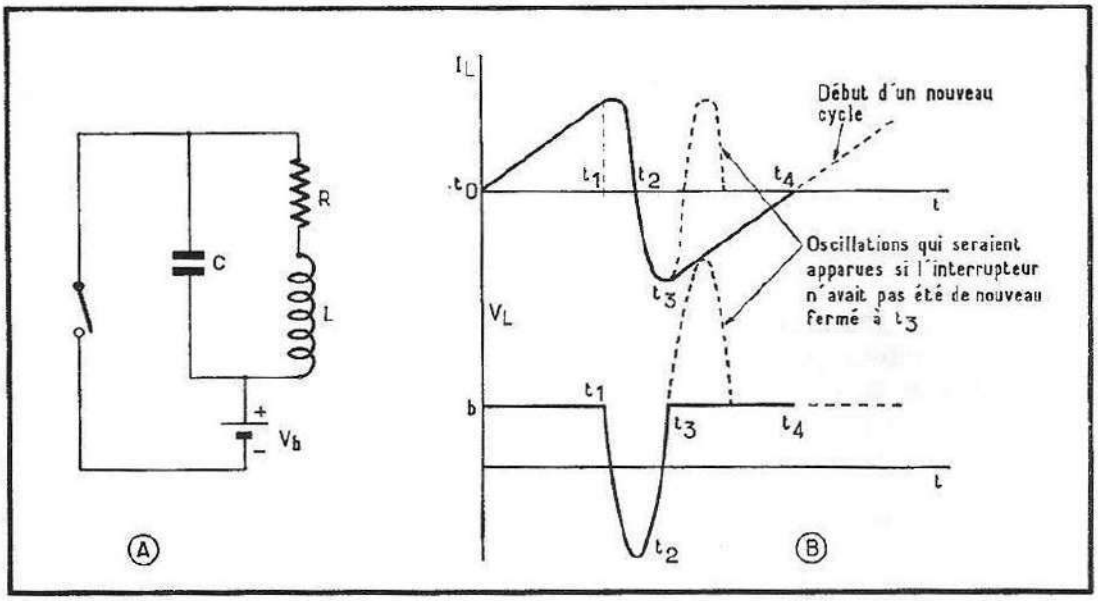


Fig. 121. — Principe du générateur inductif de dents de scie à récupération d'énergie.

A l'instant t_0, nous fermons l'interrupteur, et la tension est appliquée aux bornes du circuit formé par L, C et R. Le courant circule dans C qui atteint immédiatement sa charge finale, puisque nous admettons que la source n'a pas de résistance interne, et le courant croît linéairement dans L. A l'instant t_1, nous ouvrons l'interrupteur, et, comme dans l'exemple précédent, le courant dans L repasse par la valeur nulle à t_2, puis s'inverse et devient $-iL_{max}$ à t_3 ; à ce même instant, la tension aux bornes de L, après être passée à sa valeur négative maximale à t_2, est redevenue égale à la tension d'alimentation, et s'apprête à dépasser la valeur de cette dernière.

A cet instant t_3, toute l'énergie acquise pendant l'aller est donc concentrée dans L sous la forme d'un courant $-iL_{max}$ et va être transférée à C.

Lorsqu'à l'instant t_0 nous avions appliqué la force électromotrice E à l'inductance L, cette tension a déterminé un courant dans cette dernière qui a atteint sa valeur maximale iL à t_1. Les mêmes causes produiront les mêmes effets ; lorsqu'à t_3 nous appliquerons à nouveau la tension de la source à l'inductance, nous tendrons à développer dans L le même courant. Mais, au moment t_3, l'inductance est déjà parcourue par un courant inverse $-iL$. L'application de la tension de la source aux bornes de L à l'instant t_3 ne va donc pas se traduire par l'apparition d'un courant iL mais par la décroissance linéaire du courant $-iL$, jusqu'à ce que la valeur de celui-ci devienne nulle, ce qui se produira à t_4 ; l'intervalle de temps situé entre t_4 et t_3 est identique à celui qui séparait t_1 de t_0.

Le courant inverse qui circule entre les instants t_3 et t_4 traverse également la source, mais en sens inverse de celui qu'elle a délivré précédemment. Le circuit redonne donc à la source les coulombs qu'elle avait délivrés entre les instants t_0 et t_1. Il y a donc récupération d'énergie, récupération qui serait totale si le circuit ne comportait pas de causes de pertes.

Au temps t_4, toute l'énergie est récupérée et le courant dans l'inductance est devenu nul. Si nous laissons la source connectée à l'inductance, le courant croîtra à nouveau et nous nous retrouverons exactement dans la même situation qu'à t_0.

Nous venons donc d'obtenir une dent de scie dont la durée de l'aller est fonction du temps d'établissement de la tension aux bornes du circuit, et la durée du retour égale à la moitié de la durée d'une période d'oscillation propre du circuit.

En résumé, ce remarquable résultat est obtenu en trois phases distinctes :

a) Phase d'établissement progressif du courant avec apport d'énergie de la source.
b) Phase de coupure avec inversion du courant dans l'inductance.
c) Phase de diminution progressive du courant avec restitution à la source qui est connectée à nouveau au circuit.

Dans la pratique, la connexion et la coupure de courant ne sont pas effectuées par un commutateur mécanique, mais à l'aide d'un tube périodiquement rendu conducteur par l'application d'une tension de forme convenable sur son électrode de commande.

En raison du fait qu'un tel tube ne peut être conducteur que dans un seul sens, la fonction de reconnexion à la source d'alimentation doit être assurée par un autre tube branché dans le sens inverse du précédent mais, le plus souvent, à l'aide d'une diode comme le représente la figure 122.

A l'instant t_0, le tube est rendu conducteur par l'application d'une tension sur sa grille. Un courant croissant linéairement circule dans le tube et dans l'inductance L. A l'instant t_1, le tube est à nouveau bloqué, car sa tension

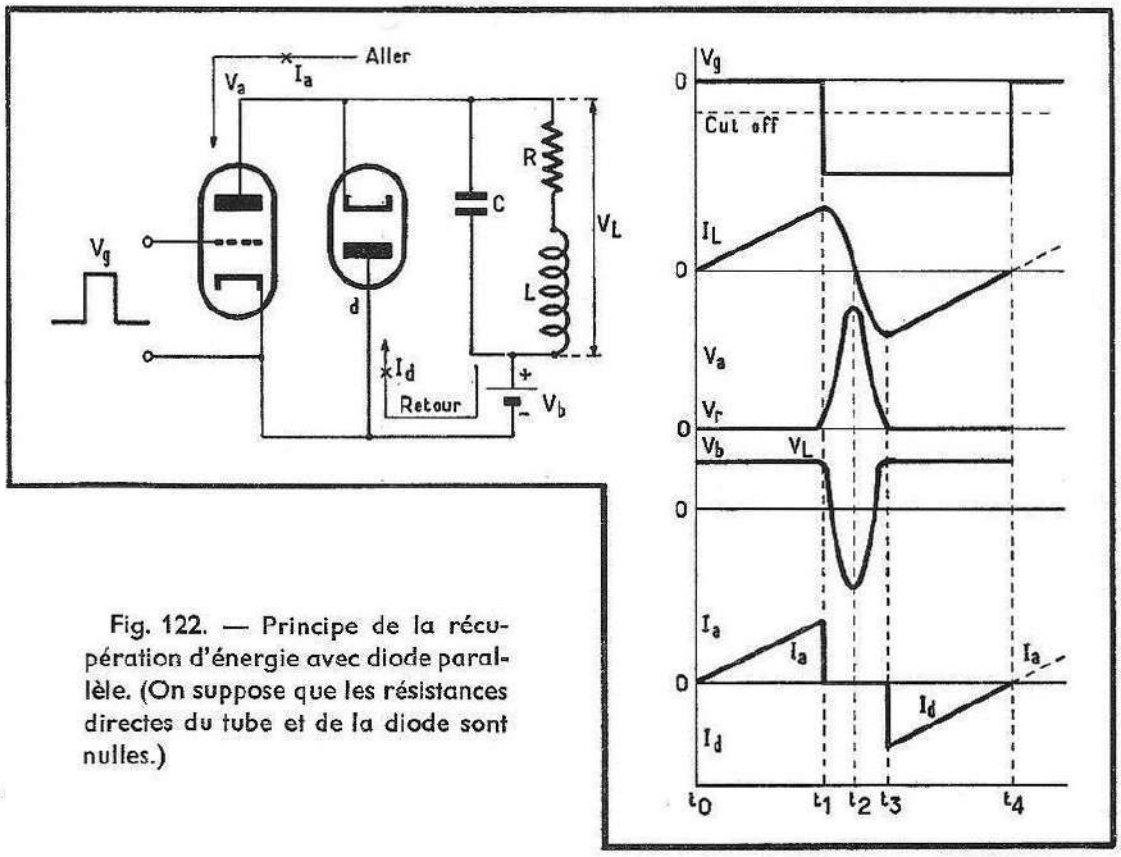


Fig. 122. — Principe de la récupération d'énergie avec diode parallèle. (On suppose que les résistances directes du tube et de la diode sont nulles.)

grille repasse au-delà du cut-off. Le courant anode est donc brusquement interrompu et la tension de l'anode, qui, pendant toute la première phase, possédait la valeur V_r voisine de zéro, s'élève rapidement. En même temps, le courant iL s'inverse et passe par sa valeur maximale — iL_{max}, qu'il atteint à t_3.

A ce moment, la tension aux bornes de L repasse par la valeur de la tension d'alimentation, mais dès que cette valeur est dépassée, la diode *d* devient conductrice, et connecte à nouveau L et C à la source d'alimentation. Le courant dans L revient donc linéairement à sa valeur nulle en redonnant à la source, à travers la diode *d*, l'énergie acquise pendant la première phase. Dans ce mode de fonctionnement, la diode prend le nom de diode de récupération, et le montage décrit est celui connu sous la dénomination de montage à diode de récupération parallèle.

La valeur de la haute tension d'un récepteur se situe généralement autour de 250 volts. Cette valeur n'est pas assez élevée pour permettre d'obtenir une intensité de courant primaire qui soit suffisante, eu égard aux valeurs de l'inductance et du temps, car, en effet, le courant qui circule dans l'inductance au bout d'un temps donné est proportionnel à la tension qui est appliquée à ses bornes.

Pour obtenir, toujours dans le même temps, une intensité de courant plus élevée, on devra soit diminuer la valeur de l'inductance, soit augmenter celle de la tension de la source. Si la valeur de l'inductance est définie, il ne reste plus que la ressource d'augmenter la tension d'alimentation.

Nous verrons ultérieurement que le fonctionnement avec un tube interrupteur, amène à utiliser des valeurs d'inductance élevées ce qui oblige à utiliser des tensions d'alimentation fortes, qui dépassent la valeur courante nécessaire pour alimenter le reste du récepteur.

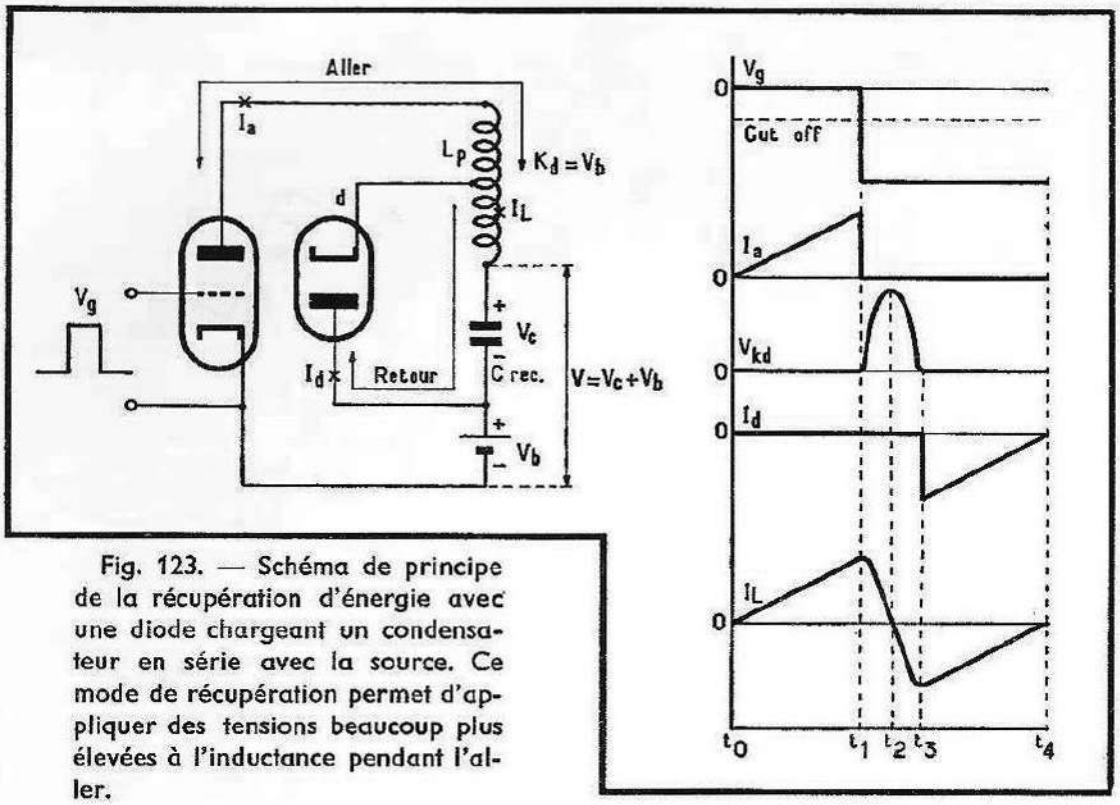


Fig. 123. — Schéma de principe de la récupération d'énergie avec une diode chargeant un condensateur en série avec la source. Ce mode de récupération permet d'appliquer des tensions beaucoup plus élevées à l'inductance pendant l'aller.

Pour éviter une alimentation spéciale pour l'étage de sortie du balayage horizontal, on peut utiliser un autre mode de récupération d'énergie qui consiste à charger un condensateur au moment du retour et, dans ce cas, le potentiel de ce condensateur s'ajoutant à la tension d'alimentation normale permet d'obtenir la tension nécessaire au fonctionnement.

Le schéma de principe d'un tel montage est représenté par la figure 123. L'inductance L_p est connectée, à travers le tube interrupteur, à une tension qui est la somme de V_a et de V_c. L'anode de la diode de récupération est connectée au pôle positif de la source et sa cathode à une prise de l'inductance. Supposons que le tube interrupteur soit parfait, c'est-à-dire que sa résistance interne soit nulle. Dans ce cas, au moment de la conduction, toute la tension sera appliquée aux bornes de l'inductance et, par conséquent, le point haut de celle-ci sera au potentiel zéro et son point bas au potentiel total. Tout le long de l'inductance le potentiel sera décroissant, et il y aura un point où ce potentiel sera égal à celui de la source d'alimentation à laquelle est connectée l'anode de la diode. Si sa cathode est connectée au voisinage de ce point, et précisément à un endroit où le potentiel est très légèrement supérieur à celui de la tension d'alimentation, la conduction de la diode ne pourra s'effectuer pendant l'aller, et le courant circulera dans toute l'inductance. Au moment de la coupure du tube interrupteur, le courant décroîtra, puis s'inversera, mais au moment où il atteindra sa valeur négative maximale, la tension de la cathode de la diode deviendra plus négative que celle de l'anode et, de ce fait, la diode sera conductrice.

Si l'on considère que la valeur du condensateur est suffisamment grande pour que son impédance soit négligée, un courant linéairement décroissant circulera à travers la diode et le condensateur de récupération C_{rec} et chargera ce dernier.

Au moment où le courant inverse devient nul, la charge du condensateur est complète et le tube interrupteur devient à nouveau conducteur. Ceci est

la forme de fonctionnement la plus simple, mais rarement utilisée. Différents autres critères amènent à faire conduire la diode pendant tout ou bien une partie seulement de l'aller. Du point de vue énergétique, cette conduction prématurée ne présente que peu d'importance mais possède des avantages au point de vue amortissement des oscillations parasites.

Le mode de fonctionnement du tube commutateur appelle quelques commentaires. En effet, le rendement général dépend grandement de ses qualités. En particulier, il doit avoir la faculté de posséder un fort courant avec une tension d'anode réduite, et cela désigne particulièrement la pentode pour cet usage.

Nous avons vu que la tension à laquelle est soumise l'anode est faible entre t_0 et t_1, mais devient positive (plusieurs milliers de volts) à t_2. Le tube devra donc posséder un isolement de l'anode particulièrement bien étudié, et cela est résolu généralement par le fait que la connexion d'anode, séparée des autres connexions du tube, est sortie sur la partie supérieure de l'ampoule.

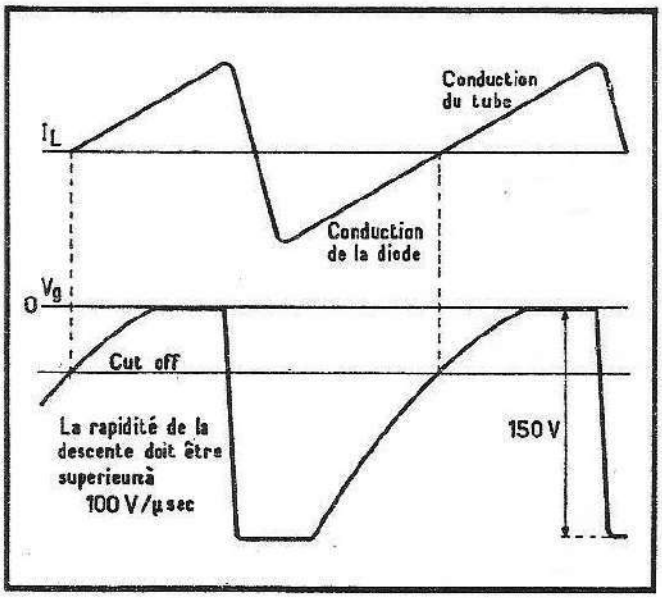


Fig. 124 et 125. — Forme de la tension de déclenchement grille du tube interrupteur utilisée en pratique. Le point d'apparition du courant du tube doit coïncider avec la fin de la période de récupération.

L'amplitude très élevée de la surtension positive amène encore une autre obligation qui concerne la tension nécessaire pour le blocage du tube. Pour que celui-ci soit effectif, la tension négative appliquée sur la grille devra être très élevée, et elle atteint généralement — 150 V.

Au début de sa phase de conduction, le tube ne peut débiter qu'un faible courant qui croît linéairement. De ce fait, lorsqu'on utilise une pentode, l'écran est surchargé, et afin d'éviter les inconvénients de cette surcharge, la tension de déblocage n'a pas la forme brutale décrite dans la figure 123, mais possède une forme de croissance progressive comme celle représentée sur la figure 124. Le moment de conduction doit être bien défini de façon à être la continuation parfaite de la phase de récupération située entre les instants t_3 et t_4. Pour obtenir ce déclenchement précis, on part généralement d'un signal rectangulaire mis en forme par une cellule d'intégration, dont les valeurs sont correctement établies en fonction du résultat désiré.

LES OSCILLATEURS (OU RELAXATEURS)

4.10 Le multivibrateur.

Ce genre de relaxateur est très employé pour la base de temps horizontale, et moins fréquemment pour la base verticale.

Le montage se compose de deux tubes, et son principe réside dans le fait que ces deux tubes sont couplés de façon réactive, et que chacun d'entre eux se bloque périodiquement pendant que le débit du second est élevé.

Le multivibrateur le plus simple est représenté sur la figure 126. Les deux tubes sont connectés de façon à amplifier mutuellement la moindre variation de courant qui pourrait se produire. Le gain étant infini, le montage est instable.

Pour suivre le fonctionnement de ce dernier, supposons qu'à un instant donné le courant anodique du tube V2 diminue très légèrement. Le poten-

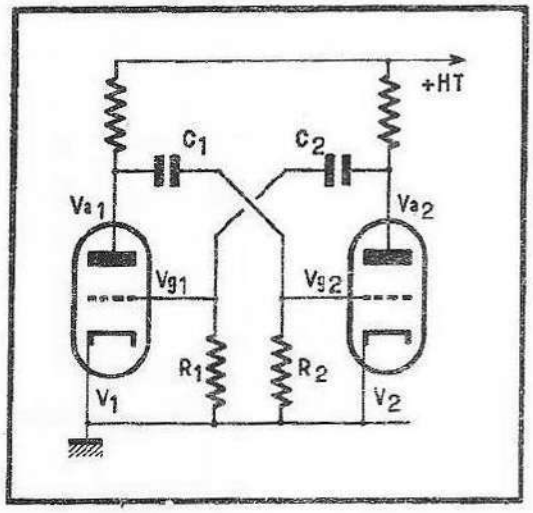


Fig. 126. — Expression la plus simple d'un relaxateur du type multivibrateur.

tiel de l'anode, V_a2 augmente, et cette augmentation est transmise à la grille du tube V1.

De ce fait, le courant anodique de V1 augmente, et sa tension V_a1 diminue. Cette diminution est transmise à la grille de V2, et tend à diminuer encore le courant anodique de V2 et ainsi de suite.

Du fait de l'aspect cumulatif du phénomène, le courant de V2 sera très rapidement nul et celui de V1 maximum. Pendant cette transition, le potentiel transmis de l'anode de V1 vers la grille de V2 sera une décroissance égale à la différence entre la tension d'alimentation et le potentiel V_a du tube V1 pour le courant maximum.

Cette différence se traduit par une impulsion négative transmise à la grille de V2, et si sa valeur est plus importante que la tension du cut-off de V2, ce dernier restera bloqué pendant le temps nécessaire pour que le condensateur C_1, se déchargeant à travers R_2, atteigne le point de cut-off à partir duquel un courant commencera à circuler dans V2. Dès cet instant, le potentiel V_a de V2 diminue, diminution de tension transmise à la grille de V1 qui

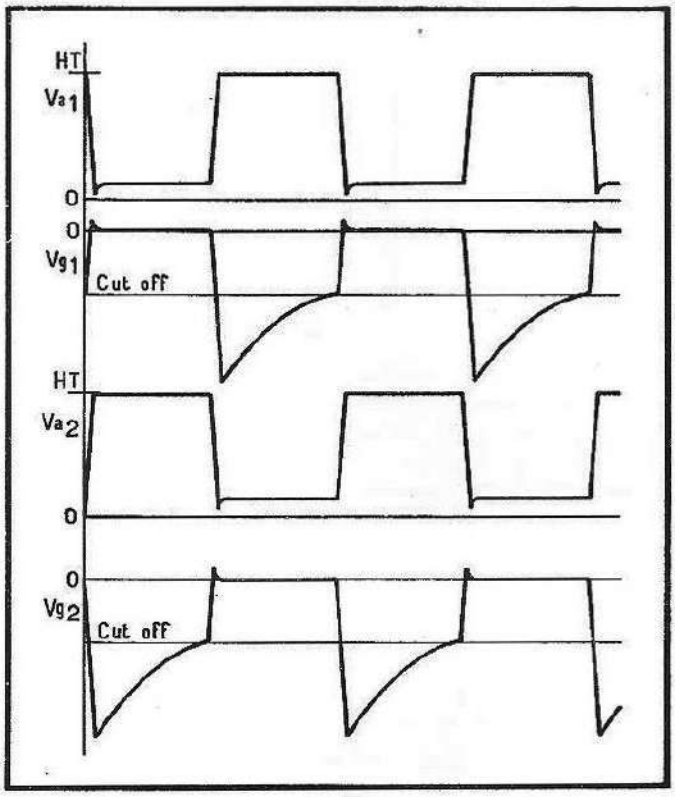


Fig. 127. — Forme des signaux relevés sur un multivibrateur symétrique.

a pour effet d'augmenter sa tension V_a, et par là la tension grille du tube V2, et d'accélérer ainsi le mouvement.

Cette fois-ci, c'est V1 qui sera bloqué et V2 conducteur, jusqu'au moment où C_1 se déchargeant atteindra la tension de cut-off de V1, et dès qu'un courant commencera à circuler dans ce dernier, le phénomène recommencera.

En résumé, le blocage d'un des deux tubes s'effectue par le transfert sur la grille, sous forme d'une lancée négative, de la brusque diminution de tension de la plaque de l'autre tube lorsque ce dernier devient conducteur.

Le déblocage, lui, s'effectue lorsque le potentiel du condensateur, se déchargeant dans la résistance de fuite de grille, atteint la tension de cut-off. Dès ce moment, le phénomène cumulatif s'amorce.

On peut donc distinguer deux phases principales :

a) La phase active, pendant laquelle le phénomène cumulatif, dû au couplage positif, s'exerce et permet le blocage d'un des tubes et la conduction de l'autre.

b) La phase passive, pendant laquelle le potentiel de la grille du tube bloqué, très négatif, le devient de moins en moins jusqu'au moment où la tension du cut-off est atteinte.

Il faut noter que le système fonctionne, de cette manière, à condition que la variation de la tension d'anode reportée sur la grille du tube suivant, pendant la transition blocage-déblocage, soit supérieure à la tension de cut-off du tube suivant.

4.11 Forme des signaux.

La forme des signaux pendant un cycle complet, est représentée sur la figure 127. Il faut noter que lors de la transition conduction-blocage, l'anode

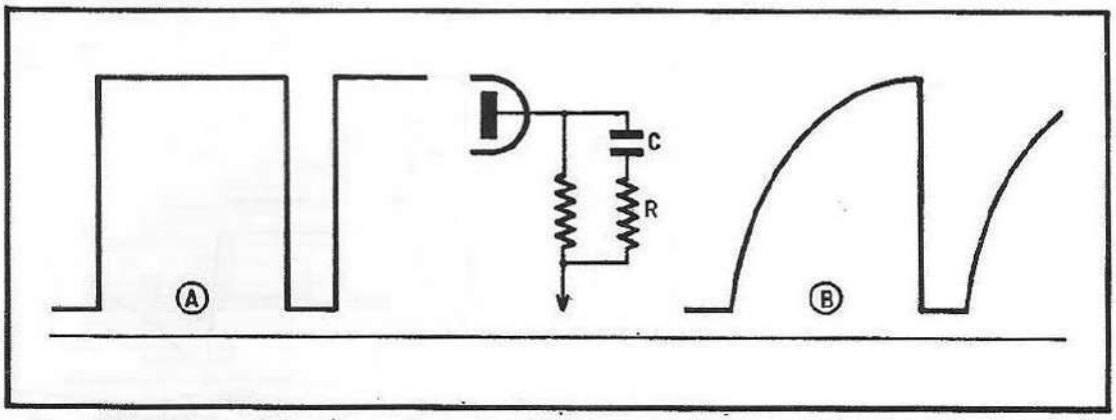


Fig. 128. — En modifiant les valeurs des éléments d'un multivibrateur symétrique de façon à rendre les périodes de blocage de chaque tube très différentes, on peut obtenir des signaux rectangulaires du type représenté en A. En plaçant un filtre intégrateur sur la sortie de ce multivibrateur, on obtient la forme de tension représentée en B, qui est celle requise pour commander le tube interrupteur de balayage horizontal (voir fig. 124). Le filtre n'agit pratiquement que sur le temps de montée car, au moment de la descente, le tube est très conducteur et la constante de temps devient très faible.

du tube envoie sur la grille une tension positive qui est limitée par l'apparition d'un courant grille-cathode ; puis le potentiel, après décharge du condensateur, revient à zéro, et y restera pendant toute la phase de conduction.

Si les deux tubes possèdent des caractéristiques identiques, et si la valeur des éléments l'est également, chaque tube conduira et sera bloqué pendant le même temps, et le résultat obtenu sur une des anodes sera un signal rectangulaire symétrique. Naturellement, en modifiant les valeurs des éléments, on peut allonger la durée de conduction d'un des tubes en diminuant celle de l'autre, de façon à obtenir le résultat représenté sur la figure 128. On peut également, en plaçant un filtre intégrateur en parallèle sur la charge d'anode d'un des tubes, obtenir une forme ressemblant à celle d'une dent de scie.

4.12 Fréquence de relaxation.

La durée d'un cycle complet correspond à la somme des phases actives et passives. La durée des premières est en général suffisamment courte pour pouvoir être négligée. La durée d'une phase passive est le temps que mettra le potentiel de la grille pour passer de la valeur négative maximale à la valeur de cut-off. Ce temps est donc lié à la valeur de la tension négative reportée sur la grille au moment du blocage, tension elle-même liée à la tension d'alimentation de l'anode de l'autre tube d'une part, et d'autre part à la constante de temps de liaison CR.

Pour modifier la durée des phases passives, on peut donc faire varier la tension d'alimentation, mais avec l'inconvénient de faire varier également l'amplitude du signal, ou bien de modifier la constante de temps de décharge par variation de la valeur de R.

C'est cette méthode qui est le plus couramment employée. On peut également ramener la base de la résistance de décharge à un potentiel ajustable.

En télévision, le multivibrateur est généralement très dissymétrique, c'est-à-dire que la durée de conduction d'un des tubes est beaucoup plus grande que celle de l'autre. Dans ce cas, pour faire varier la fréquence de relaxation, on ne modifie que la valeur de la constante de décharge de l'élément dont le temps de blocage est le plus long.

4 . 13 Synchronisation d'un multivibrateur.

La synchronisation d'un multivibrateur s'effectue à l'aide d'une impulsion provoquant un basculement prématuré. La synchronisation n'est donc possible que si la durée normale du cycle est plus longue que la durée désirée. Si on dispose d'impulsions de synchronisation en lancées positives, on les appliquera sur la grille du tube bloqué, de façon à assurer le déblocage prématuré, et ainsi le basculement (fig. 129). Si les impulsions dont on dispose sont

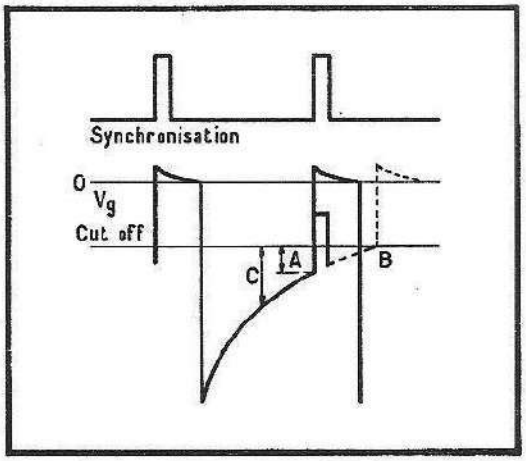
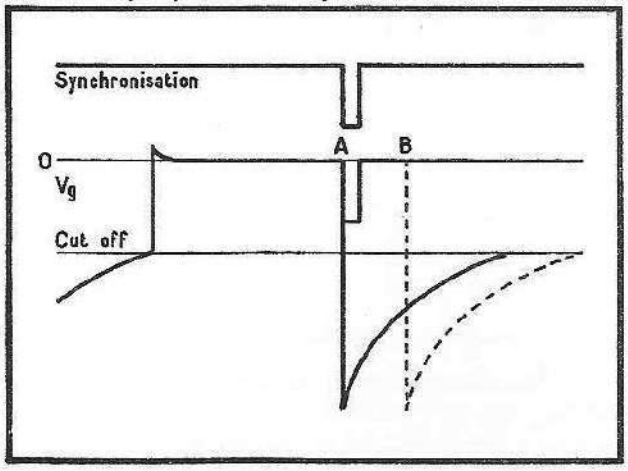


Fig. 129. — Synchronisation d'un multivibrateur par une impulsion positive. Cette synchronisation s'effectue en provoquant la conduction prématurée du tube bloqué. Cette conduction qui devait s'opérer naturellement en B, est provoquée en A par une impulsion positive qui dépasse le point d'apparition du courant. L'amplitude nécessaire de cette impulsion est fonction de l'écart entre la période naturelle et la période forcée. Par exemple, elle devrait être plus importante si la conduction forcée devait s'effectuer en C au lieu de A.

Fig. 130 et 131. — Synchronisation d'un multivibrateur par une impulsion négative. Cette impulsion provoque, en A, le blocage prématuré qui ne devait s'effectuer naturellement qu'en B. Il n'est pas nécessaire que l'amplitude de l'impulsion de synchronisation soit suffisante pour bloquer directement le tube conducteur. En effet, une impulsion plus petite amènera une diminution de courant du tube conducteur, diminution qui se traduira par une augmentation du potentiel de l'anode qui sera transmise au tube bloqué et le rendra conducteur. La synchronisation par une impulsion négative est donc une manière indirecte de provoquer la conduction prématurée du tube bloqué, cela en profitant du gain apporté par le tube conducteur.



orientées en négatif, c'est sur la grille du tube conducteur qu'il faudra les appliquer de façon à obtenir son blocage prématuré (fig. 130).

4 . 14 Asservissement d'un multivibrateur.

Il existe une grande différence entre synchronisation et asservissement. Dans le premier cas, on oblige, à l'aide d'impulsions, le multivibrateur, dont la durée propre de relaxation est plus longue que la durée désirée, à raccourcir cette dernière par un basculement prématuré.

Dans le second cas, on amène la fréquence de relaxation, ou la phase de cette dernière, à coïncider avec celle d'impulsions de référence. Pour ce

faire, on compare la grandeur désirée entre le multivibrateur et les impulsions de référence, et on déduit de cette comparaison une tension d'asservissement qui sera appliquée de façon à obtenir le résultat recherché.

En télévision, cette comparaison s'effectue entre la phase des impulsions produites par le multivibrateur, et celle des impulsions de synchronisation fournies par l'émetteur. La tension résultante, correspondant à l'écart, est appliquée sur la grille d'un des deux éléments du multivibrateur, en phase convenable pour obtenir la correction désirée, c'est-à-dire en accélérant par une tension positive, ou en ralentissant par une tension négative. Nous reverrons très en détail ce problème par la suite.

4 . 15 Le multivibrateur à couplage cathodique.

Ce montage (fig. 132) est très couramment employé en télévision, car il permet de dégager une électrode pour la synchronisation ou l'asservissement. Cette électrode, la grille d'une des triodes, n'est le siège d'aucune tension de fonctionnement, et ne provoque donc pas de couplage nuisible entre le multivibrateur et l'organe de commande.

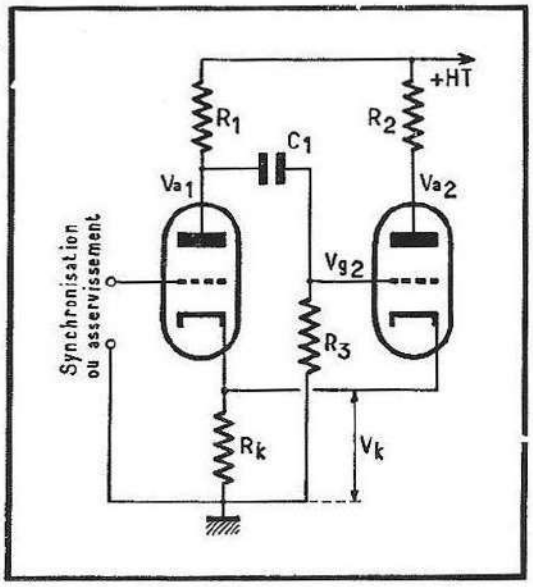


Fig. 132. — Schéma de principe d'un multivibrateur à couplage cathodique.

Le fonctionnement de ce montage est très différent de celui du multivibrateur classique. Alors que dans ce dernier, chacun des tubes sera alternativement conducteur ou bloqué, dans le multivibrateur à couplage cathodique l'un des tubes est pratiquement toujours bloqué, sauf à de courts instants, alors que l'autre est constamment conducteur, et peut même le rester au moment où le premier le devient.

Le fonctionnement s'explique de la manière suivante. Supposons que nous venions d'appliquer la haute tension d'alimentation de l'ensemble, et qu'un courant circule dans les deux tubes, et supposons également que le courant anodique du tube V1 tende à diminuer légèrement. De ce fait, son potentiel anodique V_a augmente, et cette augmentation est transmise à la grille de V2 par C_1 sous la forme d'une lancée positive. Le courant anodique du tube V2 augmente donc, ce qui augmente la tension de polarisation cathodique V_k, et tend à diminuer encore le courant anodique de V1. Le phénomène est cumulatif, et se poursuit jusqu'à ce que la tension V_a du tube V1 avoisine la valeur de la tension d'alimentation. A ce moment, la lancée positive sur la grille de V2,

due à l'accroissement de la tension anodique de V1, diminue d'amplitude, ce qui tend à diminuer le courant de V2, et également sa tension de polarisation V_{k2}. Dès cet instant, le courant de V1, devenu presque nul, augmente, et sa tension anodique V_a diminue. La lancée positive transmise à la grille de V2 est remplacée par une lancée négative qui diminue encore le courant de V2, et par là même, encore V_{k2}, et le courant de V1 augmente à nouveau. Le phénomène cumulatif s'exerce cette fois-ci dans le sens inverse du précédent. V1 redevient conducteur, et V2 complètement bloqué. A partir de ce moment, le montage est stable jusqu'à ce que le potentiel de C_1, se déchargeant dans R_3, atteigne la valeur du cut-off de V2, déclenchant ainsi un nouveau cycle.

Alors que dans le multivibrateur classique les phases actives et passives se succédent l'une à l'autre, et successivement dans chacun des tubes, dans le multivibrateur à couplage cathodique on trouve, pour un cycle complet,

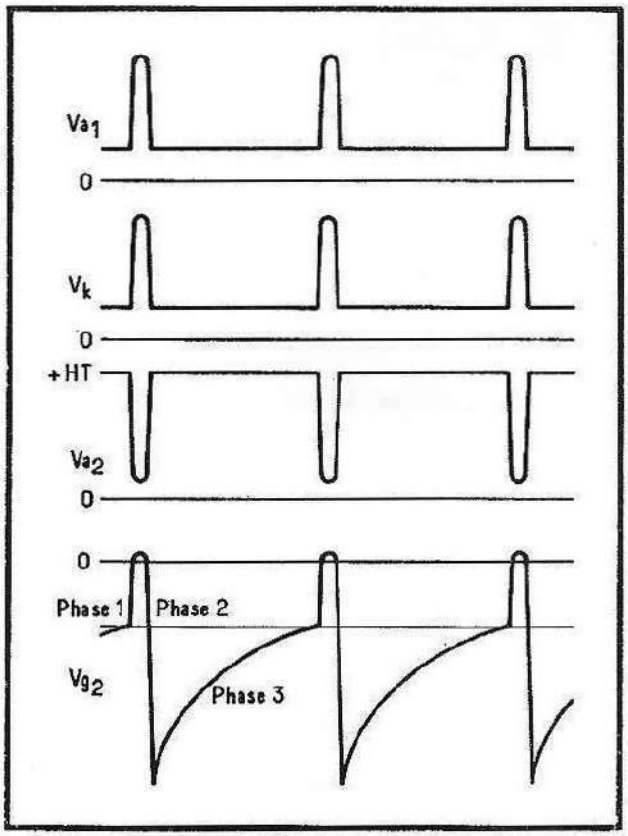


Fig. 133. — Courbes de fonctionnement d'un multivibrateur à couplage cathodique.

deux phases actives orientées en sens inverse l'une de l'autre, et suivies d'une phase passive.

La première phase active consiste en la diminution du courant de V1 et le déblocage de V2, suivie immédiatement par la seconde phase active où V2 se bloque à nouveau, et où V1 conduit normalement.

Pendant toute la phase passive, le condensateur C_1 se décharge à travers R_3, juqu'à ce que le potentiel de grille atteigne la valeur du cut-off, et qu'un courant commence à circuler dans V2.

Les formes des tensions pendant ces trois phases sont représentées sur la figure 133.

Comme pour le multivibrateur classique, la durée du cycle de relaxation est donnée pratiquement par la durée de la phase passive, durée définie d'une part par l'amplitude de la tension négative apparaissant sur la grille de V2, et par le temps que mettra C_1 se déchargeant dans R_3 pour atteindre la tension de cut-off. Ce temps est donc proportionnel à la constante de temps formée par C_1-R_3.

4.16 Synchronisation du multivibrateur à couplage cathodique.

La synchronisation peut s'effectuer, comme pour le multivibrateur classique, par des impulsions positives destinées à provoquer le déclenchement prématuré des phases actives, et qui seront appliquées sur la grille de V2.

On peut obtenir exactement le même résultat en appliquant des impulsions en lancées négatives sur la grille libre de V1.

4.17 Asservissement.

C'est dans cette fonction que le multivibrateur à couplage cathodique est le plus couramment employé, de façon à utiliser, comme nous l'avons vu plus haut, les propriétés de la grille libre du système.

Dans ce cas, pour allonger la durée de la période il faudra y appliquer une tension positive, et une tension négative s'il s'agit de la diminuer, c'est-à-dire d'augmenter la fréquence de relaxation.

Cela peut apparaître curieux à priori, car c'est exactement l'inverse de ce qui se passe avec le multivibrateur classique.

L'explication est la suivante (voir figure 132). Lorsqu'on applique une tension positive sur la grille libre, le courant de V1 augmente, et V_k également ; de ce fait, la polarisation de V2 étant augmentée également, le moment où le point de conduction de V2 est atteint est retardé, et la durée du cycle passif allongée.

En télévision, le multivibrateur à couplage cathodique est très souvent employé en tant que générateur des tensions nécessaires à l'étage de puissance de la base de temps horizontale. Lorsque le multivibrateur est asservi, et afin de stabiliser la fréquence de relaxation, on place en série dans le circuit de cathode, un circuit accordé à la fréquence désirée.

Ce circuit, excité par les impulsions du courant de cathode, délivre une tension sinusoïdale formant une polarisation variable de la lampe conductrice qui amplifie ces variations, et les rapporte sur la grille du tube bloqué, sur laquelle elles se superposent à la tension de décharge du condensateur C.

Cette déformation du signal, qui apparaît sur la grille du tube bloqué, défavorise un déblocage prématuré (parasites par exemple), et favorise le déclenchement à l'instant désiré (fig. 134).

4.18 L'oscillateur bloqué (ou " Blocking ").

Le schéma de principe d'un oscillateur blocking est donné par la figure 135. Ce relaxateur est très utilisé en télévision où son fonctionnement sûr et simple est particulièrement apprécié, surtout en tant que relaxateur image.

En supposant que le couplage du transformateur soit tel qu'un accroissement du courant de l'anode se traduit par l'apparition, sur le secondaire, d'une tension plus positive du côté de la grille que du côté connecté à la cellule RC, le fonctionnement s'établit de la manière suivante :

En fermant l'interrupteur S un courant commence à circuler dans le primaire du transformateur, et fait apparaître une tension positive sur la grille. Cette tension favorise l'accroissement du courant d'anode d'une et part, fait apparaître d'autre part un courant grille-cathode qui, circulant à travers C, commence à le charger négativement par rapport à la masse.

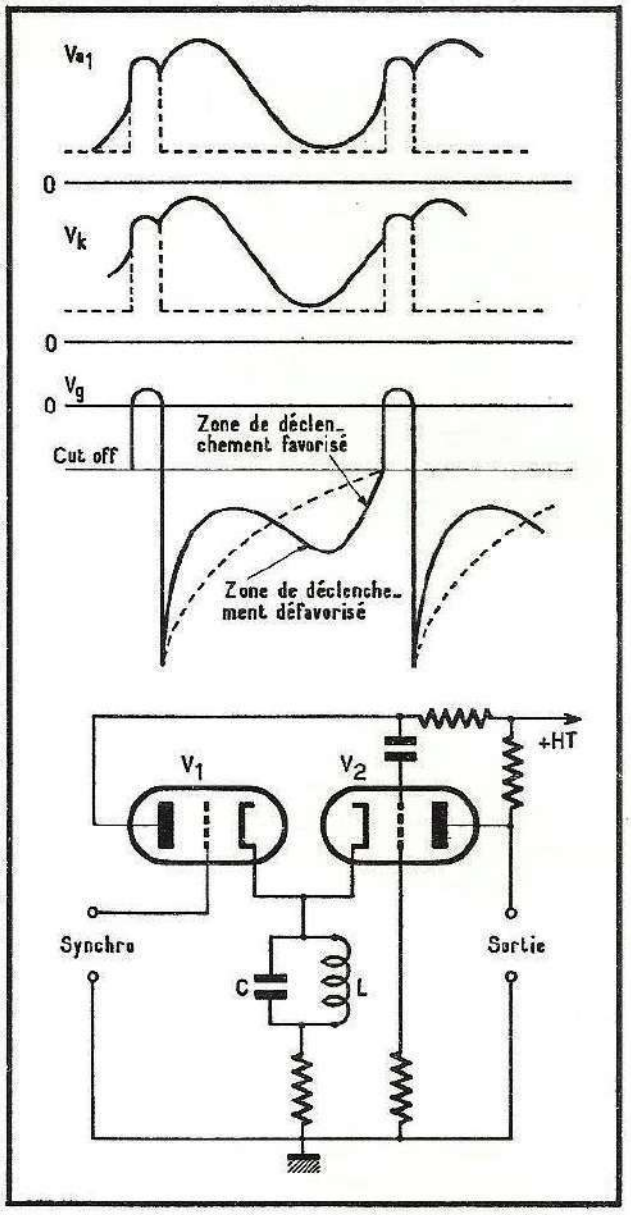


Fig. 134. — L'adjonction d'un circuit, accordé sur la fréquence de relaxation désirée, en série dans la cathode permet une stabilisation de la fréquence. La tension sinusoïdale, qui apparaît aux bornes de ce circuit, est amplifiée par V_1 et appliquée sur la grille de V_2, favorisant ainsi la relaxation à la fréquence d'accord.

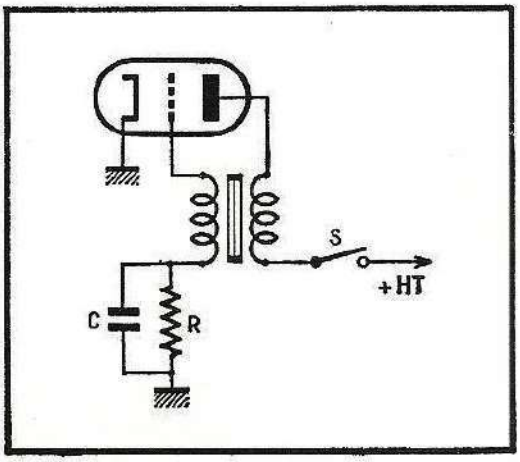


Fig. 135. — Schéma de principe du relaxateur du type « blocking ».

On trouve donc dans le circuit de grille deux éléments en série, dans lesquels se développent des tensions opposées l'une à l'autre. D'une part, le secondaire du transformateur, qui délivre une tension tendant à rendre la grille très positive, et d'autre part, le condensateur qui, du fait de l'apparition de cette tension, et du courant grille en résultant, devient de plus en plus négatif. La résultante de ces deux tensions opposées reste tout de même une tension positive sur la grille, puisque cela conditionne l'apparition du courant grille qui charge le condensateur.

Pendant toute cette phase, le courant anodique croît donc, et le condensateur continue à se charger, cela jusqu'au moment où la tension anodique du tube, du fait de la résistance interne du transformateur ou d'une résistance de limitation, s'abaisse à un point où la valeur du courant anodique commence à se stabiliser à sa valeur maximale.

A ce moment, la tension transmise du primaire vers le secondaire décroît, et la grille devient moins positive, entraînant par là une diminution du courant anodique. Dès cet instant, les phénomènes s'inversent. La diminution du courant anodique fait apparaître cette fois une tension négative sur l'enroulement du secondaire du transformateur, tension négative à laquelle s'ajoute la tension négative développée aux bornes du condensateur C pendant la phase précédente.

Le courant décroît donc très rapidement, et favorise lui-même sa décroissance jusqu'au blocage complet. La tension négative, engendrée sur le secondaire du transformateur, qui était due à la décroissance du courant, revient à zéro, et seule la tension négative du condensateur subsiste.

Si la valeur de cette tension négative dépasse celle du blocage du tube, condition nécessaire de fonctionnement, ce qui sera obtenu par des valeurs judicieuses de C en fonction du courant de grille, et en supposant R suffisamment grand, le courant du tube sera interrompu jusqu'au moment où la tension aux bornes de C, se déchargeant dans R, atteindra la valeur de cut-off du tube, et un nouveau cycle recommencera.

On peut donc décomposer le cycle complet d'un blocking en trois phases distinctes, dont les deux premières sont actives, et la dernière passive.

Phase 1 — Phase de conduction.

Cette phase est caractérisée par la conduction de plus en plus élevée du tube, due au fait que l'accroissement de courant engendre une tension positive sur le secondaire du transformateur de liaison. Pendant ce temps, le condensateur se charge par le courant intense grille-cathode.

La durée de cette phase est essentiellement fonction des caractéristiques propres du transformateur.

Phase 2 — Phase de blocage.

Cette phase débute au moment où le courant d'anode, atteignant sa limite, ne s'accroît plus, ce qui diminue la tension induite sur le secondaire, favorisant ainsi la décroissance du courant, et déclenchant de cette manière le phénomène cumulatif de blocage. La durée de cette phase dépend également des caractéristiques propres du transformateur de liaison.

Phase 3 — Phase passive.

Pendant cette phase, aucun courant ne circule dans le tube qui est complètement bloqué, et le condensateur C se décharge dans R jusqu'au moment où la tension de cut-off est atteinte. La durée de cette phase dépend de la ten-

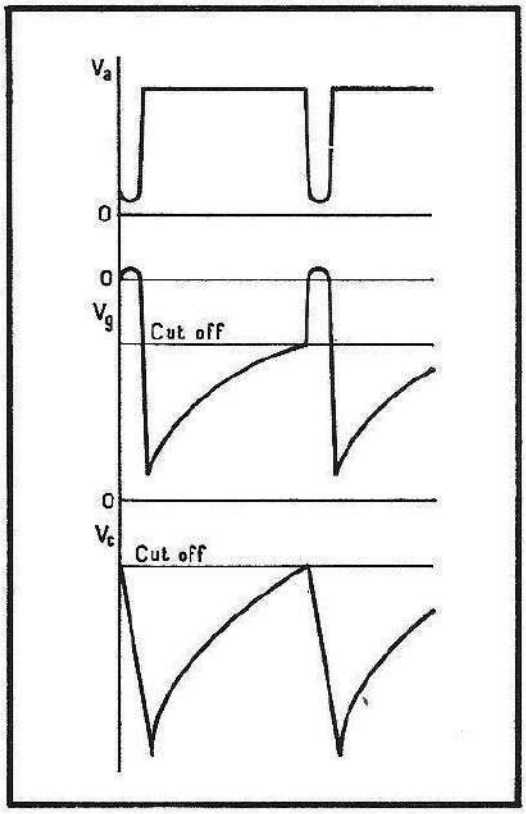


Fig. 136. — Forme des signaux délivrés par un relaxateur du type « blocking ».

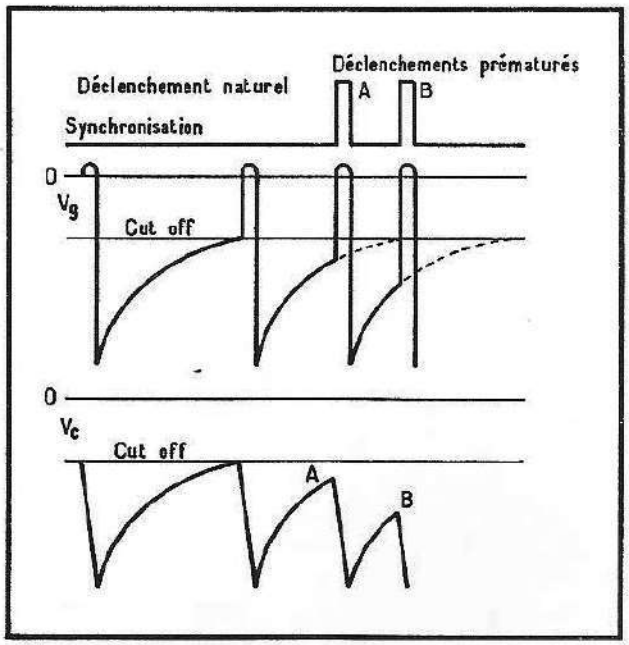


Fig. 137. — Le déclenchement prématuré fait varier grandement l'amplitude de la tension en dents de scie recueillie aux bornes du condensateur.

sion négative maximale, c'est-à-dire atteinte par le condensateur au moment de sa charge, et du temps que mettra le condensateur se déchargeant dans R, à atteindre la tension du cut-off.

Les divers signaux qui caractérisent le fonctionnement de ce relaxateur sont représentés sur la figure 136.

En général, la durée des deux premières phases est très courte par rapport à la dernière qui détermine presque toute la durée du cycle.

4 . 19 Synchronisation.

La synchronisation du blocking s'effectue en provoquant un déclenchement prématuré à l'instant désiré.

Cette synchronisation ne peut donc s'effectuer, comme dans le multivibrateur, que si la période naturelle de relaxation est plus longue que la période désirée.

Le déclenchement prématuré s'effectue, soit en appliquant une impulsion de synchronisation en lancée positive sur la grille, soit encore en lancée négative sur la plaque. Dans ce dernier cas, cette impulsion négative provoque un courant dans le primaire du transformateur de liaison qui fait apparaître sur la grille une lancée positive qui, si elle possède une amplitude suffisante, provoquera le déclenchement prématuré.

La figure 137 A montre ce mécanisme de déclenchement prématuré, et met en évidence le fait que l'amplitude de la tension de sortie, prélevée aux bornes du condensateur, varie énormément en fonction de la différence entre la durée naturelle, et la durée forcée par la synchronisation.

4 . 20 Tension de sortie.

La tension de sortie du blocking, prélevée aux bornes de C, représente la décharge exponentielle du condensateur dans la résistance R.

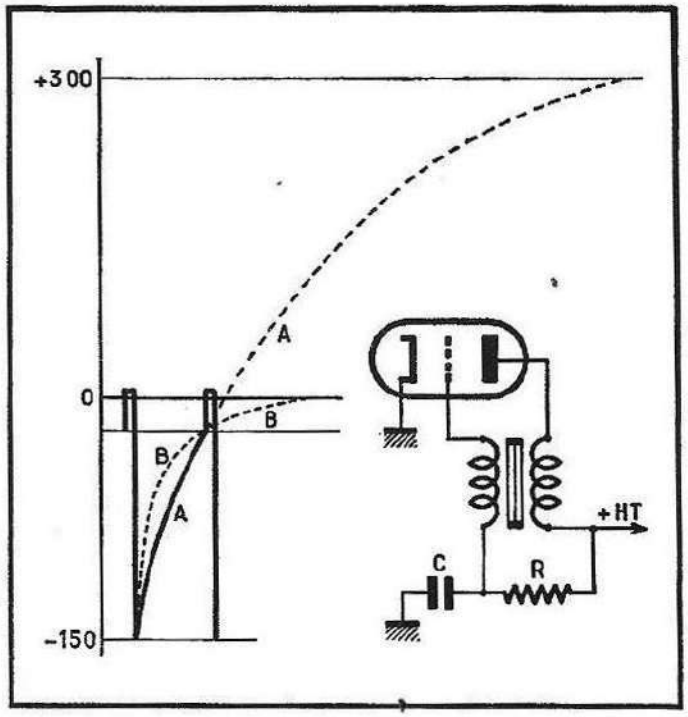


Fig. 138. — Amélioration de la linéarité de la dent de scie produite par décharge de C vers la haute tension au lieu de la masse. On obtient ainsi la courbe A beaucoup plus linéaire que la courbe B.

Cette forme s'éloigne quelque peu de celle d'une dent de scie idéale, et lorsqu'on désire que la forme de la tension se rapproche beaucoup de cette dernière, il est nécessaire que le signal utile ne corresponde qu'à une très petite fraction d'exponentielle. A cet effet, on connecte généralement la base de la résistance non à la masse, mais vers la source de haute tension (fig. 138).

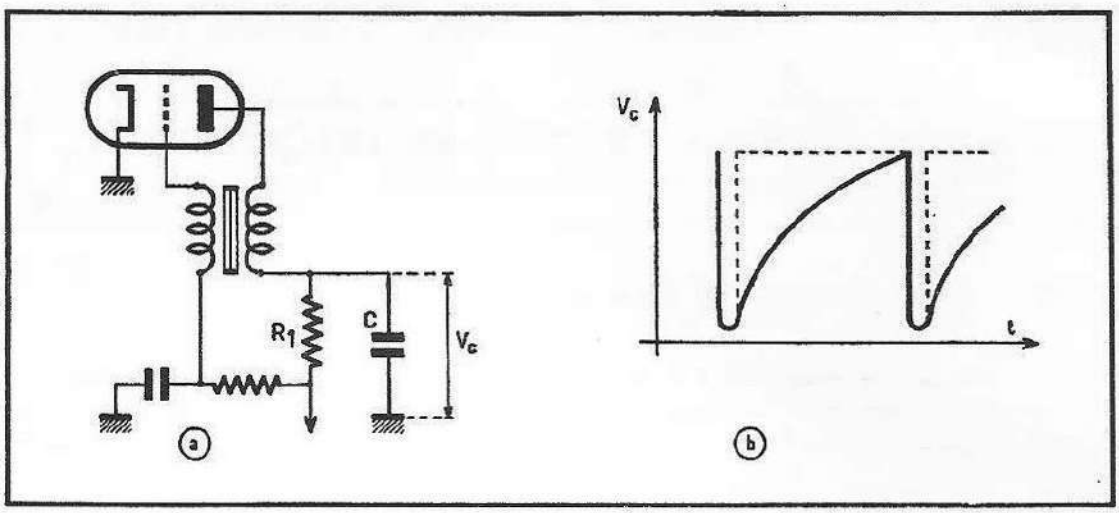


Fig. 139. — On peut prélever la dent de scie aux bornes du condensateur C qui se décharge rapidement dans le tube au moment de la conduction et qui se recharge ensuite lentement à travers R pendant la période de blocage. On évite ainsi, dans une certaine mesure, les variations d'amplitude de sortie en fonction de l'écart entre la durée normale de la période et celle forcée par la synchronisation.

Cela ne modifie en rien le fonctionnement du relaxateur, sauf le fait que le potentiel du condensateur, partant de la valeur négative acquise au cours de sa charge, tendra à rejoindre celle de la tension positive à laquelle la résistance est connectée ; mais dès la tension du cut-off atteinte, un nouveau cycle se déclenchera.

Prenons un exemple numérique. Supposons que la tension du cut-off d'un tube est — 20 V, et que la tension négative acquise pendant la charge est — 150 V. La tension aux bornes du condensateur passera donc de — 150 V à — 20 V, et la tension délivrée sera de 130 V, qui représentent plus de 85 % de la décharge exponentielle.

Connectons maintenant la résistance à une source haute tension de 300 V. La tension du condensateur passera également de — 150 V à — 20 V, mais ces 130 V ne représenteront que 30 % de l'exponentielle, fraction qui sera beaucoup plus linéaire et qui peut être assimilée à une dent de scie presque parfaite.

Nous avons vu précédemment que l'amplitude de la dent de scie délivrée aux bornes du condensateur varie grandement, en régime synchronisé, avec l'écart entre la durée de la période naturelle et celle imposée. En télévision, ceci se traduira par le fait que l'amplitude de balayage image variera avec le réglage de fréquence. Pour éviter cet inconvénient, on utilise parfois le schéma représenté sur la figure 139. Dans ce montage, le courant de la lampe au moment du déblocage est fourni par un condensateur réservoir qui se décharge à ce moment pour se recharger ensuite pendant la durée de la phase passive à travers la résistance R_1.

Pour obtenir une dent de scie linéaire, on a intérêt à connecter R_1 à la plus grande valeur possible de tension, de façon à n'utiliser qu'une petite fraction de l'exponentielle de charge.

LES ÉTAGES DE SYNCHRONISATION

4 . 21 La séparation des signaux.

Quel que soit le standard adopté, le signal vidéo est toujours appliqué à la cathode du tube, pour la simple raison que cette électrode possède l'avantage d'avoir une capacité réduite et un couplage faible par rapport aux autres électrodes.

De ce fait, un blanc sera toujours représenté par une diminution de tension, et un noir par une augmentation de tension, les impulsions de synchronisation étant naturellement traduites par des impulsions encore plus positives que pour le noir (fig. 140).

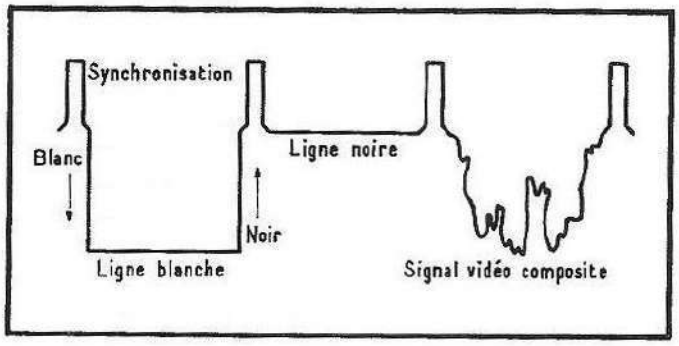


Fig. 140. — Le signal vidéo à la sortie de la finale vidéo.

Pour un niveau de contraste donné, le signal vidéo variera suivant le contenu de l'image transmise, mais le niveau du noir, et par conséquent celui des impulsions de synchronisation, restera constant, sauf dans le cas de variations de qualité de l'émission, et si la composante continue n'est pas transmise.

En tout état de cause, étant donné que la séparation des signaux s'effectue en sélectionnant des différences de niveaux d'amplitude, il convient de fixer un niveau de référence stable et d'opérer à partir de celui-ci. Ce niveau de référence ne peut être autre chose que celui de l'extrémité des impulsions de synchronisation, puisque le reste est variable.

Le processus de séparation s'effectuera donc après avoir effectué un alignement de tous les sommets d'impulsions, et en éliminant ensuite toutes les informations situées au-dessus d'un certain niveau.

A quel niveau au-dessus de celui de référence faut-il éliminer le signal ? Nous savons que, d'une part, l'amplitude de modulation réservée aux impulsions de synchronisation s'élève à environ 30 % du signal, mais prenons 25 % par sécurité, et que, d'autre part, une image commence à être visible sur un tube cathodique lorsque le niveau de modulation vidéo s'élève à 10 V crête à crête environ. Si nous prenons comme condition d'avoir une possibilité de synchronisation correcte pour cette amplitude de 10 V, nous devons donc fixer le niveau de coupure à 2,5 V. L'étage séparateur sera donc établi de façon à permettre l'alignement des sommets d'impulsions à un certain niveau, que nous appelons niveau zéro, et à éliminer toutes les informations dont l'amplitude est inférieure à — 2,5 V.

L'étage de séparation le plus simple est représenté sur la figure 141. Le signal vidéo est appliqué, à travers le condensateur C, sur la grille d'une pentode. L'écran de celle-ci est alimenté à l'aide d'un pont de résistances fixant son potentiel à une valeur qui définit le cut-off à — 2,5 V. L'anode est reliée à la source d'alimentation à travers la résistance R_a, aux bornes de laquelle on recueillera le signal de sortie.

Ce montage remplit à la fois la fonction d'alignement et celle de séparation. L'alignement sur les sommets des impulsions s'effectue de la manière suivante (fig. 142).

Lorsque la première impulsion se présente, et lorsque le niveau dépasse celui d'apparition du courant grille-cathode, ce dernier traverse le conden-

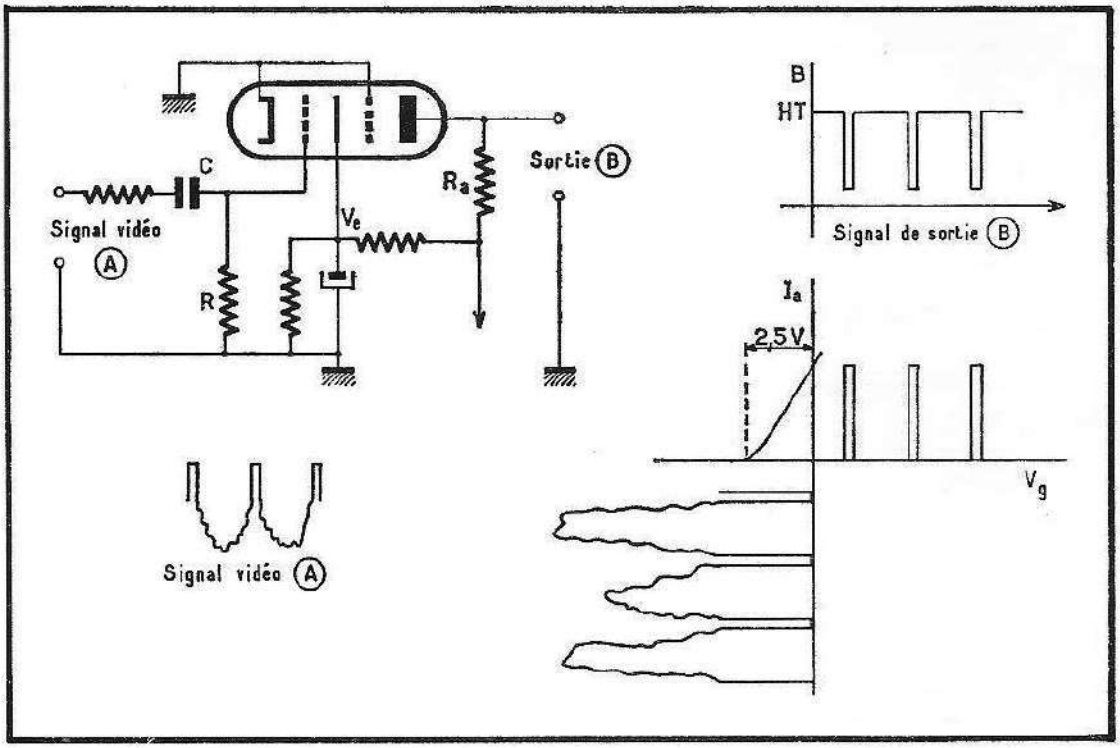


Fig. 141 (ci-dessus). — Etage séparateur et principe de fonctionnement.

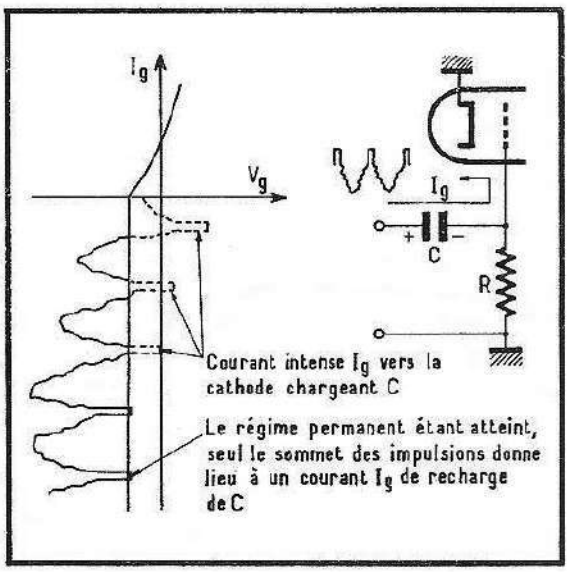


Fig. 142. — Mécanisme de l'alignement des signaux dans l'espace grille-cathode d'un tube séparateur. (Nous supposons que les éléments R et C sont tels que l'alignement s'effectue au bout de trois impulsions).

sateur de liaison qu'il charge avec une certaine valeur fonction de la tension, valeur inversement proportionnelle à la valeur propre du condensateur de liaison. Lorsque l'impulsion disparaît, la charge de C, acquise pendant cette dernière, ne peut s'écouler que dans R, dont la valeur est suffisamment élevée pour que la perte de charge soit négligeable dans l'intervalle de deux impulsions.

La seconde impulsion provoque également un courant de charge, moins important que le précédent, et ainsi, après plusieurs charges successives, le potentiel du condensateur a atteint une valeur telle que le sommet des impulsions est aligné sur la ligne de naissance du courant grille-cathode qui est de quelques dixièmes de volts négatifs.

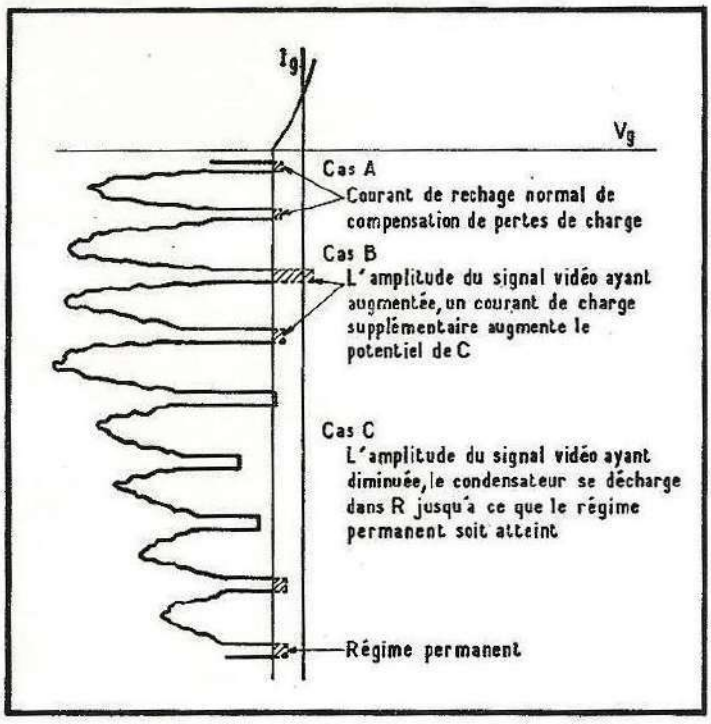


Fig. 143. — Mécanisme du réalignement des signaux dans le cas de variations de l'amplitude du signal vidéo.

Ce régime permanent étant atteint, chaque sommet d'impulsion provoque un très petit courant de charge qui compense la perte de potentiel subie par le condensateur dans la résistance pendant l'intervalle séparant les deux impulsions.

Si pour une raison, de transmission par exemple, le niveau vidéo total varie, et donc l'amplitude des impulsions, l'alignement s'effectuera à nouveau au bout d'un certain temps. Si ce niveau est en augmentation, le sommet dépassera notablement le point d'apparition du courant de grille, et provoquera une augmentation du potentiel négatif du condensateur qui prendra progressivement sa valeur d'alignement. Lorsque le niveau vidéo est en diminution, les sommets des impulsions n'atteignent plus le point d'apparition du courant grille, et la recharge de compensation du condensateur à chaque impulsion n'existant plus, le condensateur se déchargera progressivement dans R jusqu'à ce que les sommets des impulsions rejoignent le point d'apparition du courant grille (fig. 143).

L'alignement des sommets d'impulsions étant effectué et, en raison de la tension d'écran choisie, seules les impulsions de synchronisation pouvant avoir une influence sur le courant du tube, on ne retrouvera que ces impulsions aux bornes de la résistance de charge.

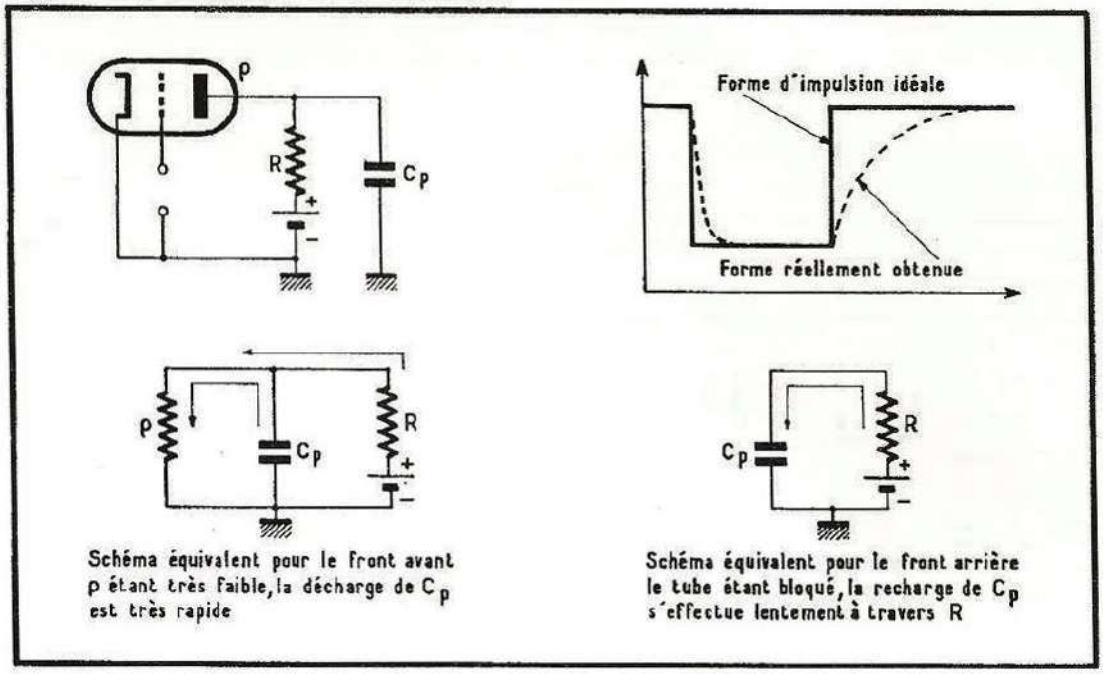


Fig. 144. — Explication de la non-dissymétrie des déformations des impulsions sur l'anode d'un tube amplificateur.

Il faut noter qu'outre les fonctions d'alignement et de séparation, ce montage limite également l'amplitude de sortie des impulsions. En effet, la tension d'écran étant fixe, la conduction du tube s'effectue toujours entre — 2,5 V et zéro, et, quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée, le signal de sortie conserve donc une amplitude constante.

Quelles sont les caractéristiques désirées pour un tube remplissant la fonction de séparateur ? En premier lieu, ce tube doit posséder une tension de cut-off la plus franche possible, avec un coude de faible longueur et très accentué. Le tube idéal serait celui dont la pente passerait brusquement de sa valeur nulle à sa valeur maximale.

Il est nécessaire également que la pente soit suffisamment grande pour permettre une tension de sortie élevée avec la faible excursion de grille permise et cela avec une valeur de résistance d'anode relativement peu importante. En effet, il est parfois nécessaire de respecter la forme des signaux, notamment au point de vue temps de montée et, l'anode du tube possédant une capacité parasite, cela limite la valeur de la résistance qu'il est possible d'insérer dans le circuit d'anode.

Il faut noter que la déformation du front des impulsions n'est pas symétrique, c'est-à-dire qu'elle n'est pas identique selon qu'il s'agit du front arrière ou du front avant.

En effet, le front avant de l'impulsion provoque la conduction du tube, et de ce fait ajoute aux bornes de la résistance de charge et de la capacité parasite la résistance interne du tube, qui est faible à ce moment. De ce fait, la capacité parasite est rapidement déchargée.

Par contre, le front arrière provoque le blocage du tube ; le potentiel de la capacité parasite ne peut s'élever qu'en recevant un courant de charge à travers la résistance d'anode.

Dans ces conditions, la déformation apportée par la capacité parasite est dissymétrique, et les fronts des impulsions seront déformés suivant la représentation de la figure 144.

Cette déformation sera particulièrement néfaste dans le cas de la modulation positive lorsqu'on synchronise la base de temps image par le front arrière de l'impulsion, comme c'est le cas dans le procédé par différentiation que nous verrons par la suite.

En modulation négative, les impulsions image sont triées par intégration, et la déformation n'a aucune conséquence. On pourra donc choisir une valeur de résistance d'anode beaucoup plus élevée qu'en modulation positive, valeur qui pourra atteindre 1 MΩ alors que 150 kΩ semblent être un maximum en modulation positive.

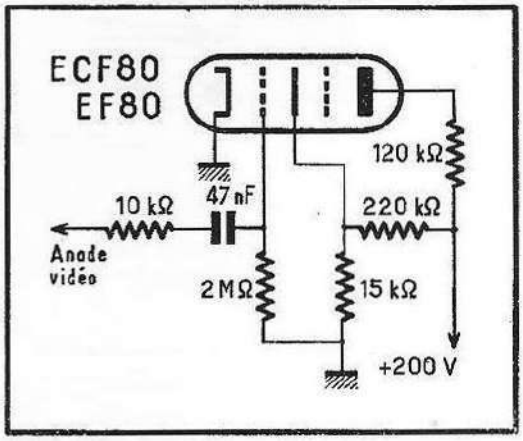


Fig. 145. — Schéma pratique d'un étage séparateur pour la modulation positive.

La figure 145 donne le schéma pratique d'un montage séparateur utilisé en modulation positive, le tube employé étant la partie pentode de l'ECF 80. Le signal provenant de la sortie vidéo est appliqué sur la grille de cette pentode à travers une résistance de 10 kΩ en série avec un condensateur de 0,047 μF. La grille retourne à la masse à travers une résistance de 2 MΩ. Le rôle de la résistance de 10 kΩ consiste à éviter l'influence des capacités du circuit d'entrée du séparateur sur la charge vidéo. En plus de ce rôle, cette résistance influe de façon diverse sur la fonction d'alignement des impulsions par courant grille, en premier lieu par le fait qu'elle s'ajoute à la résistance grille-cathode au moment de la conduction, et limite la rapidité de charge du condensateur. Les valeurs les plus couramment admises pour cette résistance oscillent entre 3,3 kΩ et 15 kΩ.

La tension de l'écran est fixée à 30 V par un pont de résistances, valeur qui donne une tension de cut-off d'environ 3,5 V, correspondant sensiblement aux critères précédemment énoncés. L'amplitude du signal de synchronisation recueilli sur la charge d'anode atteint 150 V environ.

Le problème de la séparation, relativement simple en modulation positive, se complique beaucoup dans le cas de la modulation négative. En effet les impulsions parasites, étant orientées dans le même sens que les impulsions de synchronisation, peuvent perturber la fonction d'alignement et ainsi la fonction de séparation.

Reprenons le schéma du séparateur simple, et injectons sur sa grille un signal tel que celui représenté sur la figure 146. Dès que les perturbations parasites apparaissent sur le signal, chacune d'entre elles provoque un courant grille qui apporte une charge supplémentaire au condensateur de liaison dont la valeur négative augmente peu à peu. Au bout d'un certain temps, le potentiel atteint peut être suffisant pour que le signal de synchronisation soit situé au-delà du cut-off, et dans ces conditions, le signal recueilli sur l'anode ne comportera plus que les impulsions parasites. Pour pallier ces inconvénients, il serait nécessaire que ces impulsions ne puissent provoquer de courant grille, et de ce fait n'influencent pas la charge du condensateur de liaison.

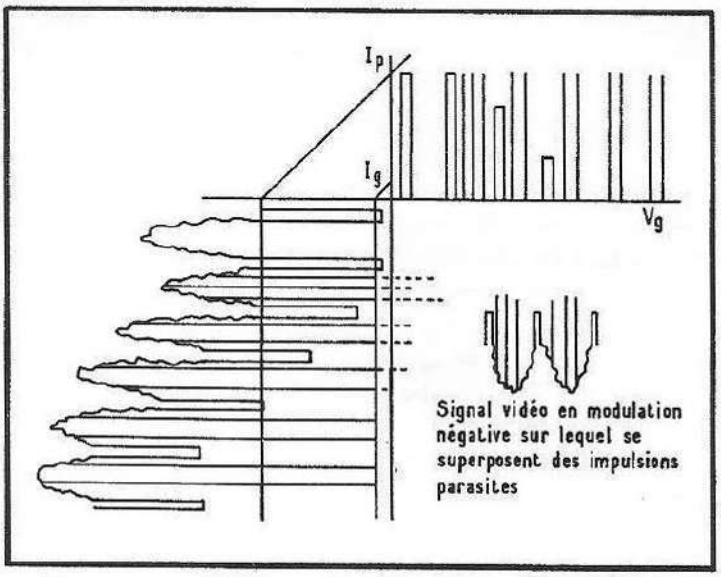


Fig. 146. — Si un tel signal est appliqué sur la grille d'un séparateur, l'alignement s'effectue sur le sommet des impulsions parasites et le courant anodique ne contient bientôt que ceux-ci.

Ce but peut être atteint de diverses manières ; la plus employée consiste à effectuer la fonction de séparation à l'aide d'un tube muni de deux grilles de commande.

Le signal vidéo à séparer est appliqué sur la seconde grille de commande, et chaque fois qu'une impulsion parasite tend à provoquer un courant grille on applique cette même impulsion, mais de sens opposé, sur la première grille, le champ électrique ainsi produit repoussant les électrons provenant de la cathode, et interdisant la possibilité d'apparition du courant.

En effet, dans un tube à deux grilles de commande, il est toujours possible d'annuler l'effet de l'attraction sur les électrons émis par la cathode, et provoquée par une tension positive sur la seconde grille, par un effet de répulsion créé par une tension négative de la première (fig. 147).

L'interruption de l'émission électronique par la première grille permet donc d'obtenir le résultat recherché, c'est-à-dire la suppression du courant de la seconde grille pendant l'impulsion parasite, alors que l'alignement des sommets des impulsions de synchronisation n'est pas perturbé par les parasites.

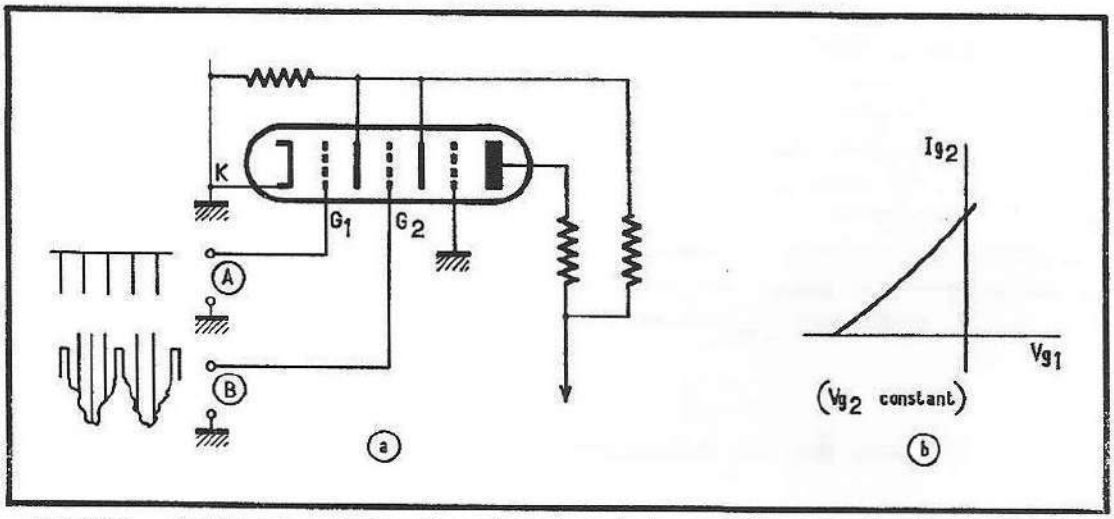


Fig. 147. — Schéma de principe d'un séparateur à deux grilles avec effet de compensation pour les impulsions parasites. En A, le signal parasite seul en polarité négative, et en B le signal vidéo complet où les parasites sont des impulsions positives. La courbe I_{g2} fonction de V_{g1} montre clairement que dans un tube on peut supprimer le courant I_{g2} en appliquant une tension négative suffisante à la première grille.

En réalité, l'action de ces derniers ne peut être totalement supprimée, mais grandement atténuée par ce système, et les impulsions de synchronisation qui apparaîtront sur l'anode du tube n'en seront que peu affectées.

En pratique, on emploie dans cette fonction des tubes multigrilles tels que l'ECH 81 ou l'ECH 84. La figure 148 représente un montage souvent employé, qui mérite quelques commentaires.

Pour faciliter la compréhension, nous avons éliminé sur le schéma tous les éléments tels que bobinages de correction, etc... qui ne sont pas directement liés au phénomène de séparation.

Nous voyons en (1) le signal vidéo à la détection ; la diode étant connectée de façon à détecter un signal modulé négativement, un blanc se traduira par une tension voisine de zéro, un noir sera plus négatif, les impulsions de synchronisation le seront encore davantage, et les parasites seront traduits par des lancées très négatives.

Ce signal détecté est appliqué sur la grille du tube vidéo qui amplifiera le signal, mais procédera en même temps à une limitation des impulsions par son cut-off, et améliorera donc le rapport signal/parasites. Ce signal est appliqué sur la grille 3 d'une ECH 84, à travers la résistance de séparation des circuits et du condensateur de liaison. En même temps, le signal provenant de la détection est appliqué, à travers R_1 et C_1 sur la grille de commande 1 du même tube, qui est ramenée vers la haute tension à travers la résistance R_L. La grille 1 est donc rendue conductrice, et la résistance de l'espace G_1-K forme un diviseur de tension avec R_1. Tant que la grille 1 est conductrice, les tensions appliquées sur cette dernière à travers R_1 sont donc divisées, dans un certain rapport, et en tous les cas fortement amoindries. On peut ajuster la valeur de R_L pour que la conduction s'effectue pour une amplitude déterminée qui correspond à la tension vidéo détectée, qui n'aura de ce fait pratiquement pas d'influence sur le courant anodique du tube. Lorsqu'un parasite survient, il se traduit par une impulsion négative qui excède de beaucoup le niveau habituel vidéo, et sort donc de la plage de conduction déterminée par R_L. Dans ces conditions, la conduction G_1-K s'interrompt, et, le diviseur n'existant plus, l'impulsion négative, à partir de ce niveau, est appliquée intégralement sur la grille où elle joue le rôle désiré, qui se traduit par une interruption du courant cathode vers les autres électrodes du tube, évitant ainsi l'apparition du courant grille-cathode de G_3.

En résumé, le signal vidéo provenant de la détection, et appliqué sur C_1, est « écrasé » pour une certaine plage de niveau, et ne l'est plus lorsque le signal dépasse négativement celle-ci.

L'ECH 84 possède deux grilles-écrans qui, réunies entre elles, sont portées à une valeur de tension telle que le cut-off du tube se situe à une valeur correcte de séparation.

Il existe de nombreuses autres possibilités de diminution de l'influence des parasites, mais un grand nombre d'entre elles peuvent se ramener au principe de fonctionnement que nous venons de décrire.

4 . 22 Choix de la constante de liaison.

Nous venons de passer en revue les principes de la séparation en télévision, en supposant que l'alignement des sommets d'impulsions peut s'effectuer d'une manière simple. En réalité, le problème est plus complexe car il arrive très souvent que le niveau de synchronisation, qui ne devrait pas

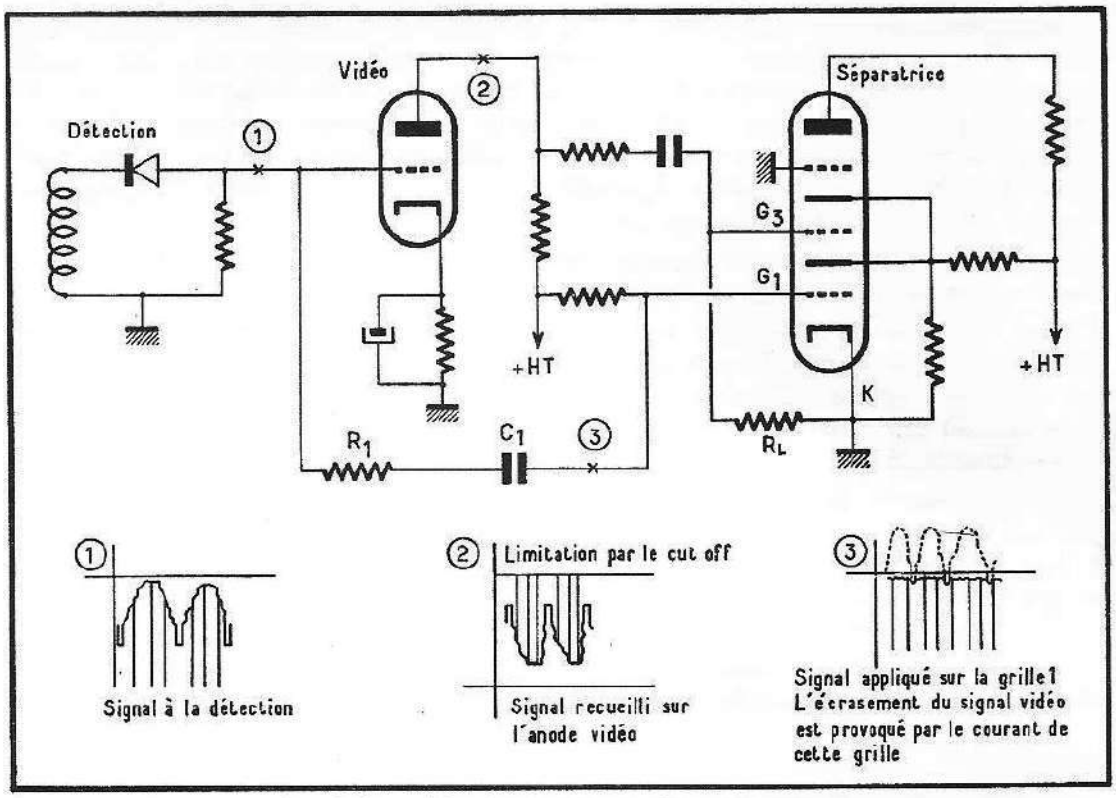


Fig. 148. — Montage pratique d'un séparateur pour modulation négative avec compensation des parasites.

varier en fonction du contenu de l'image, est modulé, soit par un défaut à l'émission soit par un défaut introduit par le récepteur.

Cela conduit à adopter des circuits de liaison plus complexes que la simple cellule RC, et le plus souvent les constructeurs adoptent une double cellule dont chacune possède une constante de temps différente.

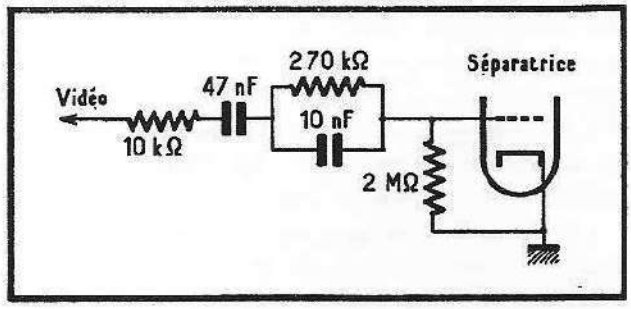


Fig. 149. — Exemple pratique d'une cellule à double constante de temps en liaison de la video vers la grille séparatrice.

En général, cette double cellule possède la forme représentée par la figure 149, et elle permet d'opérer l'alignement en fonction de variations lentes ou rapides du signal.

4 . 23 Tri des impulsions verticales.

CHOIX DU MODE DE TRI.

Nous avons vu précédemment que, pour que l'entrelacé puisse être correct, la base de temps verticale ne doit être synchronisée que par les impul-

sions spéciales réservées à cet effet. Il est donc nécessaire de trier rigoureusement ces dernières, et de les extraire du signal complet de synchronisation. Les impulsions de synchronisation image diffèrent essentiellement des impulsions lignes par leur durée beaucoup plus élevée, et nous avons également vu que nous possédions deux moyens de transformation d'une différence de durée en différence d'amplitude : soit par le procédé d'intégration, soit par le procédé de différentiation.

La question qui se pose donc concerne le meilleur choix du procédé de transformation, et celui-ci découle directement du standard utilisé.

Pour essayer de dégager le choix du système, il convient d'examiner tout d'abord les inconvénients qui pourraient surgir pour le mode de modulation qui présente la difficulté la plus grande, c'est-à-dire pour la modulation négative où les impulsions parasites sont orientées dans le même sens que la synchronisation.

Nous avons vu précédemment, dans le chapitre consacré à la séparation, que les inconvénients des parasites peuvent être en partie supprimés, mais qu'il subsistera toujours une perturbation qui pourra revêtir la forme représentée sur la figure 150.

Il est donc extrêmement dangereux d'opérer le tri par différentiation dans le cas de la modulation négative, et c'est la raison pour laquelle, dans ce cas, on procède au tri par intégration.

4.24 Le tri des impulsions par intégration.

La composition du signal de synchronisation image usité dans les standards à modulation négative est assez complexe et nous allons tout d'abord en donner les raisons.

Examinons préalablement le résultat qui serait obtenu dans le cas de l'intégration d'un signal de synchronisation simple qui se compose d'une seule impulsion dont la durée est légèrement inférieure à la durée d'une demi-ligne.

Dans ce cas, l'impulsion de synchronisation image sera placée à une distance égale à une ligne du front avant de l'impulsion ligne, pour la trame paire, et à une demi-ligne seulement, pour la trame impaire.

La cellule d'intégration ne sera donc pas au même potentiel pour les deux impulsions de trame. En effet, la cellule aura beaucoup moins le temps de se décharger dans l'intervalle qui sépare les impulsions ligne et image dans le cas de la trame impaire que dans le cas de la trame paire (fig. 151). Il en résulte un instant de déclenchement non identique pour les deux trames, ce qui implique un entrelacé incorrect.

La solution à ce problème consiste à utiliser un signal de synchronisation relativement complexe, et qui est caractérisé par l'émission préalable d'une série d'impulsions d'égalisation.

A la fin de l'exploration de l'image, on sacrifie quelques lignes (trois en général) qui ne comportent plus aucune information de luminance, mais uniquement des impulsions d'égalisation. Celles-ci ont une durée égale à la moitié de celle d'une impulsion de synchronisation ligne, et elles sont espacées par un intervalle égal à une demi-ligne. De cette manière, la cellule d'intégration possède le même état pour l'impulsion de synchronisation de

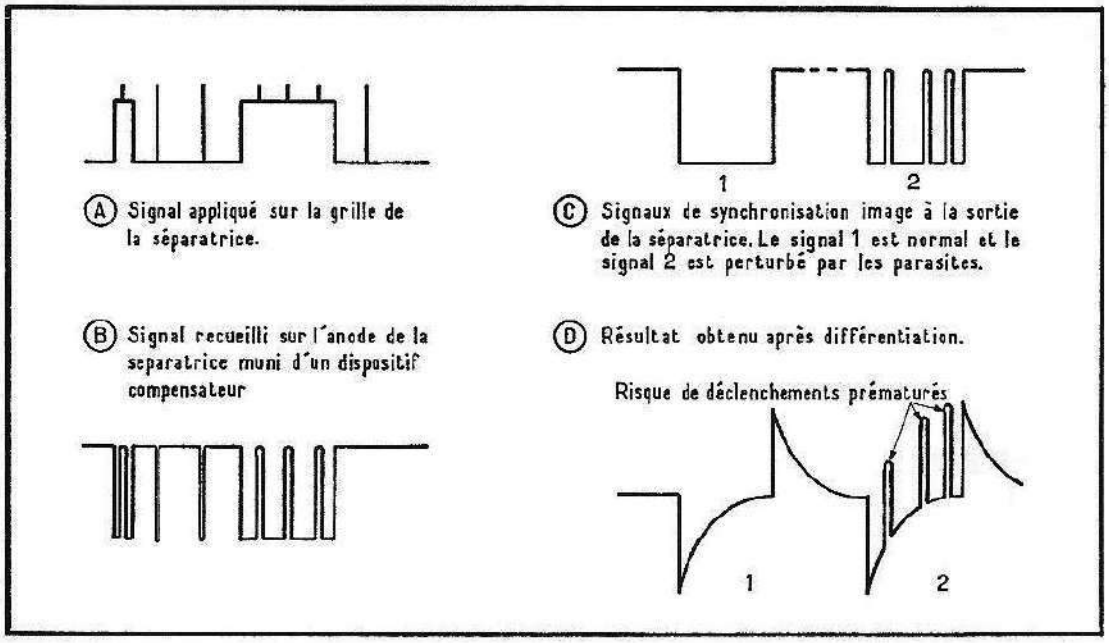


Fig. 150. — Aspects des perturbations subsistants, même lorsque les inconvénients dus aux parasites sont en partie supprimés.

la trame paire que pour celle de la trame impaire. Il faut noter qu'une impulsion d'égalisation sur deux joue le rôle d'impulsion de synchronisation ligne.

Le tri des impulsions verticales serait d'autant plus sûr que leur durée relative serait plus élevée. Malheureusement, comme il faut continuer à assurer la synchronisation horizontale, la durée d'une impulsion image est limitée à celle d'un peu moins d'une demi-ligne. Cela n'étant pas toujours suffisant, et la durée des impulsions ne pouvant être augmentée, c'est en augmentant le nombre des impulsions que l'on arrive au résultat recherché. A titre d'exemple, le signal de synchronisation image du standard 625 C. C. I. R. en comporte 6 qui seront intégrées les unes à la suite des autres, de façon

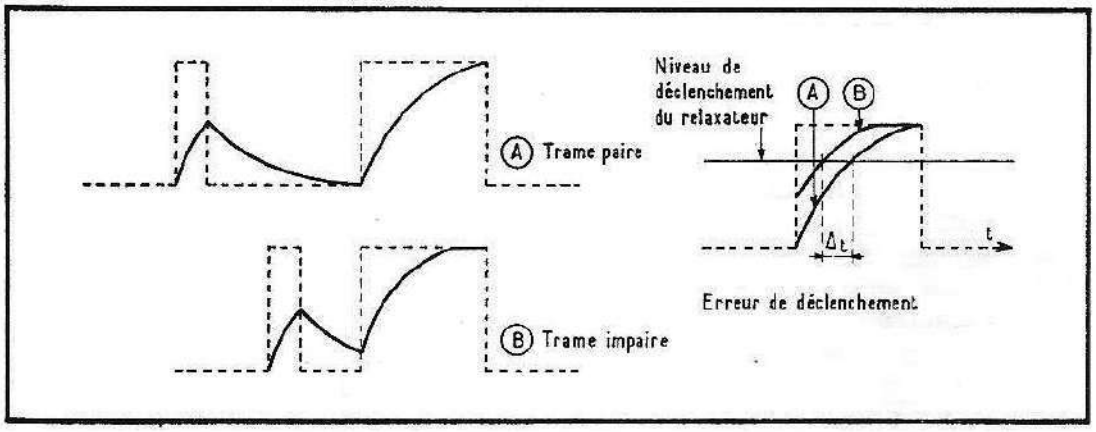


Fig. 151. — Avec la modulation négative, le tri par intégration est obligatoire. Dans ce cas, le signal de synchronisation ne peut être simple car cela introduirait un défaut d'entrelacé. Ce défaut est dû au fait que la cellule d'intégration n'a pas le temps de se décharger autant pour une trame impaire que pour une trame paire. Il en résulte une erreur de déclenchement, Δt, qui supprime l'entrelacé.

que chacune d'entre elles élève le potentiel du condensateur d'intégration (fig. 152). Il faut noter que pendant l'émission de ce signal, la synchronisation lignes est assurée par une impulsion image sur deux. En général, le signal est successivement intégré à travers deux cellules, de façon à obtenir une montée dépourvue d'accidents (fig. 153).

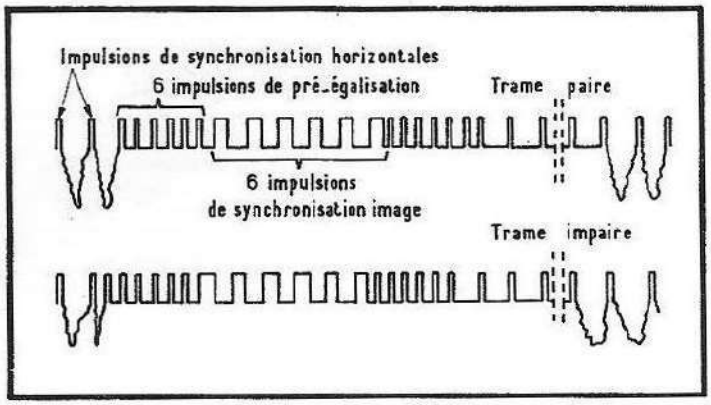


Fig. 152. — Signal de synchronisation complexe (625 CCIR).

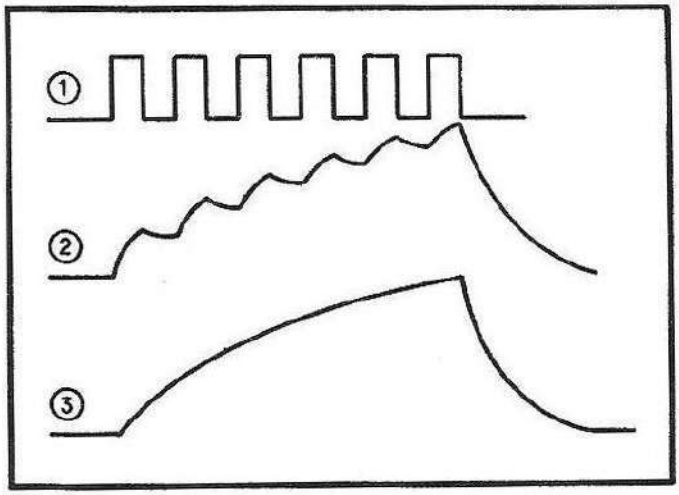


Fig. 153. — Intégration d'un signal de synchronisation complexe (625 CCIR). L'intégration est généralement effectuée à l'aide de deux cellules en série. En 2, le résultat après la première intégration ; en 3, après la seconde.

4 . 25 Le tri par différentiation.

Le tri par différentiation est quasi obligatoire dans les standards à modulation positive, tels que le 819 lignes français ou le 405 lignes anglais, qui ne comportent qu'une seule impulsion de synchronisation verticale.

Le problème des parasites n'existant pratiquement pas pour ces standards, ce mode de tri, précis et simple, est, à quelques rares exceptions, le seul utilisé dans les récepteurs conçus pour eux.

Examinons comment se présente le signal de synchronisation image pour les deux trames d'un signal 819 lignes français (fig. 154).

Nous voyons que la 819e et dernière ligne d'une image étant explorée, nous avons encore 4 lignes d'exploration à vide, puis le signal de synchronisation image se présente au début de la cinquième ligne sous la forme d'une impulsion d'une durée de 20 µs, alors que la durée d'une impulsion de synchronisation ligne n'est que de 2,5 µs. A ce moment, le faisceau d'exploration est encore au bas de l'écran, et ce signal de synchronisation, convenablement trié et sélectionné parmi les impulsions lignes, sera appliqué à l'étage de balayage image de façon à provoquer le retour du faisceau. Celui-ci,

ne pouvant revenir instantanément à son point de départ en haut de l'écran, devra effectuer ce retour en un temps inférieur aux 37 lignes qui ne contiennent pas de signal de luminance, soit un peu moins de 1 800 µs.

A la 42e ligne, le faisceau étant revenu en haut de l'écran, le signal image apparaît à nouveau, et l'exploration se poursuit ainsi jusqu'à la moitié de la 410e ligne qui constitue la dernière ligne utile. Le signal de synchronisation image apparaît au milieu de la 414e ligne, et le retour doit s'effectuer dans l'intervalle situé entre cette dernière et la moitié de la 451e ligne où le signal de luminance réapparaît à nouveau.

Le problème consiste donc à extraire le signal de synchronisation seul parmi les signaux de synchronisation ligne, cela par différentiation.

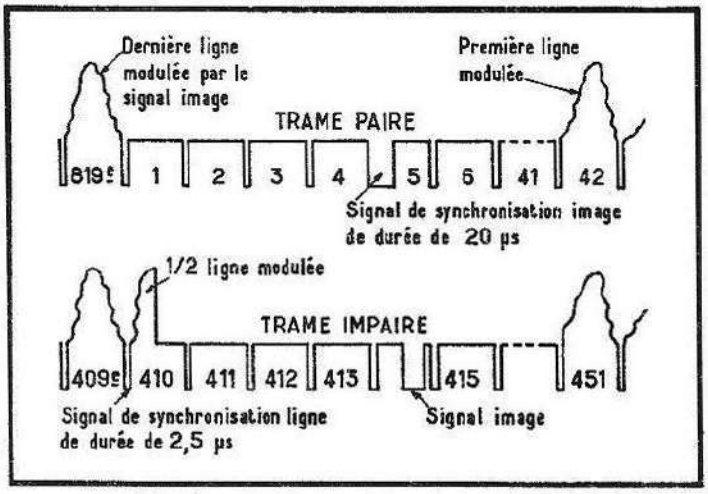


Fig. 154. — Le signal de synchronisation en 819 lignes français.

Examinons la figure 155 qui rerésente en A le signal prélevé sur l'anode de la séparatrice pour la trame paire et la trame impaire, et en B ce même signal après passage dans une cellule de différentiation composée d'un condensateur de 100 pF et d'une résistance de 100 kΩ. La constante de temps de cette cellule étant égale à 10 µs, on peut admettre que, au bout du temps correspondant à la durée d'une impulsion image, 20 µs, le condensateur est pratiquement entièrement déchargé dans la résistance.

Dans ces conditions, lorsque le front arrière d'une impulsion ligne se présente, le condensateur n'a perdu qu'une petite partie de sa charge, et cela se traduit par une remontée, de faible valeur, au-dessus de la ligne de symétrie. Par contre, lorsque le front arrière de l'impulsion image apparaît, le condensateur étant pratiquement déchargé, le front arrière sera situé presque entièrement au-dessus de cette ligne, et il suffit donc d'appliquer ce signal sur la grille d'un tube suffisamment polarisé, pour que tout le signal, hormis les fronts arrières images, soit situé au-delà du cut-off, pour que le courant de ce tube ne soit influencé que par ces mêmes fronts arrières d'impulsion. Cela permet ainsi de recueillir ces seules impulsions sur la résistance de charge du tube.

La figure 156 montre clairement le déroulement du processus de tri.

En résumé, le tri s'opère en deux temps distincts : le premier consistant à transformer la différence de durée des impulsions en différence d'amplitude de leurs fronts arrières, et le second en appliquant ces tensions sur la grille d'un tube suffisamment polarisé pour que son courant anodique ne soit influencé que par les fronts arrières des impulsions de synchronisation image.

Le procédé est donc particulièrement simple ; mais il est toutefois nécessaire, pour obtenir de bons résultats, de prendre un certain nombre de pré-

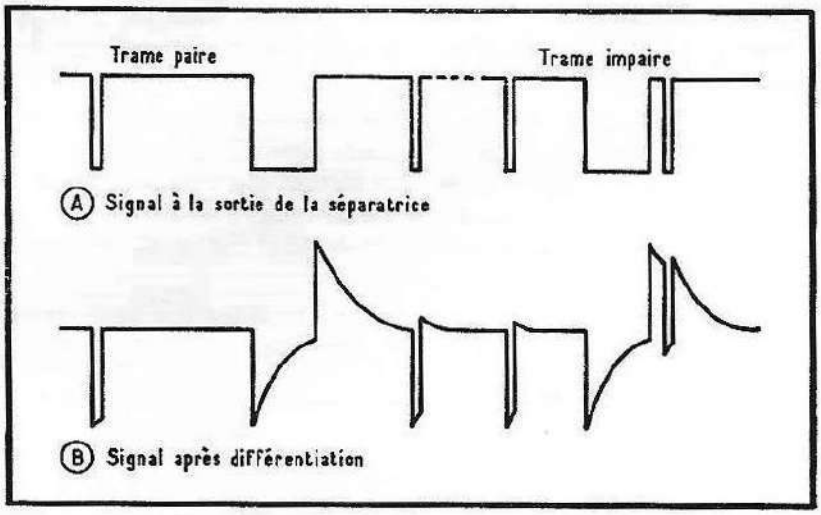


Fig. 155. — Tri des impulsions par différentiation (819 fr). Première étape : déformation des signaux par un circuit différentiateur.

cautions. En premier lieu, le signal à la sortie de la séparatrice ne doit pas être trop intégré, car cela risque de compromettre le tri des impulsions, comme la figure 157 le montre clairement.

En effet, dans la trame impaire, le front arrière de l'impulsion image est suivi, à environ 4,5 μs, du front avant de l'impulsion ligne. Si l'intégration est telle que la tension ne puisse pas repasser par la valeur nulle au milieu de cet intervalle, le processus de différentiation est perturbé, et le front arrière image risque d'être masqué par l'impulsion ligne. Dans le cas d'un signal

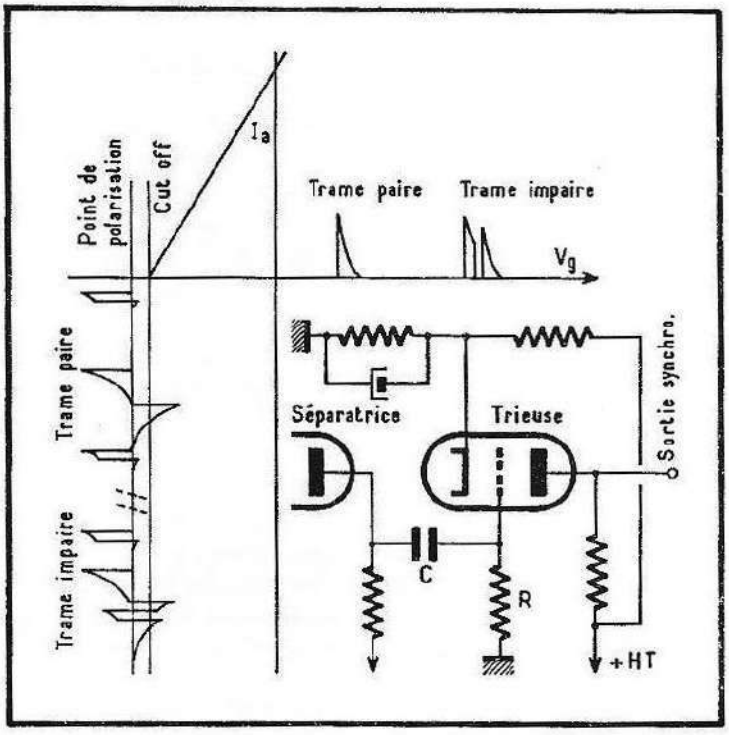


Fig. 156. — Tri par différentiation. Seconde étape : tri par un tube fortement polarisé. Les impulsions provenant de la séparatrice sont appliquées sur la grille du tube trieur, après avoir été différentiées par un circuit RC.

très intégré, le déclenchement ne s'opérera plus sur le front arrière de l'impulsion image, mais sur celui de l'impulsion ligne. Alors, l'entrelacé sera naturellement incorrect, et les lignes seront fortement « pairées ». Il est donc nécessaire de veiller particulièrement sur ce point délicat, la solution consistant dans la plupart des cas à utiliser une résistance de charge de la séparatrice relativement peu élevée, et à ne pas introduire trop de capacité parasite dans le circuit.

Le second point critique est le choix du tube trieur, et celui de sa tension de polarisation. Le tube utilisé dans cette fonction doit posséder un cut-off franc et défini, et l'emploi d'un tube à pente variable est naturellement déconseillé. La polarisation doit permettre l'élimination des remontées des fronts

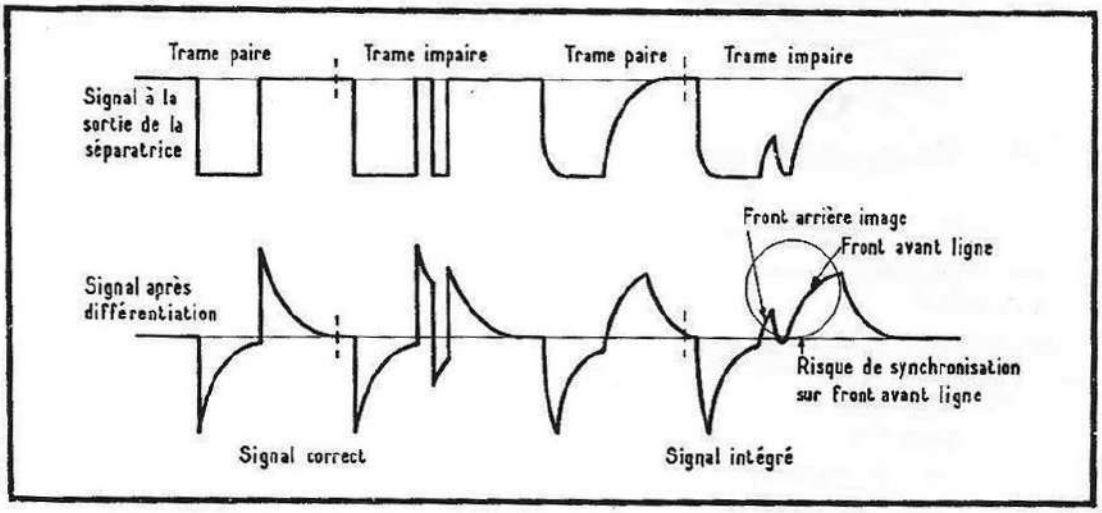


Fig. 157. — Lorsque le signal délivré par la séparatrice est intégré, on risque, dans la trame impaire, d'effectuer la synchronisation sur le front avant de l'impulsion de synchronisation ligne et, dans ce cas, l'entrelacé sera incorrect.

arrières des impulsions lignes dans tous les cas possibles de réception, tout en assurant une synchronisation correcte de la base de temps.

Sous réserve de ces quelques précautions simples, le tri par différentiation est très commode et très sûr, et c'est d'ailleurs le seul possible techniquement dans le cas des standards dont le signal de synchronisation image est simple, tels que le 819 français et le 405 anglais. Il peut être également utilisé dans le cas des deux standards belges dont la modulation est positive.

LA BASE DE TEMPS IMAGE

4 . 26 Composition.

Les différents étages composant la base de temps image concourent à l'obtention d'un positionnement vertical correct du faisceau du tube cathodique du récepteur.

Les mouvements verticaux du faisceau ont été étudiés par ailleurs. Rappelons cependant que ce mouvement se décompose en deux mouvements linéaires, l'un relativement lent puisque sa durée est d'environ 18 ms en Europe, et qui constitue l'aller, et l'autre plus rapide, environ 2 ms, qui constitue le retour du faisceau au départ du balayage. La forme générale du mouvement, une dent de scie, sera obtenue par le passage dans le déflecteur d'un courant de même forme.

Nous avons étudié par ailleurs les conditions d'obtention d'un courant en dent de scie dans une inductance, et nous avons vu que lorsque la constante de temps du circuit, représentée par le rapport L/R, est grande devant la durée désirée, le problème pouvait être traité dans le cadre des générateurs inductifs de dents de scie.

Dans le cas de la déflexion verticale, et étant donné la technologie des déflecteurs, la constante de temps est très petite devant la durée d'un cycle, et pourra être négligée, tout au moins en ce qui concerne l'aller. Dans ces conditions, le problème se ramène à celui de l'obtention d'un courant en dents de scie dans une résistance de la valeur caractéristique du déflecteur, qui est en général de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.

En ce qui concerne le retour, relativement bref, la caractéristique dominante est la valeur d'inductance du déflecteur ; en général, les capacités peuvent être négligées.

La sensibilité d'un déflecteur image se situe généralement autour de 15 mA/cm, cela pour une valeur de T. H. T. de 18 kV. Compte tenu de la marge d'amplitude nécessaire, le courant crête à crête en dents de scie qu'il sera

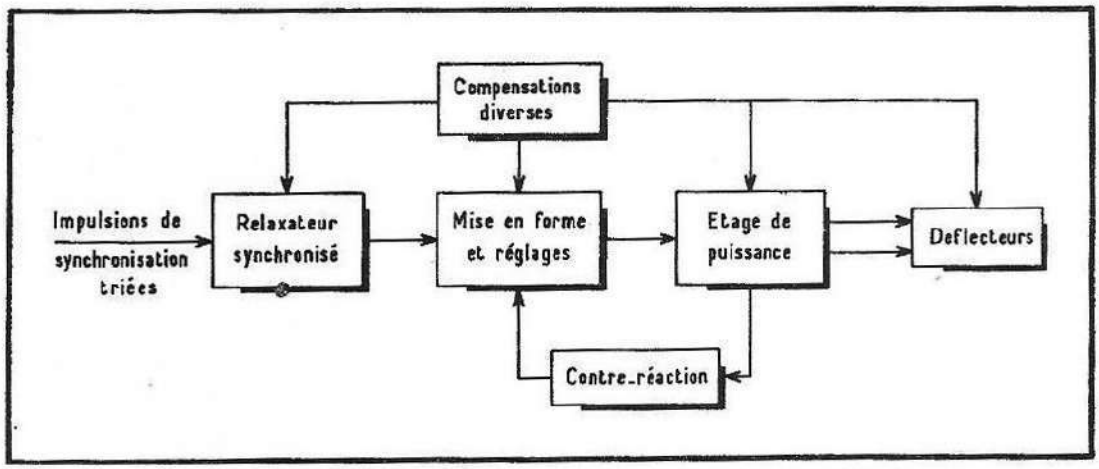


Fig. 158. — Schéma synoptique de la base de temps verticale.

nécessaire de délivrer au déflecteur se situe donc aux environs de 800 mA. Cela représente, pour un déflecteur de 20 Ω, une puissance à fournir dépassant 3 W, qui seront entièrement dissipés sous forme de chaleur.

La constitution de la partie base de temps verticale d'un récepteur classique se composera d'un relaxateur, synchronisé par les impulsions provenant de la trieuse d'impulsions, suivi d'un étage de puissance, lui-même relié au déflecteur images par l'intermédiaire d'un transformateur d'adaptation.

En annexe, nous trouverons des dispositifs de réglage d'amplitude, de linéarité, ainsi que des dispositifs de compensation des variations de tension d'alimentation et de température (fig. 158).

4 . 27 a L'étage de puissance.

L'étage de puissance de la base de temps verticale pose différents problèmes ardus, dont l'étude est particulièrement complexe.

En particulier, le problème du transfert de l'énergie du tube de puissance vers le déflecteur. En effet, le déflecteur ne peut pas constituer la charge directe du tube, et cela pour plusieurs raisons. En premier lieu, il est pratiquement impossible de réaliser des bobinages de déflexion possédant une

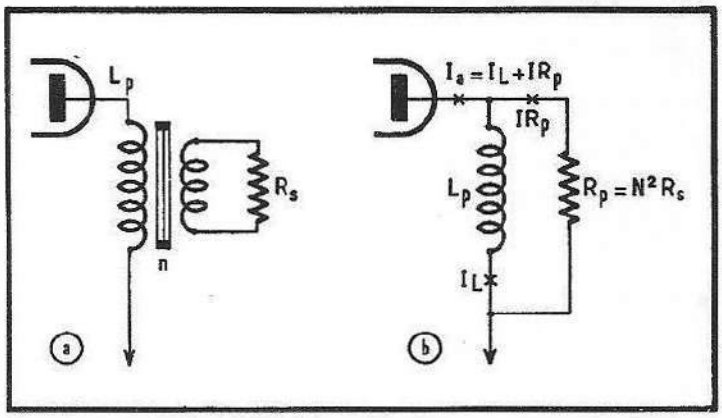


Fig. 159. — On peut considérer que le tube de sortie image est chargé par une inductance L_p sur laquelle se trouve en parallèle une résistance pure R_p dont la valeur est N^2R_s où R représente les résistances additionnées du secondaire du transformateur ainsi que celle du déflecteur.

impédance suffisante pour charger convenablement le tube. En second lieu, même si cela était le cas, le déflecteur serait parcouru directement par le courant du tube, ce qui provoquerait l'inconvénient d'un décadrage extrêmement important, puisque, pour un courant nul, le faisceau est placé au centre de l'écran.

Pour pallier ces inconvénients, on pourrait charger le tube par une inductance, et dériver, à travers un condensateur, la composante alternative du courant vers le déflecteur. Cette solution n'est pratiquement pas possible avec des tubes, mais peut être utilisée avec des transistors. En effet, on retrouve avec cette solution, outre d'autres inconvénients, celui, déjà cité, de la faible impédance que constitue le déflecteur.

Il est donc nécessaire, lorsque l'amplification du balayage vertical est assurée par un tube, d'utiliser un transformateur ou un auto-transformateur d'adaptation.

Evidemment, cette solution ne peut être parfaite, car on démontre que pour que la linéarité soit satisfaisante, la valeur de l'inductance du primaire de ce dernier devrait être supérieure à 1 000 H, valeur bien trop élevée pour que l'on puisse songer à réaliser industriellement et économiquement un transformateur qui posséderait des valeurs avoisinantes.

En effet, considérons le schéma du transformateur qui comporte une inductance L_p constituant son primaire et dont le secondaire est chargé par la

résistance R_S représentant ici l'impédance du déflecteur, impédance que l'on peut assimiler à une résistance pure, ainsi que la résistance de l'enroulement du secondaire (fig. 159).

En négligeant la résistance du primaire, le schéma équivalent peut être représenté par la valeur de l'inductance du primaire, L_p, sur laquelle on place en parallèle une résistance $R_p = N^2 R_S$, qui représente la résistance du secondaire ramenée au primaire.

Le courant du tube amplificateur, I_a, représente donc la somme des courants qui circulent dans R_p et L_p. Le courant circulant dans R_p possède une forme en dents de scie, puisque telle est la forme de courant désirée dans le déflecteur ; on déduit de cette condition le fait que la tension aux bornes de R_p possède cette même forme. Cette tension est également appliquée aux bornes de L_p dans laquelle elle provoque un courant de forme parabolique (fig. 160). Le courant I_a, somme des deux courants, devra donc posséder une composante parabolique et une composante linéaire, ainsi que la tension d'attaque de la grille du tube amplificateur, si sa courbe I_p/V_g est linéaire.

Dans le cas où le rapport L_p/R_p est très grand par rapport à la durée de la période, c'est-à-dire lorsque la valeur de l'inductance du primaire est très élevée — plus grande que 1 000 H — le courant parabolique qui circule dans l'inductance devient si faible qu'il peut être négligé, et la forme du courant I_a du tube amplificateur est alors une dent de scie. Lorsque le rapport L_p/R_p diminue, l'amplitude de ce courant parabolique croît et le courant I_a

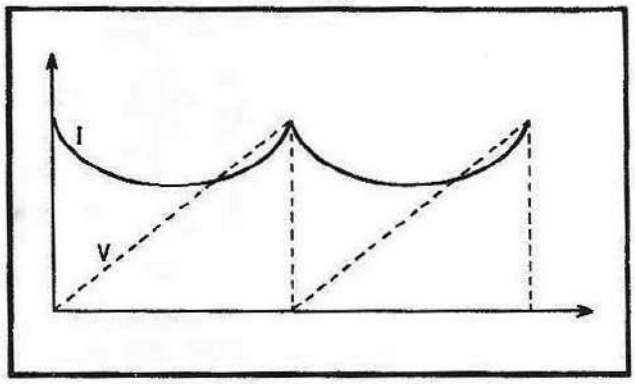


Fig. 160. — Une tension en dents de scie appliquée aux bornes d'une inductance provoque dans cette dernière un courant de forme parabolique.

devra posséder, pour un courant I_R en dent de scie, une composante de plus en plus parabolique. Examinons la figure 161 qui donne, pour des valeurs IL et IR quelconques, la valeur de I_a qui est constamment la somme des deux courants précédents. Nous observons que I_a passe de sa valeur It_0 à sa valeur maximale *It* en passant par une valeur minimale qui se situe à t_1. Au point de vue énergétique, il serait souhaitable que la valeur de I_a minimale soit la plus voisine possible de zéro, ce qui peut s'obtenir, pour une valeur de IR déterminée par une certaine valeur du courant parabolique de l'inductance qui charge l'anode du tube, et qui est fonction de sa valeur.

On démontre qu'il est possible, en effet, d'atteindre ce résultat pour une valeur d'inductance :

$$L_p = 0{,}29\ R_p\ T = 0{,}29\ N^2\ R_S\ T.$$

Dans le cas où l'inductance du primaire du transformateur de liaison possède la valeur indiquée, le courant anodique du tube passe par la valeur nulle, au bout d'un temps $t = 0{,}21$ T.

Dans ces conditions, le courant moyen du tube est minimum, et même beaucoup moins élevé que dans le cas du transformateur idéal, le gain pouvant

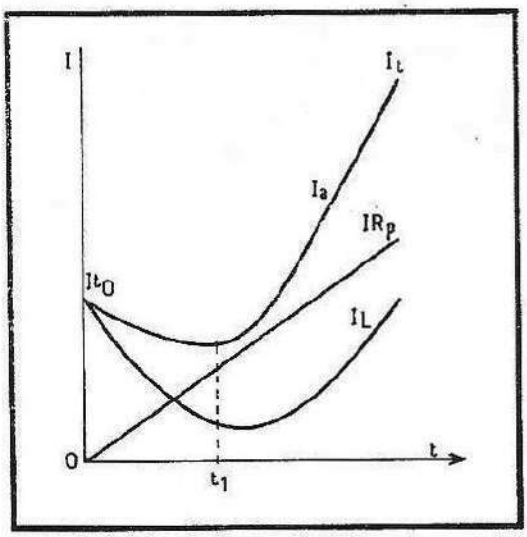


Fig. 161. — Combinaison du courant parabolique IL qui circule dans l'inductance avec le courant linéairement croissant IR_p pour former le courant anodique I_a. A l'instant t_1, $I_a = IL + IR_p$ et le courant I_a passe par une valeur minimale.

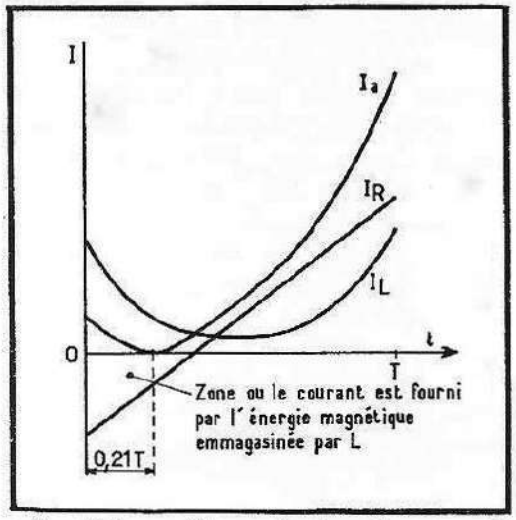


Fig. 162. — Courants dans le cas optimal où $Lp = 0{,}29\ N^2R_sT$. Dans ce cas, le courant anodique du tube de puissance I_a passe par une valeur nulle à $t = 0{,}21$ T.

atteindre plus de 40 %, mais avec un courant crête nettement plus important que par rapport à ce dernier. Ce cas est représenté sur la figure 162.

Il faut noter qu'une certaine partie de la dent de scie I_R se trouve placée en dessous de la ligne de référence nulle. Pendant cette période, le courant I_R est fourni par l'énergie magnétique emmagasinée dans L, contrebalancée par le courant I_a.

Il est d'ailleurs curieux de constater que si le courant I_a entre T_0 et t_1 est inférieur à la valeur correcte, cela se traduira, contrairement à ce que l'on pourrait penser de prime abord, par un détassement du balayage en haut de l'image au lieu d'un tassement.

Lorsque le rapport $L_p/N^2\ R_S\ T$ devient plus petit que 0,29, le courant moyen nécessaire à l'obtention du courant de balayage augmente très vite, et si ce

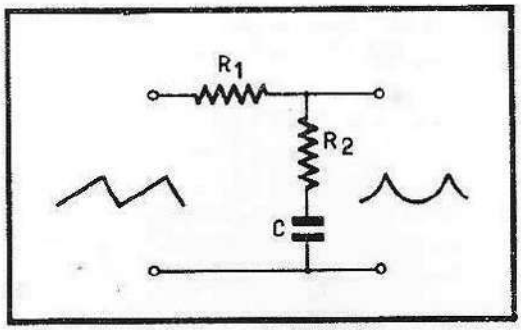


Fig. 163. — Circuit de mise en forme permettant de donner à la dent de scie une composante parabolique.

rapport croît, le courant moyen tend à atteindre sa limite constituée par la valeur $I_{R\ max}/2$. Le courant à croissance linéaire dans R s'obtient donc par une forme spéciale du courant anodique du tube de puissance.

En général, les oscillateurs de relaxation ne permettent pas d'obtenir directement la forme de tension d'attaque de la grille du tube de puissance aboutissant à ce résultat. Un générateur du type « blocking » procurera, par exemple, des tensions en dents de scie dont la forme rappelle plus ou moins une exponentielle avec, donc, une courbure inverse de la composante

parabolique désirée. Il faudra alors insérer, entre le générateur de dents de scie et la grille du tube, des circuits correcteurs de mise en forme, le plus souvent associés à des circuits de contre-réaction. De plus, les tubes spécialement conçus pour la fonction d'amplificateur de puissance de balayage possèdent généralement une courbure de la caractéristique I_p/V_g de forme parabolique, qui facilite grandement l'obtention de la forme de courant désirée.

Les circuits de mise en forme, destinés, en partant de dents de scie fournies par le relaxateur, à donner la composante parabolique nécessaire, procèdent du principe suivant lequel l'intégration d'un signal en dents de scie se traduit par une parabole. Ils comportent donc, dans la forme d'exécution la plus simple, un circuit composé de la manière indiquée sur la figure 163, les rapports existant entre R_1, R_2 et C, déterminant la composante parabolique de la dent de scie. Le problème de la mise au point des différents circuits de l'étage de sortie est assez complexe, car il existe un grand nombre de paramètres entre lesquels il faut choisir.

4 . 27 b Quelques considérations pratiques.

En fait, le problème du balayage image est beaucoup moins simple que ne pouvait le faire penser le bref passage en revue qui précède. En effet, jusqu'à présent nous n'avons fait qu'entrevoir l'un des problèmes qui consiste à donner au transformateur les dimensions optimales qui, associées à une forme de tension d'attaque correcte, permettent d'obtenir un balayage linéaire avec le courant moyen le plus faible possible. En réalité, il n'est jamais possible d'obtenir ce résultat seulement par une mise en forme de la tension de grille par le procédé d'intégration de la dent de scie délivrée par le relaxateur. En effet, ce procédé ne permet généralement pas d'obtenir un temps de retour suffisamment bref ; par ailleurs, il n'évite pas à lui seul les variations dues aux tolérances des différents éléments, et aux variations de leurs caractéristiques en fonction du temps ou des tensions d'alimentation. En pratique, la mise en forme correcte des tensions appliquées sur la grille du tube de puissance est obtenue à la fois par une correction effectuée par des circuits intégrateurs intercalés entre le relaxateur et cette grille, et également par une contre-réaction de tension sélective dont le rapport est variable.

On prévoit aussi, fréquemment, une possibilité d'ajustage du point de fonctionnement sur la caractéristique I_p/V_g du tube. Il est cependant très difficile de donner un mode de calcul qui permettrait de définir avec une certaine précision tous les éléments de correction permettant d'obtenir un balayage linéaire. En général, ces valeurs s'obtiennent expérimentalement mais en définissant à priori les caractéristiques du transformateur de liaison, qui constitue la pièce maîtresse de l'amplificateur, et nous verrons à la fin de ce chapitre quelques exemples pratiques de montages correcteurs.

Quelques mots encore sur le transformateur de liaison qui est parcouru en fin de balayage par un courant assez intense, de l'ordre d'une centaine de milliampères.

Ce courant élevé oblige à certaines précautions concernant la saturation du circuit magnétique. En effet, lorsque l'induction est telle que la zone de saturation est atteinte, la perméabilité du circuit décroît rapidement, et le transfert d'énergie du primaire au secondaire devient très faible. Cela se traduit par une distorsion importante en fin de balayage qui nécessiterait un courant crête encore plus élevé, ce qui aggrave encore le phénomène. Pour éviter cet inconvénient, on peut recourir à plusieurs procédés.

En premier lieu, on peut donner au circuit magnétique des dimensions lui permettant de travailler très loin de la saturation, mais cela aboutit souvent à

réaliser un transformateur dont les dimensions et le prix sont prohibitifs. On peut également pratiquer un entrefer dans le circuit, dont l'effet consiste à diminuer la valeur de l'inductance du primaire, à la rendre donc beaucoup plus constante, et à éviter ainsi l'effet de saturation. Cette solution diminue quelque peu le rendement de l'ensemble par un abaissement du taux de transfert d'énergie, mais constitue une solution convenable.

La dernière solution consiste à réaliser le circuit magnétique avec des tôles « orientées ». Ces tôles, qui subissent un traitement spécial ayant pour but de donner une orientation déterminée du plan de rotation des électrons autour des noyaux des atomes constituant le matériau, permettent de travailler sans saturation à des inductions beaucoup plus élevées qu'avec les tôles classiques, sous condition que le champ magnétique induit soit dirigé dans le sens de l'orientation préalable.

Cela interdit donc l'emploi des circuits classiques découpés suivant les formes E et I, puisque les lignes de force, dans ce genre de circuit, parcourent un trajet dont certaines parties sont perpendiculaires à d'autres. On utilise donc, lorsque le transformateur est réalisé avec de la tôle « orientée », un circuit de forme spéciale, qui est constitué par un ruban de tôle enroulé sur lui-même jusqu'à prendre la forme d'un D majuscule. La barre droite du D est détachée de la partie courbe et les surfaces de jonction sont parfaitement rectifiées afin que l'entrefer soit minimum. Puis on enfile le bobinage, sur la partie droite, et on assemble ensuite le tout.

4 . 28 Régulation en fonction de la température.

Le déflecteur image est constitué par un certain nombre de tours de fil de cuivre sur un circuit magnétique, et il est traversé par un courant assez intense, de l'ordre de 1 A. Ce courant provoque un échauffement des enrou-

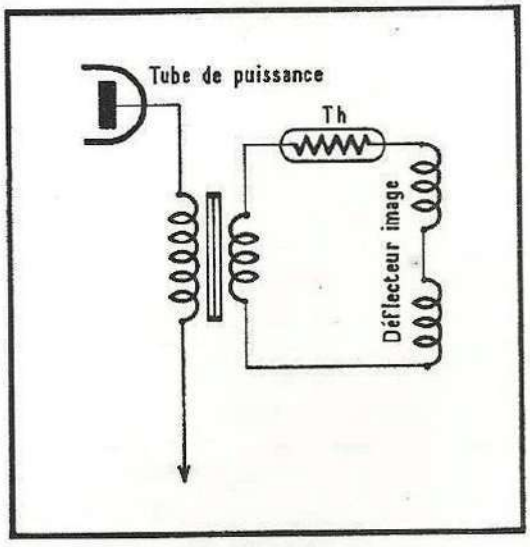


Fig. 164. — Compensation de l'augmentation de la résistance du déflecteur par une thermistance.

lements qui se traduit par une augmentation proportionnelle de la résistance de ceux-ci. Cette variation a pour double effet de diminuer l'amplitude du balayage et de modifier l'adaptation dans le sens défavorable, car nous avons vu que le fonctionnement optimum est obtenu lorsque le rapport entre L_p et R_S, qui est défini par $L_p/N^2 R_S T$, a pour valeur 0,29.

Nous savons également que si ce chiffre augmente, on s'éloigne très lentement du fonctionnement optimum, mais que si ce coefficient diminue on

s'en éloigne très vite, ce qui est le cas si R_S croît. Etant donné qu'il ne saurait être question de refroidir les enroulements du déflecteur, il convient de placer en série avec eux un élément dont la résistance décroît en fonction de l'accroissement de la température, de façon que l'ensemble possède une résistance constante malgré les variations de celle-ci.

Cet élément, affecté d'une variation inverse, est une résistance de construction spéciale, dénommée *thermistance*. Il existe des thermistances, de diverses valeurs, qui ont à des degrés divers la faculté de posséder une valeur décroissante en fonction de la température. On choisit donc le type qui compense exactement la variation de la résistance du déflecteur, et même légèrement plus, car, toutes les tolérances s'ajoutant, il est préférable que dans les cas extrêmes l'amplitude du balayage augmente plutôt qu'elle ne diminue (fig. 164). Le rendement de l'ensemble décroît par l'introduction de la thermistance, puisqu'une partie de l'énergie fournie est dissipée dans celle-ci, mais ce mal nécessaire permet de remédier aux défauts introduits par la variation de résistance du déflecteur.

4 . 29 Régulation de l'amplitude en fonction des variations de la tension d'alimentation.

Les variations de la tension du secteur provoquent des variations des diverses tensions d'alimentation, ce qui entraîne, dans les divers montages qui concourent à l'obtention du balayage vertical, des modifications de fonctionnement se traduisant par des changements visibles de l'image apparaissant sur l'écran du récepteur, tant au point de vue dimensionnel qu'au point de vue linéarité.

On peut classer les diverses variations en deux catégories : celles qui affectent la tension de sortie du relaxateur, et celles qui modifient le fonctionnement de l'étage de puissance.

En ce qui concerne la première catégorie de fluctuations, celles qui ont trait à la variation de la tension de sortie du relaxateur en fonction des variations de la tension d'alimentation, on peut y remédier de deux manières : soit en adoptant un montage insensible aux variations de la tension, soit, connaissant cette variation, la compenser de telle sorte que la tension appliquée sur la grille du tube de puissance soit constante.

On trouve relativement peu de montages insensibles aux variations de la tension d'alimentation, tout au moins avec des caractéristiques de prix de revient intéressantes au point de vue industriel, car si l'on excepte ce point de vue le problème devient relativement simple.

En fait, on peut donner comme exemple la réalisation d'un relaxateur du type « blocking » représenté sur la figure 165. On peut remarquer que celui-ci ne diffère du montage classique que par le fait que la cathode du tube relaxateur est reliée, non pas à la masse, mais à la haute tension générale, l'alimentation anodique étant assurée par une tension provenant de la base de temps horizontale, qui est l'addition de la tension d'alimentation et de la tension récupérée au moment du retour, tension se situant généralement autour de 800 V. Lorsque la tension du réseau se modifie, la haute tension et la tension récupérée variant dans le même sens, et le tube relaxateur étant alimenté par la différence existant entre ces deux tensions, on peut affirmer que la valeur de cette différence est beaucoup plus constante que les deux autres. De plus, lorsque, et c'est souvent le cas, l'étage de puissance de balayage horizontal est lui-même muni d'un dispositif de régulation, la tension récupérée devient beaucoup plus constante que la haute tension d'alimentation et il peut

en résulter, si on le désire, une surcompensation qui se traduirait par le fait que la tension délivrée par le relaxateur décroîtrait si la tension réseau croissait, par exemple.

L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la cathode du relaxateur est portée à un potentiel élevé par rapport à celui du filament, ce qui comporte un certain danger.

On peut également obtenir d'excellents résultats en alimentant le relaxateur, en partant de la tension récupérée, par un pont composé par une résistance classique en série, et par une résistance variable avec la tension en parallèle. De cette manière, le potentiel, au point de jonction des deux résistances, est beaucoup plus constant que ne l'est la tension d'alimentation.

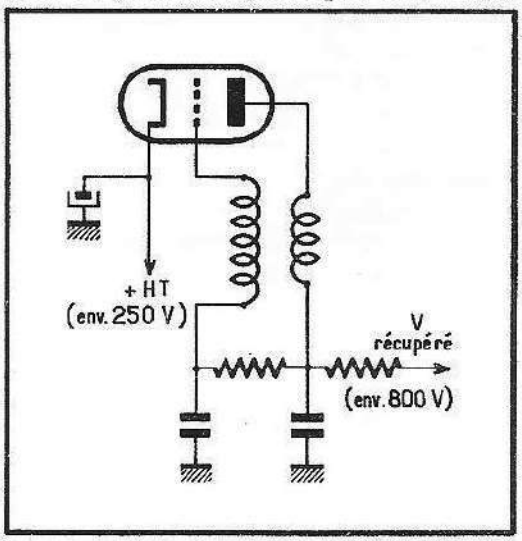


Fig. 165. — Relaxateur blocking à amplitude de sortie indépendante des variations du secteur.

4 . 30 Elimination des oscillations parasites.

Les deux bobinages composant le déflecteur image étant placés sur le même circuit magnétique que les deux bobinages de déflexion horizontale, le couplage entre les deux déflexions est théoriquement nul puisque les champs résultants sont perpendiculaires entre eux. Néanmoins, et malgré toutes les précautions prises, dont notamment un ajustage de perpendicularité en fin de fabrication du déflecteur, il subsiste toujours un certain couplage résiduel.

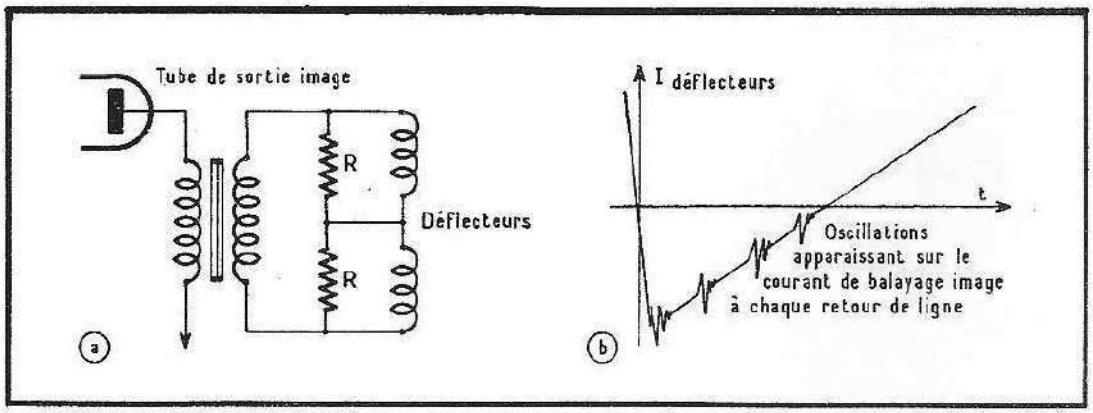


Fig. 166. — Elimination des oscillations parasites dues au couplage au déflecteur lignes, au moyen d'un amortissement effectué par deux résistances en parallèle sur les enroulements du déflecteur.

Ce couplage résiduel se traduit, à chaque retour de balayage horizontal, par une tension induite dans le déflecteur image. Cette tension produit un choc électrique qui excite le circuit formé par l'inductance des bobines images et leurs capacités réparties. Un courant oscillant prend naissance, se superpose au courant à croissance linéaire normale, et disparaît progressivement au bout d'un certain nombre de périodes qui est fonction du coefficient d'amortissement du déflecteur.

Ce courant oscillant se traduit visuellement par le fait que l'exploration de chaque début de ligne est affectée d'un mouvement sinusoïdal vertical dont l'amplitude décroît progressivement. Ces ondulations, parfois très visibles, peuvent être supprimées par l'adjonction d'une résistance d'amortissement en parallèle sur chaque demi-enroulement de déflexion image (fig. 166).

La valeur de cette résistance est choisie de façon à amener l'ensemble à l'amortissement critique, ce qui s'obtient généralement avec des valeurs situées autour de 1000 Ω.

Il faut noter que cette valeur de résistance est suffisamment grande pour que le fonctionnement ne soit pratiquement pas modifié.

4 . 31 Protection contre les surtensions de retours.

Au moment du retour du balayage vertical, une forte surtension apparaît aux bornes du primaire du transformateur de sortie image. En effet, si la valeur de l'inductance du primaire est de 20 H, le courant de 100 mA, et le temps de retour de 1,5 ms, la tension développée aux bornes du primaire sera : $V = L\,\Delta I/\Delta t = 1330$ V.

Cette tension, qui apparaît sous la forme d'une impulsion positive par rapport à la masse sur l'anode du tube amplificateur de puissance, introduit deux inconvénients. En premier lieu, le tube de puissance est amené à dissiper de fortes puissances de crête ; en effet, au moment où la tension de l'anode du tube devient très positive le courant n'est pas nul et le produit de la tension par le courant pendant cette période est relativement élevé. En second lieu, cette surtension répétée risque d'endommager à la longue le transformateur de sortie. Ces deux inconvénients sont éliminés par l'adjonction, aux bornes du primaire, d'une résistance variable avec la tension (fig. 167). Cette résistance qui possède une valeur très élevée (de l'ordre de plusieurs cen-

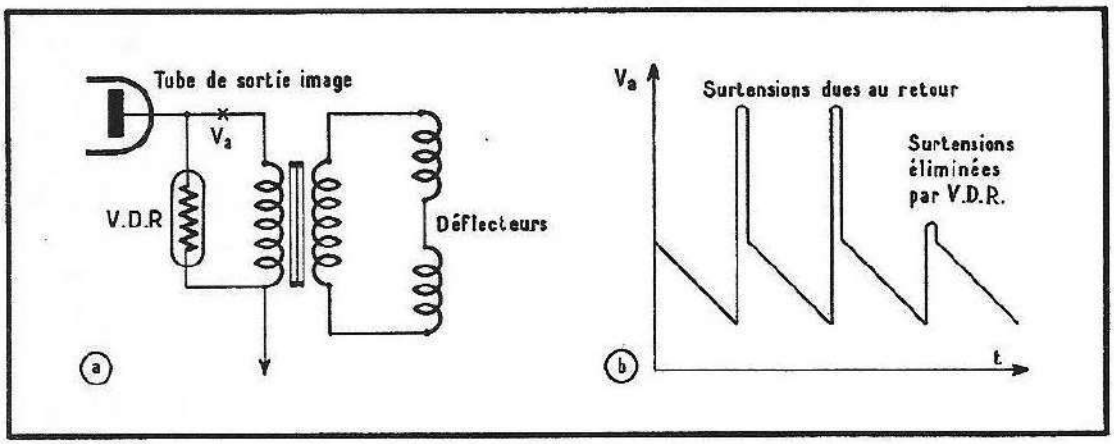


Fig. 167. — Diminution des pointes de surtension qui apparaissent sur l'anode du tube de sortie image par l'adjonction d'une résistance V. D. R. aux bornes du primaire du transformateur.

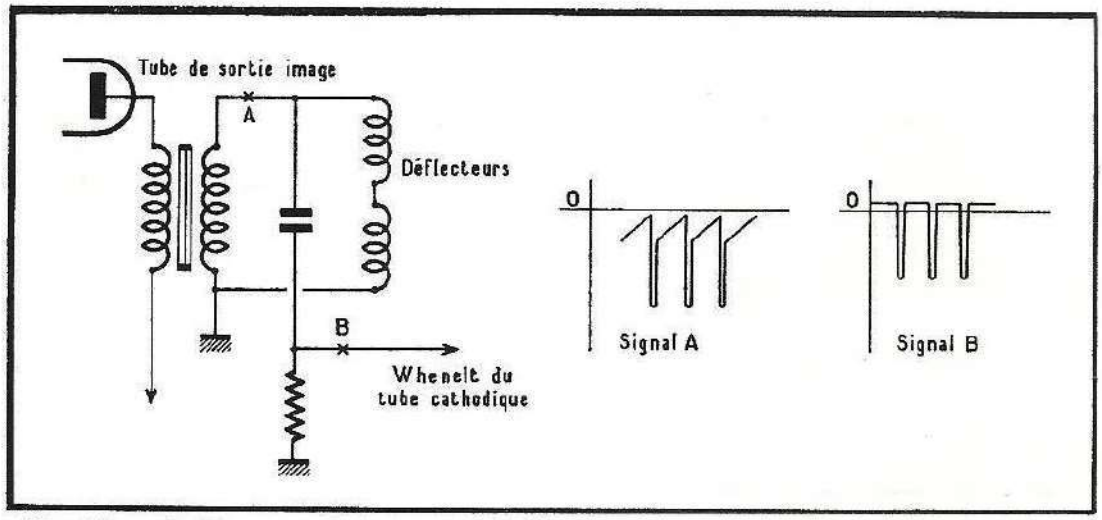


Fig. 168. — Prélèvement de la tension d'effacement sur le secondaire du transformateur de sortie image. La composante en dents de scie de l'aller est éliminée par un circuit différentiateur.

taines de milliers d'ohms), pour des tensions très faibles, décroît rapidement lorsque la tension s'élève.

De ce fait, son influence est pratiquement inexistante pendant l'aller, mais au moment du retour, et lorsque le potentiel anode s'élève, la valeur de la résistance décroît et absorbe la surtension due au retour.

4 . 32 Effacement de la trace du retour image.

A la fin d'une image, le faisceau retourne à son point de départ et, pendant tout ce temps, aucune information d'image n'est transmise par l'émetteur. Le niveau de l'émission correspond, durant ces instants, hormis ceux durant lesquels une impulsion de synchronisation ligne est transmise, au niveau du noir maximum. De ce fait, la trace du faisceau pendant le retour doit être absolument invisible si le récepteur est bien réglé, c'est-à-dire si l'usager place son réglage de luminosité à sa valeur correcte. Si cette valeur est dépassée, les traces du faisceau pendant le retour seront visibles et produiront une série de lignes inclinées. Ce phénomène aurait pu être utilisé justement pour indiquer à l'usager le point de réglage correct de son bouton « lumière », en fonction du réglage de contraste choisi, réglage dont l'expérience prouve qu'il est assez difficile à réaliser pour un profane sans une indication de ce genre. Il semble pourtant que ce repère facile n'ait pas retenu l'attention des constructeurs, et les traces de retour furent considérées peu à peu comme un défaut qu'il fallait éliminer à tout prix, ce qui est maintenant le cas dans pratiquement tous les récepteurs.

Le problème de la suppression de la trace de retour image est résolu en appliquant, pendant toute la durée du retour du faisceau, une impulsion en lancée négative sur le wehnelt du tube cathodique.

Comme cette impulsion n'existe généralement pas, en tout cas avec toutes les caractéristiques choisies, à un point donné des circuits de la base de temps verticale, il faut utiliser une impulsion de caractéristique approchante, et la mettre en forme pour obtenir le résultat désiré. On trouve des impulsions de forme approchante aux bornes du déflecteur image, sous condition de relier à la masse un des côtés de ce dernier (fig. 168). En effet, la

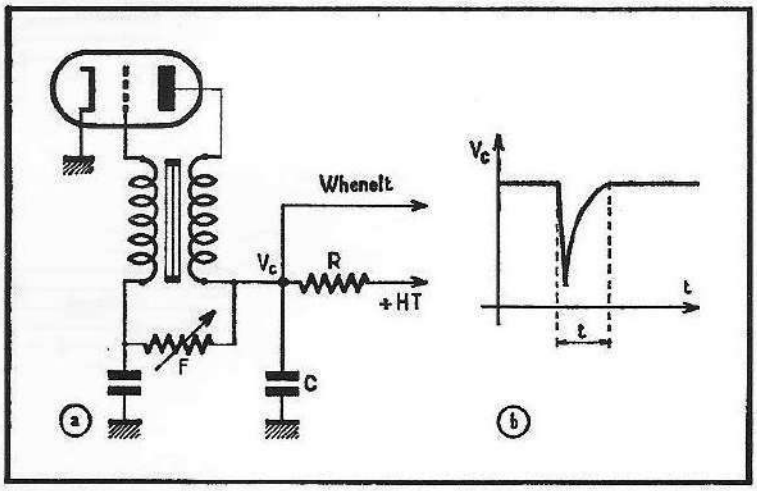


Fig. 169. — Tension d'effacement de la trace de retour image prélevée sur le circuit d'anode d'un relaxateur « blocking ». La durée t de la tension d'effacement ainsi que son amplitude sont fonction des valeurs de R et de C.

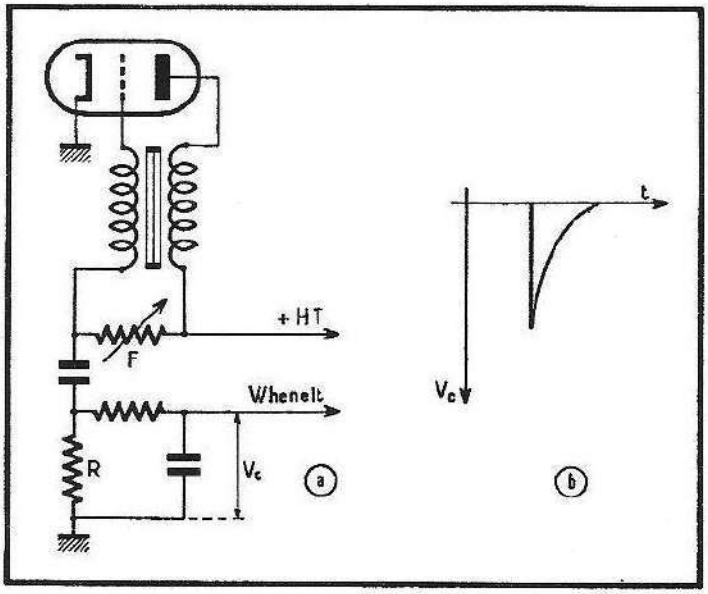


Fig. 170. — Tension d'effacement prélevée en série avec le condensateur de constante de temps de grille d'un relaxateur blocking.

surtension qui apparaît pendant le retour peut produire une impulsion positive ou négative, suivant que l'une ou l'autre des bornes est reliée à la masse. Cette méthode est assez souvent employée bien qu'il soit assez difficile d'obtenir une impulsion négative qui représente le retour sans obtenir également des tensions parasites pendant l'aller, ce qui se traduit par une teinte non uniforme de l'image. Ce procédé élimine ou rend très difficile la possibilité d'effectuer un pré-cadrage électrique de l'image, question que nous verrons ultérieurement.

On peut utiliser, pour effectuer l'effacement, des tensions prélevées sur les circuits du relaxateur. Par exemple, dans le cas de l'oscillateur « blocking », nous avons vu que le tube relaxateur ne conduit que pendant un court instant. Cela peut être mis à profit en déchargeant à ce moment par le courant intense du tube un condensateur de valeur convenable qui se rechargera ensuite à la valeur de la haute tension, à travers la résistance d'alimentation (fig. 169). L'impulsion négative, dont la forme et l'amplitude dépendent des éléments choisis, sera appliquée au wehnelt.

On peut utiliser également le courant important qui traverse le condensateur situé sur la grille du relaxateur dans la phase de conduction grille-cathode. Ce courant, traversant une résistance, créera une impulsion négative qui sera mise en forme par un condensateur de valeur appropriée (fig. 170).

4 . 33 Cadrage vertical de l'image.

Il est souvent nécessaire de procéder à un pré-cadrage vertical de l'image. En effet, il existe quelquefois un décadrage systématique qui provient des éléments et des circuits employés. De plus, les aimants de cadrage sont situés en arrière du déflecteur, donc très loin de la zone d'épanouissement que forme le raccordement du canon sur le bulbe du tube cathodique. De ce fait, le cadrage par ces éléments ne peut avoir d'action importante car cette action est limitée par le risque de « cognage », c'est-à-dire le risque d'interception du faisceau d'électrons du tube par la zone de raccordement en question. Lorsque c'est le cas, on provoque un pré-cadrage qui recentre l'image de façon que l'action des éléments de cadrage ne soit que peu nécessaire. Ce pré-cadrage s'obtient en insérant, en série dans le circuit formé par le secondaire du transformateur et les bobinages du déflecteur, une résistance de faible valeur, 2 à 5 Ω, qui ne provoquera pas de perturbations sensibles au point de vue énergétique, et dans laquelle on fera circuler la totalité du courant continu de haute tension consommé par le récepteur, c'est-à-dire un courant qui se situe entre 300 et 350 mA. Ce courant total se divisera suivant le rapport des valeurs de la résistance de cadrage et de la somme de la résistance du secondaire et du déflecteur.

Le courant qui traverse ces derniers sera, pour des valeurs usuelles, approximativement le dixième du courant total, c'est-à-dire environ 30 mA, qui, passant dans le déflecteur, amèneront ce dernier à créer un champ magnétique proportionnel et permanent de déflexion auquel se superposera le champ variable nécessaire aux mouvements verticaux du faisceau (fig. 171).

Description d'un schéma de base de temps verticale classique (fig. 171 *b*).

Ce schéma représente une base de temps image classique dont la fonction de relaxation et de sortie est assurée par un tube double ECL 85. La partie triode de ce tube est montée en relaxateur du type blocking. La fréquence de relaxation est ajustée à l'aide du potentiomètre de 500 kΩ (F-I). L'anode

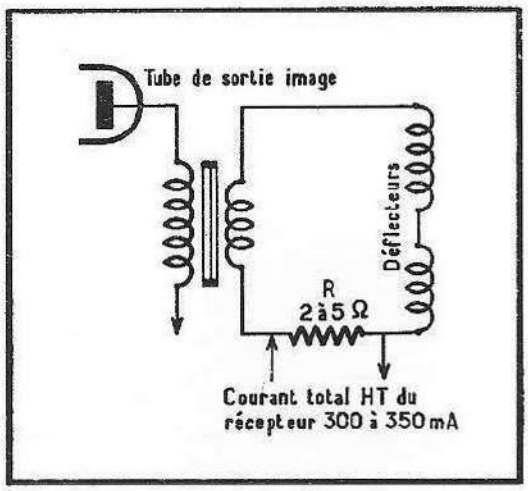


Fig. 171. — Pré-cadrage électrique vertical effectué par le courant total du récepteur traversant une résistance en série avec les déflecteurs image.

est alimentée par une tension de 250 V à travers une résistance de 3,3 kΩ qui limite le courant pendant la période de conduction. Le condensateur de 0,1 μF, placé après cette résistance, se charge pendant les périodes de blocage et se décharge rapidement pendant la conduction. La tension qui apparaît aux bornes de ce condensateur permet, après une mise en forme ultérieure, d'effectuer l'effacement de la trace de retour image.

Les tensions en dents de scie sont prélevées aux bornes du condensateur de constante de temps de 47 nF situé à la base de l'enroulement de grille du transformateur de blocking.

Cette tension en dents de scie est appliquée, à travers un condensateur de 0,1 µF et une cellule composée d'un résistance C. T. N. et d'une résistance en parallèle sur le potentiomètre de réglage de hauteur image de 1 MΩ. La diminution de la valeur ohmique de la résistance C. T. N. en fonction de l'échauffement provoque l'augmentation de la tension transmise au potentiomètre, réalisant ainsi une stabilisation de l'amplitude verticale en fonction de la température.

Le signal en dents de scie est appliqué ensuite, à travers une résistance de 330 kΩ, à la grille de la partie pentode de l'ECL 85, dont la fonction est d'amplifier ce signal en puissance, de façon à alimenter les bobines de déflexion qui sont connectées au secondaire du transformateur de sortie.

L'ajustage de la linéarité correcte s'obtient par le dosage, en amplitude et en forme, d'une tension de contre-réaction provenant de l'anode du tube

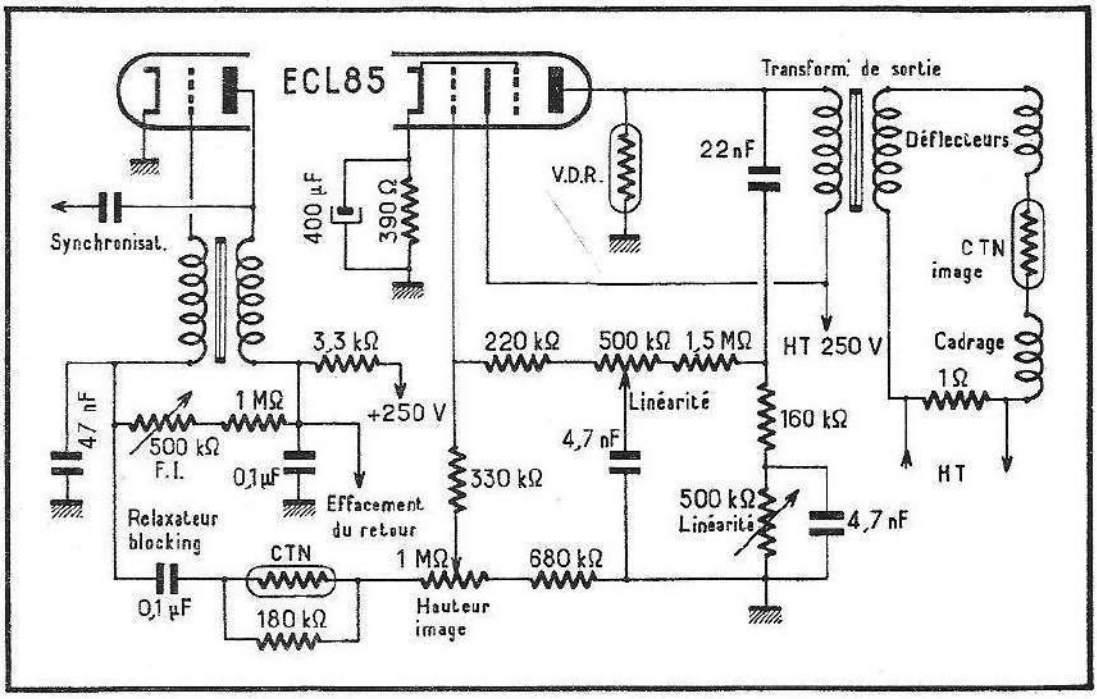


Fig. 171 *b*. — Schéma pratique d'une base de temps verticale classique.

de puissance, qui est transmise à la grille du tube. Une résistance V. D. R. est connectée entre l'anode du tube et la masse, de façon à amoindrir l'amplitude des impulsions dues au retour. Une résistance C. T. N. est insérée en série entre les deux points milieu des déflecteurs image de façon à compenser les variations d'amplitude dues à l'échauffement du fil constituant les bobines de déflexion. Une résistance de 1 Ω, dans laquelle circule tout le courant haute tension du récepteur, est également insérée dans le circuit du secondaire du transformateur de façon à effectuer un pré-cadrage de l'image.

LA BASE DE TEMPS HORIZONTALE

4 . 34 Généralités.

Le rôle de la base de temps horizontale consiste à imprimer au faisceau d'électrons du tube cathodique les mouvements horizontaux d'exploration qui permettront la restitution cohérente de l'image transmise par l'émetteur.

Comme dans le cas de la déflexion verticale, le mouvement horizontal se compose d'un mouvement lent d'exploration, de gauche à droite pour le spectateur, et d'un mouvement rapide (20 % de la durée totale d'un cycle) : le retour du faisceau à gauche.

La différence fondamentale avec le balayage vertical consiste dans la différence énorme de la durée respective des cycles : 20 millisecondes pour le balayage vertical et 48 microsecondes, en 819 lignes, pour le balayage horizontal, soit un rapport d'environ 1 à 400. Cette différence rend très particulier le problème de la déflexion horizontale que rien ne vient apparenter, hormis le but final, à la base de temps verticale.

Le déflecteur horizontal possède une construction et des valeurs voisines de celles du déflecteur vertical, cela vu en grossière approximation, car les deux cas, comme nous l'avons dit, sont très différents.

Nous avons vu que, dans le cas de la déflexion verticale, nous pouvons assimiler le problème à celui consistant à obtenir un courant en dents de scie dans une résistance. Cela n'est absolument pas le cas de la déflexion horizontale, car, du fait de la durée plus courte des phénomènes, le paramètre le plus important devient la valeur de l'inductance pendant l'aller, et la capacité parasite du circuit pendant le retour.

Par ailleurs, toujours en raison de la rapidité accrue des phénomènes mis en jeu, à énergie égale, les surtensions qui apparaissent au moment du retour sont notablement plus élevées et poseront des problèmes très particuliers.

Un autre aspect du problème, celui de la synchronisation, diffère également grandement de celui de la synchronisation verticale. Cette fois-ci, la synchronisation doit être, en effet, beaucoup plus précise ; une même erreur temporaire de cette synchronisation de mouvement entre l'émission et la réception sera infiniment plus nuisible pour le balayage horizontal que pour le balayage vertical. Cela impose des procédés d'obtention du synchronisme par des moyens nettement différents et que caractérisent la recherche d'une précision accrue.

La durée relativement faible du cycle par rapport aux paramètres L et R des bobinages de déflexion permet le fonctionnement suivant le principe des générateurs inductifs de dents de scie, générateurs dont nous avons déjà étudié le principe par ailleurs.

Dans ce mode de fonctionnement, le tube de puissance est utilisé en tant

qu'interrupteur, et non en tant qu'amplificateur de puissance. A cet effet, on emploie des tubes qui permettent un courant élevé pour la plus faible tension d'anode possible.

En raison du fait qu'au moment de l'interruption du courant anodique une forte surtension positive apparaît sur l'anode de ce tube (6 à 8 kV), cette dernière devra posséder un isolement très élevé par rapport aux autres électrodes, et cela s'obtient en sortant la connexion d'anode directement sur le sommet de l'ampoule. Toujours en raison de l'apparition de grandes surtensions au moment de la coupure du courant, les bobinages de déflexion devront posséder un grand isolement entre couches, ce qui interdit la possibilité d'obtenir de grandes valeurs d'inductance avec un encombrement raisonnable. Le déflecteur nécessite donc, pour dévier entièrement le faisceau, un courant très élevé, ce qui oblige, le courant du tube étant limité, à l'emploi d'un transformateur ou d'un autotransformateur, en tant qu'organe intermédiaire, entre le tube interrupteur et le déflecteur. Ce transformateur comporte également un enroulement élévateur qui permet d'obtenir, par redressement à l'aide d'une diode spéciale, la très haute tension (T. H. T.) nécessaire au fonctionnement du tube cathodique, tension qui se situe autour de 18 kV.

Le transformateur de liaison forme donc un ensemble qui porte couramment le nom de transformateur T. H. T., bien que cette dernière ne soit qu'une des fonctions qu'il assure. Ce transformateur est l'un des éléments particulièrement délicats du récepteur, et sa réalisation n'a pas fini de semer la désolation parmi les techniciens chargés de sa conception.

Le rapport de transformation du transformateur T. H. T. est déterminé, d'une part, par le courant du secondaire qui permet d'obtenir, dans le déflecteur, le champ déviateur nécessaire et, d'autre part, par le courant maximum admissible dans le tube interrupteur.

En fin de balayage, le courant qui traversera le primaire et le tube sera donc voisin de ce courant maximum admissible. Or nous savons que le courant qui circule dans une inductance est proportionnel à la tension appliquée à ses bornes et au temps pendant lequel cette tension est appliquée. La valeur de l'inductance du primaire étant bien définie, ainsi que le temps d'application, la valeur de l'intensité du primaire ne sera déterminée, en fin de balayage que par la valeur de la tension d'alimentation. Pour que celle-ci soit suffisante, la tension nécessaire se situe entre 800 et 1 000 V, valeur bien supérieure à celle de la haute tension d'alimentation habituelle du récepteur qui oscille autour de 250 V.

Il est donc nécessaire de recourir, chaque fois que l'interrupteur est constitué par un tube électronique, au procédé de récupération en série qui permet d'appliquer aux bornes du primaire la somme des valeurs de cette tension récupérée et de la haute tension d'alimentation.

La base de temps horizontale se composera donc, en première approximation, d'un transformateur de liaison dont le secondaire est relié aux déflecteurs, et le primaire périodiquement connecté à la source de tension du récepteur par l'intermédiaire du tube interrupteur, ce dernier étant commandé par des tensions, appliquées sur sa grille, provenant du relaxateur lignes.

Cet ensemble comporte également la diode de récupération d'énergie et la diode chargée du redressement de la T. H. T.

Le relaxateur sera, soit synchronisé directement par les impulsions de lignes fournies par l'étage séparateur, soit, le plus souvent, asservi en fréquence et en phase par rapport à l'émetteur, à l'aide d'un montage qui, comparant la phase des impulsions de l'émission avec celle du relaxateur, en déduit une tension de correction.

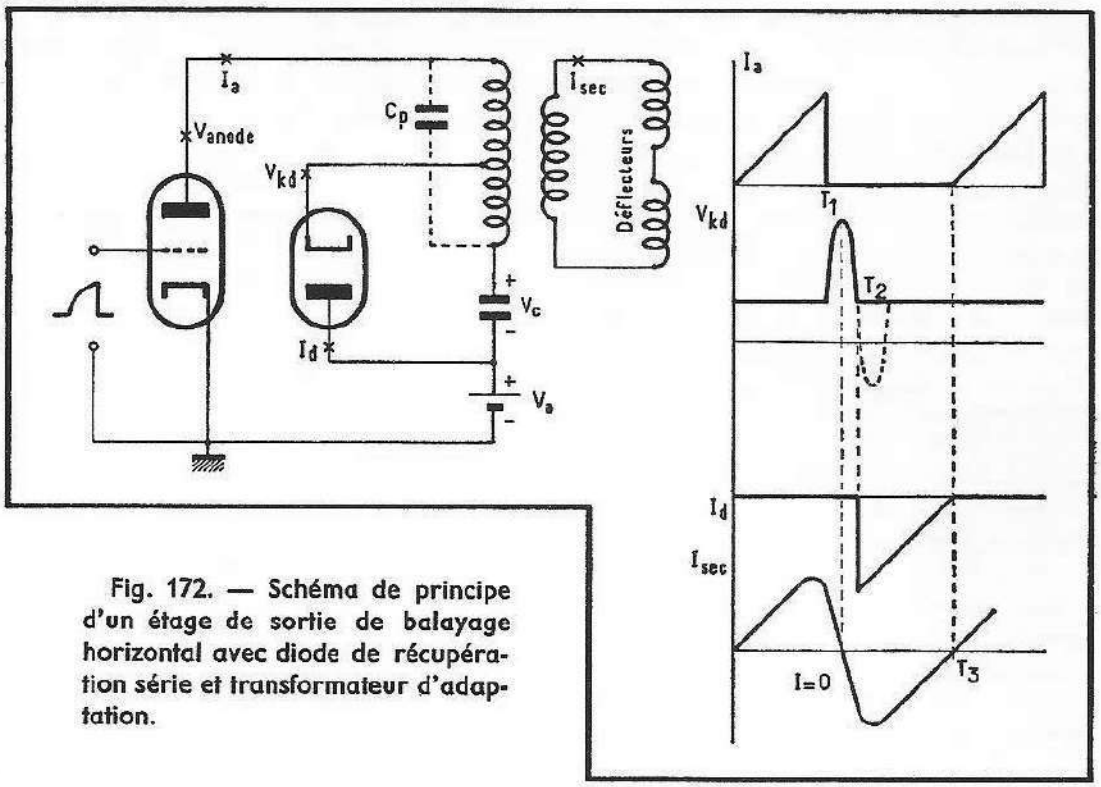


Fig. 172. — Schéma de principe d'un étage de sortie de balayage horizontal avec diode de récupération série et transformateur d'adaptation.

La base de temps horizontale comporte enfin, comme la base de temps verticale, un certain nombre de dispositifs de régulation en fonction des variations du secteur, et des dispositifs d'effacement de la trace du retour.

4 . 35 L'étage de sortie.

La forme de réalisation la plus simple d'un étage de sortie de balayage horizontal est représentée sur la figure 172. Nous y voyons un transformateur dont le primaire est connecté, d'une part, à une source de tension constituée par la somme des potentiels de V_C (que nous supposerons chargé au départ) et de V_A, tension d'alimentation, et, d'autre part, à l'anode du tube interrupteur qu'une tension appliquée sur sa grille rend périodiquement conducteur. Le primaire comporte une prise située de façon que le potentiel de la cathode de la diode de récupération, V_kd, soit très légèrement supérieur à la tension de son anode, portée au potentiel V_A lorsque le tube est conducteur. Le secondaire du transformateur est connecté aux enroulements de déflexion.

Supposons qu'à l'instant t_o nous rendions, par une tension grille appropriée, le tube conducteur. A cet instant, l'inductance L_p du primaire est soumise à une tension dont la valeur est : $VL_p = V_C + V_A - V_{anode}$.

Un courant commence à circuler dans L_p et ce courant croît linéairement car nous supposons que la constante de temps du circuit est grande par rapport à la durée d'un cycle. Il faut noter que, le potentiel de sa cathode étant plus élevé que celui de son anode, aucun courant ne circulera dans la diode de récupération.

A l'instant t_1, interrompons le courant anodique du tube et supposons que cet arrêt soit instantané. A ce moment, l'inductance a emmagasiné une cer-

taine énergie sous forme de champ magnétique, énergie qui peut se traduire par une série d'oscillations libres avec transfert d'énergie périodique entre l'inductance et la capacité parasite du circuit, la durée d'un cycle étant proportionnelle à la valeur numérique de ces deux paramètres.

A l'instant t_1, le courant possédait une valeur maximale I_{max}, et la tension aux bornes du circuit était minimale. Après un quart de période, le courant devient nul et la tension devient maximale, d'où l'apparition d'une forte tension positive sur l'anode du tube. Après une demi-période, le courant repasse par sa valeur maximale, mais en sens inverse cette fois-ci, et la tension devient nulle. A cet instant t_2, le courant est donc $-I_{max}$ (nous supposons pour l'instant que les pertes sont négligeables et que $-I_{max}$ vaut numériquement I_{max}) et le potentiel nul. Le courant devrait maintenant décroître à nouveau alors que le potentiel devrait s'élever, mais en polarité inverse, et passer par la valeur $-V_{max}$. Mais, dès que le potentiel aux bornes du circuit tend à devenir négatif, la tension de la cathode de la diode, V_kd, devient inférieure à celle de son anode et le tube de récupération devient donc conducteur. Nous avons vu que le courant dans une inductance ne croît que graduellement lorsque nous appliquons une tension à ses bornes, il en est exactement de même pour la décroissance. A l'instant t_2 nous avons une inductance dans laquelle circule un courant $-I_{max}$, et qui est connectée, par l'intermédiaire d'une diode, à un condensateur. Si nous négligeons pour l'instant la résistance interne de la diode, et si le condensateur est suffisamment grand pour que son impédance soit considérée comme nulle, le courant dans l'inductance passera graduellement de la valeur $-I_{max}$ à la valeur nulle ; cela de la même façon qu'il était passé de la valeur nulle à la valeur IL_{max} pendant la première partie du cycle. A l'instant t_3, le courant est à nouveau nul, et si le tube est rendu conducteur, un nouveau cycle commencera.

Nous avons raisonné jusqu'à présent en admettant que le condensateur C est chargé dès le départ du premier cycle, ce qui n'est naturellement pas le cas. En réalité, au début du fonctionnement, le potentiel aux bornes de C est nul et, dans ce cas, la tension de la cathode de la diode, V_kd, est nulle également. La diode est donc conductrice pendant l'aller du premier cycle, puis, au moment du retour et de la récupération d'énergie, le condensateur est chargé, ce qui nous replace dans les conditions décrites.

En résumé, le fonctionnement du système peut se diviser en trois phases :

— *Phase* 1.

Le tube est rendu conducteur et un courant commence à circuler dans l'inductance du primaire, courant croissant graduellement qui provoque un courant dans le secondaire et dans le déflecteur. Le faisceau du tube, dont le point d'impact était situé au centre de l'écran, commence à se déplacer vers la droite. A la fin de cette phase, le courant IL a atteint sa valeur maximale et le faisceau du tube est situé complètement à droite de l'écran.

— *Phase* 2.

La deuxième phase débute lorsque le courant anodique du tube est brusquement interrompu : le système fonctionne alors de façon libre pendant une demi-période propre de L et de C. Pendant cette demi-période, le courant passe de I_{max} à $-I_{max}$, et la tension de sa valeur minimale à cette même valeur, en passant par une valeur de crête qui se traduit par une surtension positive importante appliquée sur l'anode du tube. Le faisceau du tube revient rapidement à la limite gauche de l'écran.

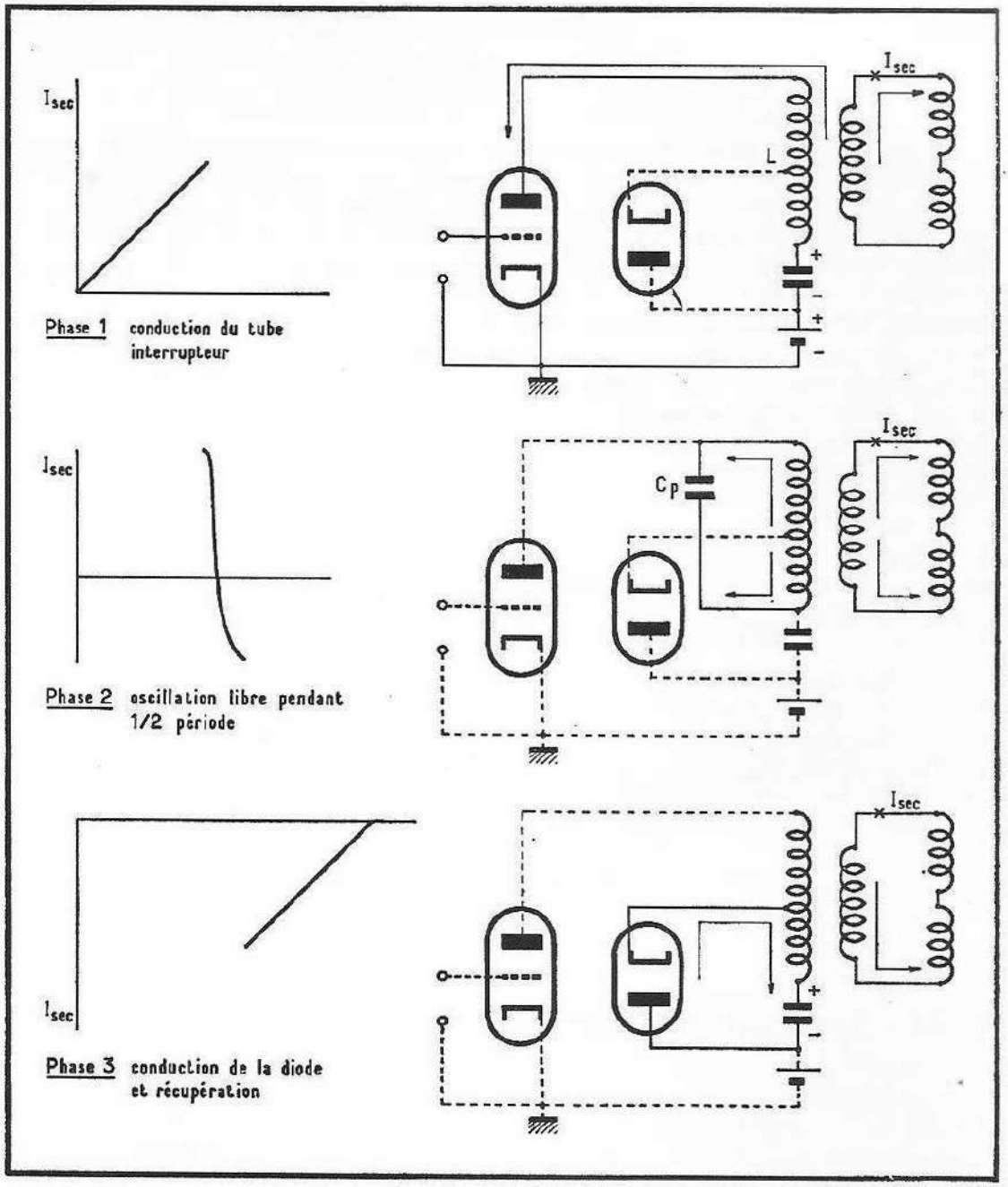


Fig. 173. — Les trois phases de fonctionnement de l'étage de sortie.

— *Phase* 3.

Cette phase débute à l'instant où le potentiel, tendant à devenir négatif, rend conductrice la diode de récupération, ce qui connecte une partie de L, aux bornes du condensateur de récupération. Le courant — IL décroît graduellement, et l'énergie fournie pendant l'aller est récupérée, moins les pertes, sous la forme d'un courant de charge, traversant C. Pendant cette phase, le faisceau revient graduellement de la gauche de l'écran à son centre (fig. 173).

4 . 36 Autres modes de fonctionnement.

Le mode de fonctionnement que nous venons de décrire est le plus simple et se rapproche le plus de la forme classique du fonctionnement du générateur inductif en dents de scie avec récupération en série. En réalité, les éléments peuvent être dimensionnés, notamment le point de prise de la cathode de la diode de récupération, de façon que le mode de fonctionnement diffère quelque peu de ce qui précède, surtout en ce qui concerne les moments de conduction du tube et de la diode.

Par exemple, et c'est souvent le cas, la diode conduira pendant toute la durée du cycle, et le tube deviendra conducteur bien avant le point que nous avions défini. Cela permet d'obtenir de meilleurs résultats au point de vue linéarité mais, surtout, permet la diminution des oscillations dues à l'inductance de fuite. En principe, pour un résultat identique, les pertes, quel que soit le mode de fonctionnement, sont les mêmes, et le rendement identique, sauf le fait qu'une certaine énergie est dissipée dans la diode, qui, étant donné sa résistance directe, n'est pas parfaite, et dans le tube interrupteur, ce qui diminue tant soit peu le rendement global lorsque les deux tubes conduisent pendant tout un cycle.

On ne peut définir exactement quel est le mode de fonctionnement réellement le plus avantageux, chacun présentant des caractéristiques légèrement différentes qui le font adopter suivant le résultat désiré, et souvent aussi, car l'étude exacte en est fort complexe, par le jeu des circonstances.

Notons également que, le plus souvent, les déflecteurs ne sont pas alimentés par un secondaire couplé magnétiquement au primaire.

En effet, dans ce mode de couplage il existe toujours une inductance de fuite qui diminue le coefficient de transfert d'énergie, et pour éviter cet inconvénient, le déflecteur est directement alimenté par une prise sur le primaire qui constitue ainsi un auto-transformateur.

4 . 37 Pertes et rendement.

La déflexion totale du faisceau d'électrons demande dans le déflecteur un courant de l'ordre de 2 A pour une valeur de T. H. T. de 18 kV.

Ce courant donne lieu, d'une part à des pertes par effet Joule dans les conducteurs, et d'autre part, étant donné la rapidité des phénomènes, à des pertes de diverses formes dans le circuit magnétique. Le niveau élevé des pertes introduites par le circuit magnétique oblige à soigner particulièrement la qualité de ce dernier qui est toujours réalisé avec un matériau spécial, le Ferroxcube, et dans une variété de ce matériau dont les caractéristiques sont bien adaptées au mode de fonctionnement très particulier requis dans le cas du balayage horizontal.

Outre les pertes introduites par le circuit, nous trouvons une autre cause de diminution de rendement due au fait que le tube interrupteur n'est pas parfait, mais présente une certaine chute de tension multipliée par le courant le traversant, et produisant une puissance qui, outre le fait qu'elle diminue le rendement global du système, est dissipée entièrement sous forme de chaleur par l'anode du tube, lequel pourrait être rapidement endommagé si les caractéristiques de dissipation maximale indiquées par le constructeur n'étaient pas respectées.

Examinons donc quelles sont les causes de dissipation exagérée, et quels sont les moyens d'y remédier. En premier lieu, on utilise toujours dans la fonction de tube interrupteur une pentode qui possède l'avantage sur la triode de posséder une résistance interne beaucoup plus faible. La triode, en outre, a l'inconvénient d'être très difficile à bloquer lorsque la tension de l'anode augmente, ce qui est le cas au moment du retour. Par ailleurs, la pentode présente la particularité d'avoir une courbe I_p fonction de V_p qui

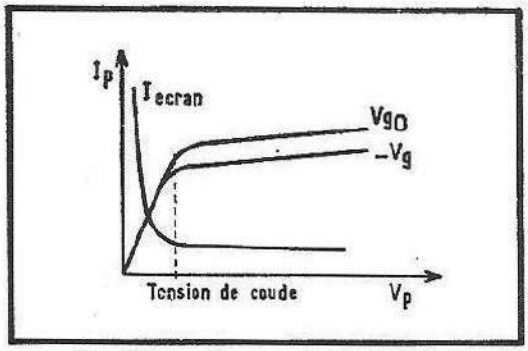


Fig. 174. — Forme de la fonction courant/tension dans une pentode.

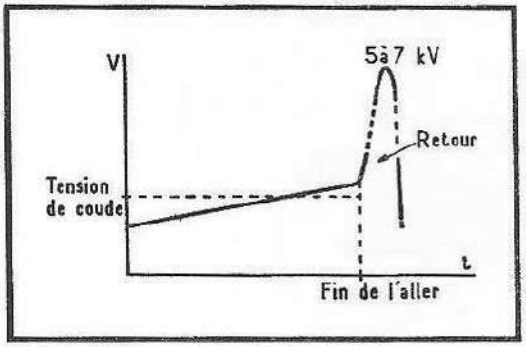


Fig. 175. — Allure de la tension anodique du tube interrupteur pendant un cycle de conduction. (Les diverses oscillations qui apparaissent sont négligées.)

croît rapidement, puis se stabilise à une certaine valeur au-dessus de laquelle le courant anodique n'augmente que très peu avec l'accroissement de la tension. La tension anodique pour laquelle le courant atteint sa valeur pratiquement fixe, se dénomme « tension de coude ». Si la tension anodique se situe au-dessous de cette tension de coude, le courant de l'écran s'élève très rapidement et se stabilise à une valeur pratiquement fixe dès que la tension anodique dépasse celle-ci (fig. 174).

Le fonctionnement du tube en interrupteur est assez spécial ; en effet, ce qui importe c'est que le tube soit suffisamment conducteur avec le minimum de dissipation anodique.

Cela conduit à fixer le potentiel d'anode juste à la tension de coude, mais ce potentiel ne reste pas fixe pendant toute la période de conduction du tube, d'une part parce que le courant croissant, la chute de tension dans le tube interrupteur augmente et d'autre part, parce que l'impédance présentée par l'inductance du primaire décroît en fonction du temps ; le potentiel anodique s'élève donc en fin de balayage. Or, il importe peu que le tube soit plus ou moins conducteur au début du balayage, puisque le courant et sa croissance ne sont déterminés à ce moment que par les caractéristiques de l'inductance du circuit. La tension anodique de départ pourra donc être inférieure à la tension de coude sous condition que la dissipation de l'écran ne soit pas prohibitive pendant cette période. En revanche, il faut qu'en fin de balayage la tension anodique du tube soit égale à la tension de coude, majorée d'une valeur qui comprend une marge de sécurité pour prévenir à la fois les tolérances des tubes, leur vieillissement, et les variations du potentiel d'alimentation. La tension anodique de fin de balayage se situe généralement entre 50 et 80 V suivant le tube employé.

Lorsque le récepteur est destiné à permettre la réception de plusieurs standards, 819 et 625 lignes par exemple, la fixation du potentiel de travail de l'anode devient plus difficile car celui-ci n'est pas identique en fin de balayage dans les deux cas. En effet, dans le cas de la période la plus longue, le potentiel de l'anode s'élève plus que dans le cas de fonctionnement dans le standard où la période est la plus courte. S'il n'est pas possible de trouver un

compromis qui donne une dissipation correcte dans le plus mauvais des cas, la seule solution consiste à commuter les valeurs des tensions d'alimentation.

Une autre cause de dissipation réside dans le fait qu'au moment de la coupure du courant, la tension anodique s'élève rapidement pour atteindre une valeur comprise entre 6 et 8 kV après un quart de période propre d'oscillation (fig. 175).

Dans ces conditions, si le tube est insuffisamment bloqué et qu'un faible courant continue à circuler, il peut donner lieu à de grandes dissipations anodiques. Pour parer à cet inconvénient, il faut non seulement bloquer énergiquement le tube en lui appliquant une tension très négative de l'ordre de 150 à 200 V, mais il faut également que le blocage s'effectue avec une rapidité suffisante. On admet que la condition est remplie si cette rapidité de coupure s'effectue en appliquant sur la grille un potentiel dont la rapidité de croissance vers les potentiels négatifs est de l'ordre de 100 volts par microseconde.

La dernière cause de perte d'énergie réside dans la diode de récupération qui dissipe une certaine énergie sous forme de chaleur. Il n'y a malheureusement rien à faire dans ce domaine, et les diodes réservées à cet usage sont conçues pour obtenir le meilleur fonctionnement possible.

4 . 38 Production de la T. H. T

Le tube cathodique nécessite, pour un fonctionnement correct, une tension d'anode terminale qui se situe autour de 18 kV. Au début de la télévision, quand la T.H. T. était encore faible, cette tension était souvent créée par redressement d'une tension fournie par un transformateur relié au réseau.

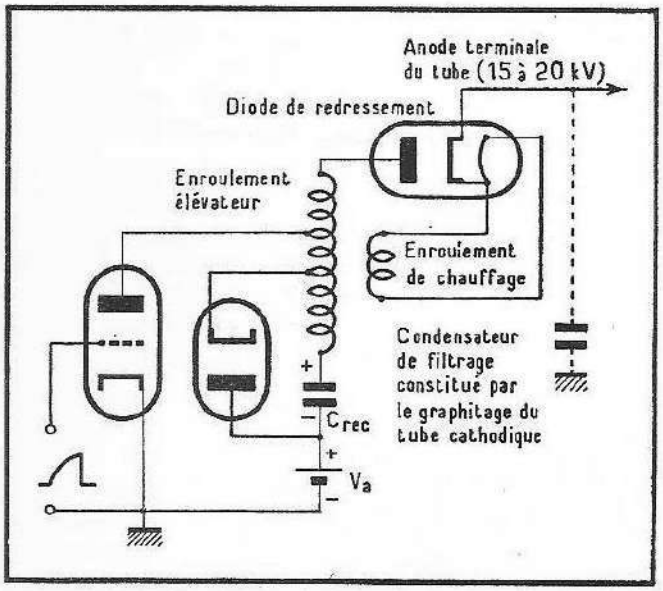


Fig. 176. — Obtention de la T. H. T. en redressant les pointes de surtension délivrées par un enroulement élévateur.

Puis sont apparues les alimentations T. H. T. qui provenaient du redressement d'une tension haute fréquence délivrée par un oscillateur. Actuellement, tous ces procédés ont disparu pour faire place à celui qui consiste à utiliser les pointes de surtension qui apparaissent dans l'inductance du primaire de l'autotransformateur T. H. T.

A cet effet, on connecte un enroulement supplémentaire élévateur dont un côté est relié à l'anode du tube interrupteur et l'autre à l'anode d'une diode spéciale de redressement. L'enroulement comporte le nombre de tours nécessaire pour délivrer la tension désirée après redressement (fig. 176).

La diode de redressement est naturellement construite de façon à supporter les tensions importantes qui apparaissent à ses bornes, et elle comporte la particularité d'être à chauffage direct, c'est-à-dire que l'émission électronique est assurée directement par le filament. Ce dernier est chauffé à l'aide de quelques tours bobinés autour du circuit magnétique du transformateur T. H. T., donc également par les dents de scie et les impulsions qui parcou-

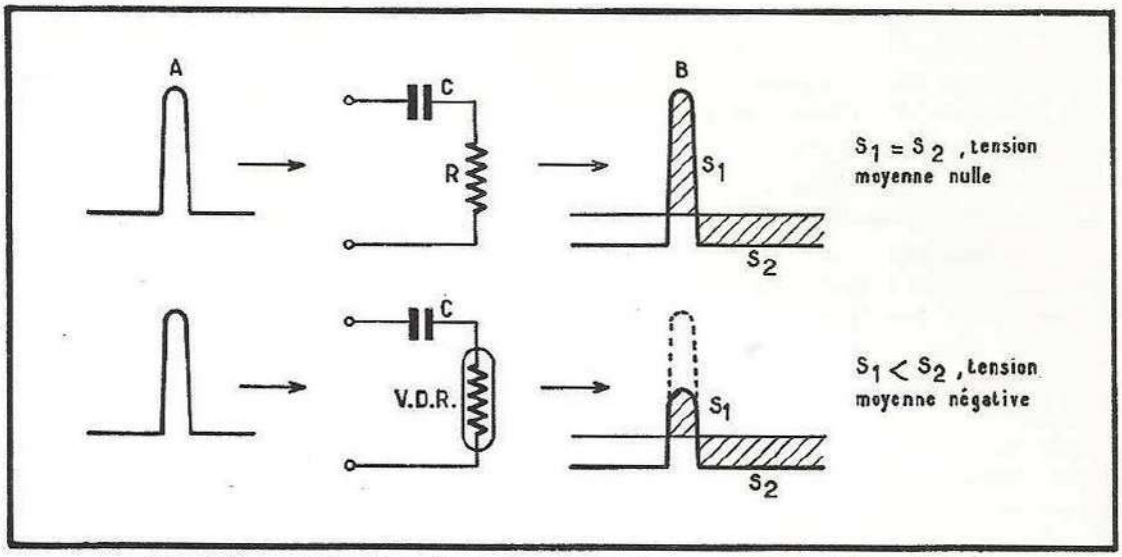


Fig. 177. — Obtention d'une tension continue en partant d'impulsions qui sont appliquées à une résistance V. D. R. à travers un condensateur de liaison.

rent ce dernier. Cette solution résoud le problème qui aurait surgi s'il avait fallu assurer le chauffage du filament par une source extérieure. Le condensateur de filtrage, représenté en pointillé sur la figure 176 est constitué par la surface métallisée interne du tube par rapport au graphitage de la partie externe qui est reliée à la masse du châssis. Le courant moyen T. H. T. nécessité par le tube cathodique en fonctionnement se situe autour de 100 µA pour une image de luminosité normale.

4 . 39 Régulation en fonction des variations de la tension d'alimentation.

On prévoit généralement un dispositif destiné à maintenir constante la largeur du balayage, ainsi que la T. H. T. pour une certaine plage de variations de la tension du secteur qui se traduit par une variation de la haute tension d'alimentation.

Une augmentation de la tension d'alimentation entraîne une amplitude plus élevée du courant crête dans la période de conduction du tube interrupteur. Pour que cette augmentation de tension d'alimentation ne puisse pas se traduire par une augmentation de courant, il convient de donner à la tension grille une valeur telle qu'en fin de balayage ce courant de crête soit identique à celui qui existait pour la tension normale.

Cela revient à superposer aux impulsions de déblocage du tube interrupteur une polarisation variable en fonction de la tension d'alimentation. Lorsque la tension d'alimentation croît, la tension de la grille devient plus négative, et l'inverse se produit lorsque la tension diminue cela jusqu'au moment où le sommet des impulsions de déblocage vient effleurer le point d'apparition du courant grille, ce qui constitue le point limite de régulation.

Cette tension négative variable est obtenue à l'aide d'un montage qui utilise les propriétés des résistances variables en fonction de la tension (V. D. R) qui leur est appliquée.

Lorsqu'on applique une tension à une résistance classique, et cela à travers un condensateur, au bout d'un certain nombre de périodes le signal s'équilibre de part et d'autre de la ligne de potentiel zéro, de façon que la tension moyenne mesurée aux bornes de cette résistance soit nulle. Si, par exemple, la tension appliquée comprend une impulsion positive telle que celle qui est représentée sur la figure 177 (A), nous obtiendrons le résultat représenté en (B), les surfaces situées de part et d'autre de la ligne de zéro étant égales et le potentiel moyen nul.

Il en sera tout autrement si nous remplaçons cette résistance par une résistance V. D. R. En effet, le condensateur et la résistance forment un pont diviseur de tension, et le potentiel qui apparaît aux bornes de la V. D. R. est fonction du rapport des impédances de ce diviseur. Or ce diviseur n'est pas constant en fonction de la tension puisque la résistance présentée par la V. D. R. décroît lorsque le potentiel à ses bornes augmente. La division de tension est donc plus marquée pour les potentiels élevés que pour les potentiels faibles. Il en résulte une dissymétrie de la tension par rapport à l'axe du potentiel zéro, et, les surfaces situées de part et d'autre de cette ligne n'étant plus égales, l'apparition d'une tension négative moyenne. Cette tension négative, pour des amplitudes d'impulsions égales, est d'autant plus élevée que la pente de variation de la V. D. R. en fonction de la tension sera plus grande.

Pour obtenir la tension négative de régulation, on applique donc des impulsions prélevées sur un point convenable du transformateur T. H. T. sur une résistance V. D. R. à travers un condensateur de liaison.

Ce qui importe, c'est d'obtenir une grande variation de cette tension négative en fonction de la variation d'amplitude des impulsions appliquées. Mais, lorsque ce résultat est obtenu, il se traduit par une tension négative trop élevée pour qu'elle puisse être appliquée directement à la grille de commande du tube interrupteur. On compense donc cette tension négative élevée par une tension positive correspondante, tension positive qui devra être la plus stable possible. La tension désirée est obtenue par l'opposition d'une tension négative variable en fonction de l'amplitude des impulsions délivrées par le transformateur de sortie lignes et d'une tension positive stable ; il en résulte que cette tension variera en fonction des variations de la tension aux bornes de la V. D. R. Cette tension, étant appliquée sur la grille de commande du tube de sortie lignes, stabilisera son fonctionnement et tendra à maintenir constante l'amplitude de son courant de crête, ainsi que la largeur de balayage et la valeur de la T. H. T. produite.

Si, par exemple, la haute tension du récepteur augmente, cela entraîne un courant de crête plus élevé et se traduit également par une augmentation de l'amplitude des impulsions positives appliquées à la V. D. R. et de la tension négative qui en résulte ; le tube de puissance sera donc plus polarisé et la variation limitée dans ses effets. Lorsque la tension d'alimentation diminue, le contraire se produit jusqu'au moment où le sommet des impulsions de déblocage vient affleurer le point d'apparition du courant grille-cathode du tube, point à partir duquel une auto-polarisation due à ce courant grille apparaît et vient annuler les effets de la régulation. On ajuste généralement les éléments pour que cette limitation vienne se produire pour une diminution de la tension d'alimentation qui correspond à une baisse de la tension du secteur d'environ 10 à 15 %.

Le schéma d'un dispositif de régulation utilisant ce principe est représenté sur la figure 178.

Les impulsions sont prélevées sur le point haut du déflecteur et appliquées à travers le condensateur C à la résistance V. D. R. La tension négative est contre-balancée par une tension positive provenant de la tension récupérée et dont la valeur exacte est établie à l'aide d'une résistance ajustable. Il faut noter que cette tension positive présente également l'avantage de placer la

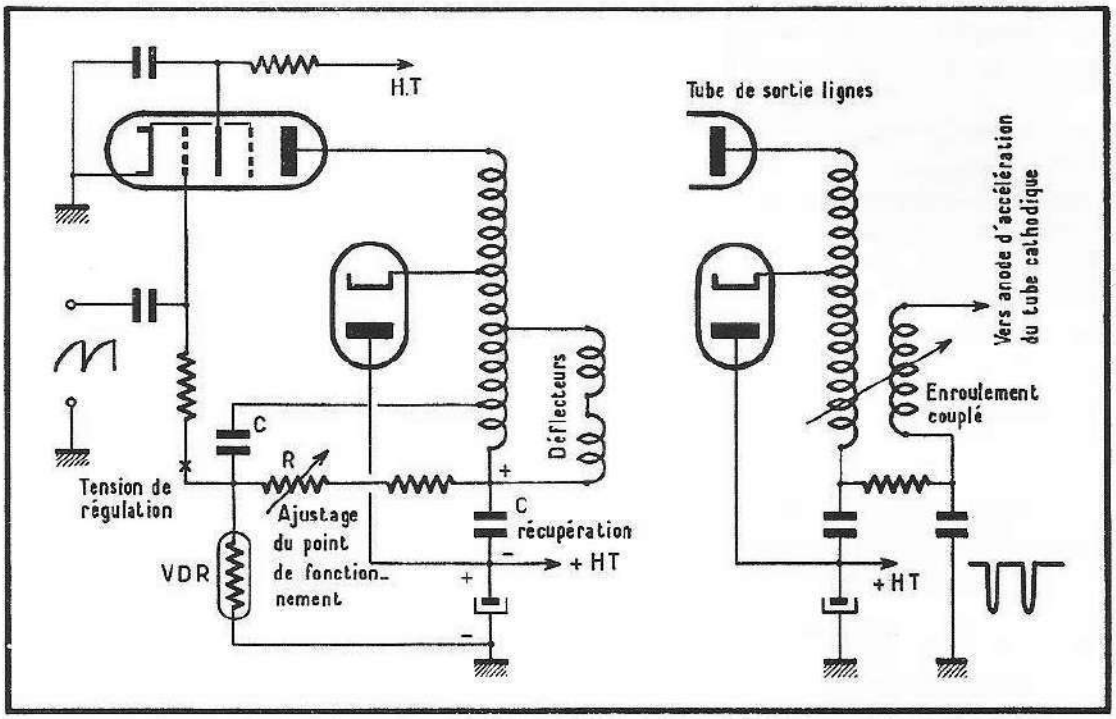


Fig. 178. — Etage de sortie ligne muni d'un dispositif de régulation.

Fig. 179. — Dispositif d'effacement de la trace de retour du balayage horizontal.

V. D. R. dans une zone où la rapidité de décroissance de sa valeur en fonction de la tension est plus marquée, ce qui accentue encore son effet. La tension résultante de ces deux tensions est appliquée ensuite sur la grille du tube de sortie sur laquelle elle se superpose aux impulsions de déblocage fournies par le relaxateur.

En résumé, le système de régulation agit en augmentant ou en diminuant la résistance du tube interrupteur, ou, en d'autres termes, en rendant cet interrupteur meilleur lorsque la tension d'alimentation baisse et plus mauvais lorsque celle-ci augmente. L'introduction d'un dispositif de régulation provoque donc une baisse de rendement général qui se traduit par une dissipation plus élevée du tube interrupteur.

4 . 40 Effacement lignes.

En raison de sa grande rapidité, la trace du faisceau d'électrons pendant le retour ligne est invisible. Il est néanmoins intéressant de prévoir un dispositif d'effacement. En effet, il arrive que la base de temps du récepteur possède

une avance constante sur l'émission et cela notamment, comme nous le verrons plus tard, quand on utilise un comparateur de phase pour l'asservissement du relaxateur.

Dans ce cas, le retour du faisceau peut s'effectuer avant que l'analyse de l'image soit absolument terminée à l'émission, et cela se traduira par un défaut qui ressemblera à un repli de la partie de l'image située à l'extrême droite de l'écran. Il arrive aussi que la base de temps du récepteur soit en retard sur l'émission ; si le temps de retour n'est pas suffisamment bref, l'exploration du début de l'image aura déjà commencé à l'émission avant que le faisceau ait pu prendre sa place de départ à la gauche de l'écran, provoquant une superposition très étalée du début de la ligne explorée à l'émission sur la ligne précédente qui avait été restituée à vitesse normale. L'effet en sera une sorte de « voile » à la gauche de l'écran.

C'est en raison de ces deux risques qu'un certain nombre de récepteurs, particulièrement élaborés, possèdent ce dispositif, qui consiste généralement à prélever, sur un enroulement spécial du transformateur T. H. T., une impulsion négative qui sera appliquée au wehnelt du tube, ou, plus souvent, à son anode d'accélération (fig. 179).

4 . 41 a La synchronisation horizontale.

La synchronisation de la base de temps horizontale soulève des problèmes assez différents de ceux que pose la base de temps verticale. Cette différence provient esentiellement de la durée très dissemblable des deux phénomènes.

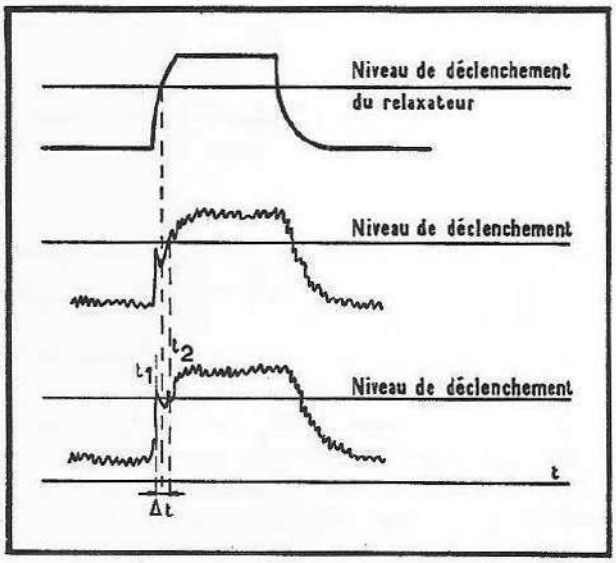


Fig. 180. — La tension de souffle qui se superpose aux impulsions de synchronisation fait apparaître un risque d'erreur de déclenchement du relaxateur d'une valeur Δt. Cette erreur se traduira sur l'image par l'effet de « poilage ».

Nous savons que, dans la réception à moyenne ou à lointaine distance, l'image reçue est affectée par un souffle introduit par certains des éléments qui concourent à l'amplification du signal. Ce souffle se superpose à tout le signal et notamment, dans le domaine qui nous concerne, aux impulsions de synchronisation. Le résultat pourra être celui représenté sur la figure 180, où nous voyons une impulsion de synchronisation sur laquelle se superpose un signal parasite de souffle. Supposons que le niveau de déclenchement du relaxateur, par l'impulsion de synchronisation, soit celui représenté sur la figure 180 ; le souffle étant erratique, il en résulte une erreur possible de

déclenchement en temps que nous avons située par l'écart qui existe entre t_1 et t_2. Ainsi, suivant la position du souffle à l'instant où le niveau devient celui de déclenchement, position déterminée par le hasard, le relaxateur pourra se déclencher à t_1 ou t_2, ou encore à un instant quelconque situé entre les deux. Ce risque d'erreur existe également dans le cas du déclenchement du relaxateur image, mais ne produit absolument pas, sur ce dernier, les mêmes effets visibles. Admettons que l'erreur possible dans l'instant de déclenchement, différence entre t_1 et t_2, s'élève à 0,2 µs ; cette erreur se traduira par une erreur de positionnement de l'information sur l'écran du tube de 2 mm environ (en 819 lignes français) dans le sens horizontal, et de moins de 0,005 mm dans le sens vertical. Ainsi, cette même erreur de déclenchement produira un effet très visible en ligne et absolument inappréciable en image. Le problème du positionnement de l'information sur l'écran du récepteur en présence de souffle est donc spécifique à la base de temps horizontale.

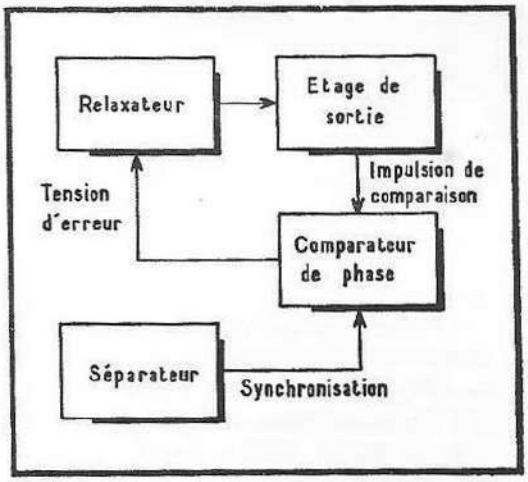


Fig. 181. — Schéma synoptique d'un dispositif d'asservissement en phase d'un relaxateur.

Lorsque le signal d'entrée devient faible et que le souffle devient visible, chaque ligne qui compose l'image sera donc déclenchée avec une certaine erreur de positionnement, erreur variable pour chaque ligne ; et le défaut visible introduit, appelé communément « poilage », est tel que chaque partie verticale de l'image apparaît non plus comme étant continue, mais en « zig-zag ».

Il n'est donc plus possible, lorsque de telles conditions de réception existent, de synchroniser directement le relaxateur en provoquant les retours du faisceau par les impulsions contenues dans le signal d'image, et cela rend nécessaire l'application d'une technique de synchronisation très différente.

4 . 41 b Principe des comparateurs de phase.

Ce principe consiste à comparer la phase des signaux produits par le relaxateur avec celle des impulsions de synchronisation provenant de l'émission, puis à extraire, de cette comparaison, une tension proportionnelle à l'écart de phase existant, tension qui, appliquée à une électrode de commande du relaxateur, tendra à corriger et à maintenir le minimum d'écart de phase possible. La figure 181 représente le schéma synoptique d'un tel dispositif.

Prenons un exemple concret et examinons la figure 182 qui montre le schéma de principe d'un comparateur de phase. Les impulsions provenant de l'anode de la séparatrice, et donc en lancées négatives, sont appliquées sur la grille d'un tube déphaseur dont les charges anodique et cathodique sont identiques.

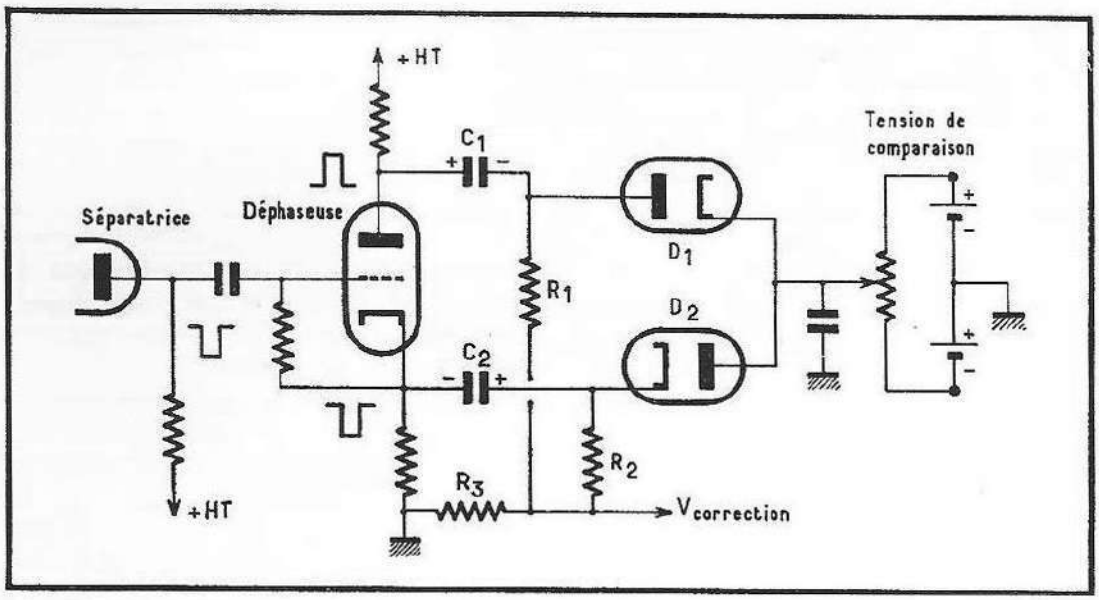


Fig. 182. — Dispositif expérimental permettant la démonstration du fonctionnement d'un comparateur de phase.

Ce tube produit par conséquent des tensions égales et opposées qui sont appliquées sur l'anode et la cathode de deux diodes dont les électrodes opposées, réunies entre elles, peuvent être portées à un potentiel réglable à l'aide du potentiomètre P. Supposons, pour l'instant, que ce potentiel réglable, que nous appellerons tension de comparaison, soit nul.

Dans ces conditions, l'impulsion positive appliquée sur l'anode de la diode provoquera un courant dans la diode d_1, courant qui chargera le condensateur de liaison C_1. Cette charge s'effectuera à chaque impulsion jusqu'au moment où le potentiel aux bornes de C_1 sera de même amplitude que l'impulsion positive appliquée sur l'anode de la diode. Le processus que nous venons de décrire est exactement le même que celui que nous avons déjà eu l'occasion d'étudier pour l'alignement des signaux dans le cas de restitution de la composante continue ou dans le cas de l'alignement des signaux sur la grille d'un étage séparateur. L'alignement des sommets des impulsions sur le potentiel de la cathode de la diode, qui est nul pour l'instant, étant obtenu, la diode ne conduira à chaque nouvelle impulsion que pour redonner à C_1 la charge perdue à travers R_1 en série avec R_3, pendant l'intervalle qui séparait cette impulsion de la précédente.

Le même processus d'alignement, mais à l'inverse, se produira à travers la diode d_2 qui chargera C_2 à une valeur positive qui correspond sensiblement à la valeur de crête des impulsions délivrées par la cathode du tube déphaseur.

Voyons maintenant quelle sera la tension de correction qui apparaîtra aux bornes de R_3. Le système C_1, d_1 et R_1 étant parfaitement symétrique à C_2, d_2 et R_2, les impulsions délivrées par l'anode et la cathode du tube déphaseur étant identiques, et la tension de comparaison étant nulle, la tension aux bornes de R_3 le sera également. En effet, dans l'intervalle qui sépare deux impulsions, les diodes ne sont jamais conductrices, et la tension négative existant sur l'anode de d_1 étant parfaitement identique à la tension positive de la cathode de d_2, la tension qui apparaît aux bornes de R_3 sera la somme algébrique de ces deux tensions qui, de valeurs égales mais opposées, s'annulent.

Pendant tout le temps qui sépare deux impulsions, les deux condensateurs de liaison C_1 et C_2 se déchargent lentement, mais exactement de la même façon, et la somme de ces deux tensions sera donc constamment nulle. Pendant la période de conduction due à l'application des deux impulsions opposées, la recharge de C_1 et de C_2 s'effectuera de la même manière, et dans ce cas encore, la somme des tensions aux bornes de R_3 sera nulle.

Modifions maintenant, à l'aide du potentiomètre P, la valeur de la tension de comparaison, et portons cette tension à une valeur positive, par exemple. Lorsque les deux impulsions symétriques se présenteront, la conduction de d_1 sera diminuée, et celle de d_2 augmentée. Cela jusqu'à ce que le condensateur C_1 perde une partie de sa charge, et que le condensateur C_2 augmente

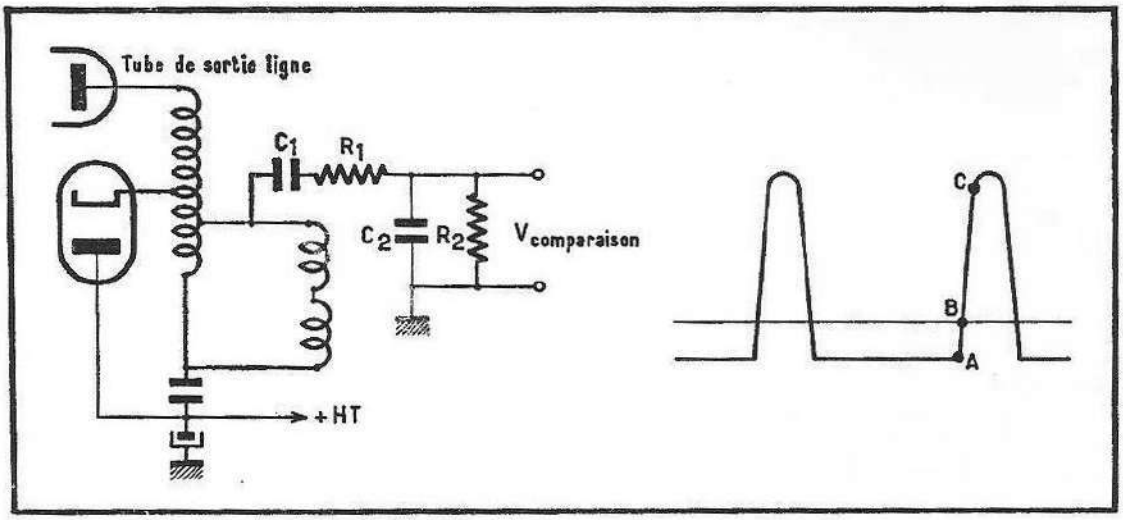


Fig. 183. — Formation de la tension de comparaison provenant de la base de temps lignes.

la sienne de façon que les sommets des impulsions soient à nouveau alignés sur la valeur de la tension de comparaison. Lorsque ce régime permanent est atteint, la somme algébrique des tensions qui se retrouvent aux bornes de R_3 ne sera plus nulle, mais positive.

En effet, la charge du condensateur C_1, qui délivre une tension négative, sera plus faible, et celle de C_2, qui fournit un potentiel positif sera plus grande et, par conséquent, la résultante de ces deux tensions sera également positive.

Au contraire, si la tension de comparaison devient négative, les phénomènes s'inversent et le potentiel de correction qui apparaît aux bornes de R_3 devient également négatif.

Remplaçons maintenant la tension de comparaison dont la valeur était variable manuellement par des impulsions ayant la forme représentée sur la figure 183. Ces impulsions sont formées à partir des impulsions positives qui apparaissent sur le transformateur T. H. T. au moment de la coupure du tube interrupteur. Elles sont appliquées aux deux diodes de comparaison à travers un condensateur C_1, et en raison de cela, les surfaces qui apparaîtront de chaque côté de la ligne de potentiel zéro seront égales. Les autres éléments du circuit de liaison, tels que R_1, R_2 et C_2, sont destinés à réduire l'amplitude du signal à la valeur désirée et à lui donner une forme correcte, notamment en atténuant les diverses oscillations parasites nuisibles. Sur le front avant de chaque impulsion, nous trouvons une zone AB située dans la partie négative et une zone BC située dans la partie positive.

Suivant l'écart de phase entre les impulsions de l'émission et celles de la base de temps, la conduction des diodes s'effectuera sur un certain point du front avant. Si cette conduction s'opère au moment B, la tension résultante de correction sera nulle, ce qui correspond au cas idéal. Lorsque la conduction s'opèrera sur un point de la zone BC, la tension résultante sera positive, et cela d'autant plus que la conduction aura lieu plus près de C, elle sera négative dans le cas où la conduction interviendra dans la zone AB.

Si cette dernière s'opère dans la zone BC, cela signifie que la base de temps possède une avance par rapport au cas idéal ; il en résulte l'apparition d'une tension positive de correction qui, appliquée sur l'électrode de commande d'un multivibrateur à couplage cathodique, tend à allonger la période de ce dernier, et donc à diminuer l'avance existante.

Lorsque la conduction a lieu dans la zone AB, la base de temps a un retard qui se traduit par une tension négative de correction tendant à raccourcir la durée de la période, et ainsi à diminuer le retard.

Première constatation résultant de tout cela : le cas idéal, où la conduction s'opère dans la zone B, correspond au fait que la base de temps possède une avance de phase sur l'émission égale à l'intervalle de temps compris entre A et B. En d'autres termes, si, dans le cas du déclenchement direct par les impulsions de synchronisation, le début du retour du faisceau est commandé directement par l'impulsion, dans le cas de la synchronisation par comparaison de phases, le retour doit débuter *avant* le moment où les impulsions de synchronisation sont transmises à l'émission. Ce n'est que dans le cas où la conduction s'opère en A que le fonctionnement s'effectue dans les mêmes conditions de phase que celles du déclenchement direct. L'avance de phase du récepteur par rapport à l'émission augmente au fur et à mesure que la conduction s'effectue de plus en plus près du point C, jusqu'à atteindre, à ce dernier point, une avance égale à la moitié du temps retour de lignes, c'est-à-dire, en 819 lignes, environ 4 µs.

En fait, la durée d'une impulsion lignes étant de 2,5 µs et la durée du blanc-king avant, c'est-à-dire de la partie du signal réservé au retour située entre la fin de l'exploration d'une ligne et le début de l'impulsion de synchronisation, de 0,5 µs, l'avance réelle ne peut dépasser 2,25 µs, valeur qui correspond cependant à une partie utile de la ligne pendant laquelle des informations de luminance sont transmises et qui sera perdue dans le retour. Les conséquences n'en sont pas très importantes hormis le fait qu'une modulation image existe pendant le début du retour du faisceau, la trace de celui-ci, malgré la rapidité de ce retour, pourra être visible et se traduire par un effet de « voile » superposé à l'image, effet obligeant pratiquement à effectuer un effacement de la trace de retour lignes.

Revenons à l'examen du phénomène d'obtention de la tension d'erreur. A un certain moment, l'analyse d'une ligne à l'émission se termine et le signal de synchronisation est émis. Ce signal est envoyé aux deux diodes dont les électrodes opposées sont alimentées par le signal de comparaison. Supposons qu'à cet instant la conduction s'effectue pour un certain point de la tension de comparaison situé entre A et C, et qu'une tension d'erreur apparaisse. Celle-ci ne peut plus servir à corriger la phase du relaxateur pour la ligne qui vient de se terminer mais pour la ou les lignes suivantes. Il faudra donc stocker l'information d'erreur de façon que celle-ci s'exerce graduellement sur le relaxateur. Par ailleurs, il y a grand intérêt à ce que la tension de correction résulte d'un grand nombre de comparaisons. En effet, l'écart de phase du relaxateur avec l'émission, ne peut varier rapidement. De plus, dans des conditions de réception difficiles, les impulsions de synchronisation ne seront pas identiques l'une par rapport aux autres ; cela en raison du souffle, des

perturbations parasites et de diverses autres causes. Il y a donc tout intérêt à ce que la tension de correction représente la moyenne des tensions d'erreurs qui seront mesurées à chaque comparaison. Ce résultat s'obtient en reliant la sortie du comparateur à l'électrode de commande du relaxateur à travers un filtre passe-bas qui intègre successivement toutes les tensions d'erreurs et les transforme en une tension continue de correction qui, le cas échéant, variera progressivement. Cette manière de procéder est assimilable à celle de l'automobiliste qui, sur une ligne droite, ne corrige pas sa direction à chaque tour de roue de son véhicule, mais de façon lente et progressive en appréciant la direction suivie pour des parcours importants.

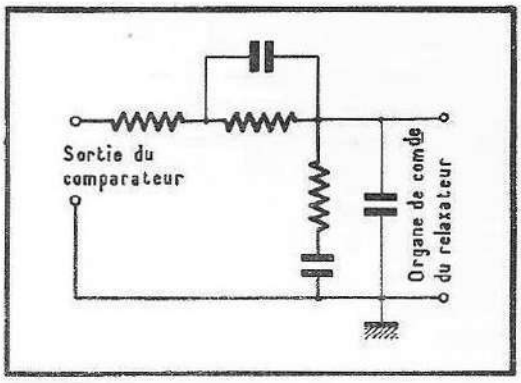


Fig. 184. — Exemple de cellule complexe de liaison entre la sortie du comparateur et la grille de commande du relaxateur.

Ce filtre de liaison constitue la partie la plus délicate et la plus difficile à mettre au point, car l'ensemble relaxateur-comparateur forme un circuit en boucle fermée et en contre-réaction qui, dans certains cas, peut devenir instable, notamment lorsque le circuit de liaison est constitué de telle sorte que le déphasage introduit puisse se traduire par une réaction pour certaines fréquences. Ce défaut se constate par l'apparition d'ondulations plus ou moins rapidement amorties et dont la naissance se situe en haut de l'image. Ce fait est dû au rôle d'impulsion ligne joué par l'impulsion de synchronisation image dans l'une des deux trames, et à son voisinage de cette impulsion ligne dans l'autre trame. Dans ce cas, l'impulsion image possédant une durée beaucoup plus longue que celle de ligne, la conduction sera également plus longue et donnera lieu, après comparaison, à une forte impulsion de tension qui, erronée, provoquera un déréglage du relaxateur, qui lui-même entraînera, lors des comparaisons suivantes, l'apparition d'une tension inverse de correction. Le relaxateur sera ainsi progressivement ramené à la phase correcte, après un nombre plus ou moins grand d'oscillations autour de sa position de départ.

Toute autre perturbation brusque pourra provoquer également un départ d'oscillations amorties. Ce défaut s'élimine par l'emploi de filtres plus ou moins complexes dont un exemple est donné dans la figure 184.

Ce genre de circuit se caractérise par une constante de temps qui, tout en étant relativement longue pour des tensions à variations lentes, est faible pour des variations rapides.

4.42 Plages de tenue et de capture.

Le terme de « contrôle de phase » peut prêter à confusion. En effet, la fréquence du relaxateur, à l'état libre, est toujours plus ou moins différente de celle des impulsions de synchronisation, et la tension délivrée par le comparateur tend à ramener cette différence de fréquence à une différence de phase. Cela peut s'examiner dans deux régimes de fonctionnement très dif-

fèrents l'un de l'autre. Le premier de ces régimes est celui de la plage de tenue qui suppose, à priori, que le comparateur contrôle déjà le relaxateur et que la différence de fréquence est déjà devenue un écart de phase ; l'autre régime est celui de capture, où le relaxateur oscille à une fréquence différente et où le système tend à ramener cette différence de fréquence à une différence de phase.

Examinons ce dernier cas afin de comprendre le mécanisme de la capture en fréquence du multivibrateur par le comparateur, et les règles qui permettent cette capture.

Supposons que le récepteur soit en marche mais que l'émission n'ait pas encore débuté. Dans ces conditions, le comparateur ne délivre aucune tension de correction et le relaxateur oscille sur sa fréquence libre qui, par hypothèse, est plus élevée que la fréquence requise, cela pour n'importe quelle raison. Supposons également qu'il s'agisse d'un multivibrateur à couplage cathodique nécessitant, pour diminuer la fréquence de relaxation, une tension positive de commande.

Reprenons la figure 183 de façon à déterminer à quel endroit de la courbe du signal de comparaison les conductions successives des diodes devront s'effectuer en régime permanent, c'est-à-dire à quel endroit la coïncidence permanente avec les impulsions de synchronisation existera lorsque le régime stable, après accrochage du relaxateur, sera établi.

Puisqu'une tension positive est nécessaire, le régime permanent sera atteint lorsque les coïncidences s'effectueront dans la zone située entre B et C. En effet, seule cette zone fournit une tension positive orientée de façon cohérente en fonction de variations éventuelles des caractéristiques du relaxateur.

Supposons maintenant que l'émission débute et que la première conduction s'opère sur la partie négative de la tension de comparaison qui est située entre deux impulsions de retour. A ce moment, le comparateur délivrera une tension négative qui commencera à charger la cellule de liaison, et cette tension négative, appliquée sur la grille de commande du relaxateur, l'accélérera encore plus.

Nous avons représenté sur la figure 185 les séries de conductions successives et, afin de faciliter la compréhension, nous avons maintenu la tension de comparaison immobile alors que les diverses coïncidences cheminent le long de cette courbe. La fréquence du relaxateur augmente donc pendant les premières conductions dont le résultat est contraire à celui recherché et cela pendant toute la durée durant laquelle les conductions s'opèrent entre D et A.

Entre A et B, la tension négative délivrée par le comparateur décroît, mais l'effet sur le relaxateur ne se manifeste qu'au bout d'un certain temps dû à la constante de temps du circuit de liaison.

Dans la zone B-C, la tension délivrée devient positive, ce qui doit ralentir le relaxateur, et l'amener à sa fréquence correcte à partir de laquelle un contrôle de phase peut s'opérer. La condition impérative pour que cela puisse se produire est que la tension appliquée sur le relaxateur soit suffisamment positive *avant* que les conductions successives ne dépassent le point C ; car à partir de ce moment, les informations ne sont plus cohérentes et tendent à nouveau à écarter le relaxateur de sa fréquence correcte.

Chaque conduction successive modifiera le potentiel de la tension de comparaison d'une certaine valeur, d'autant plus faible que la constante de temps du circuit de liaison sera plus grande.

La tension nécessaire pour amener le relaxateur à la valeur de fréquence

et de phase correcte ne peut être délivrée que si les coïncidences se produisent, d'une part, dans une zone cohérente, et si, d'autre part, elles s'y effectuent durant un temps suffisamment long pour que la tension appliquée sur la grille du relaxateur, qui, en raison de la constante de temps de liaison, ne se modifie que lentement, prenne la valeur correspondante.

En d'autres termes, la durée des conductions successives dans la zone B-C devra être suffisamment longue pour que la tension de correction délivrée par le comparateur puisse atteindre, à travers le circuit de liaison, l'organe de commande du relaxateur.

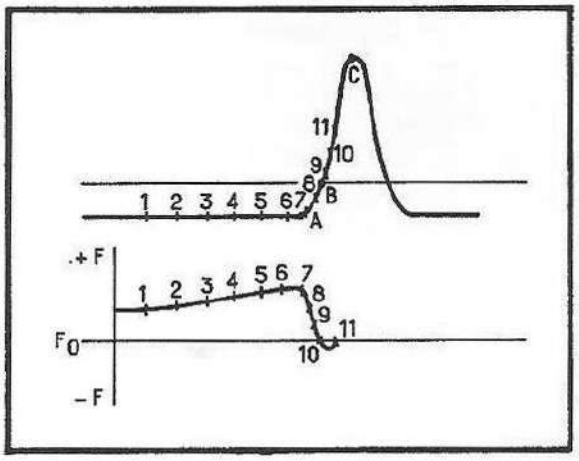


Fig. 185. — Processus de capture en fréquence et en phase par un comparateur.

La durée des conductions successives pour que la condition de capture puisse exister, est donc proportionnelle à la constante de temps du circuit de liaison, ce qui veut dire que plus cette constante de temps sera grande, plus le nombre de conductions devra être élevé dans la zone B-C, et de ce fait moins la fréquence libre du relaxateur devra s'éloigner de celle des impulsions de synchronisation. Pour nous fixer les idées, prenons un exemple numérique et supposons que la constante de temps du circuit de liaison soit telle qu'une tension suffisante pour corriger le multivibrateur n'apparaisse sur la grille de commande de ce dernier que 300 µs après le début des premières coïncidences cohérentes. Pendant tout ce temps les comparaisons successives devront s'effectuer dans la zone B-C de la tension de comparaison, zone dont la durée correspond au quart du temps de retour, soit sensiblement 2,5 µs en 819 lignes. Si la première coïncidence fournissant une tension cohérente s'effectue à B, celle qui s'effectuera 300 µs, plus tard devra être située en C au maximum. Or, 300 µs correspondent sensiblement à la durée de 6 lignes ; nous pouvons donc en déduire que la différence entre la période du relaxateur interne du récepteur et celle des impulsions de synchronisation ne devra pas dépasser 2,5 µs pour 6 lignes, soit 0,4 µs par ligne, ce qui équivaut, d'une façon très approchée, à un écart maximum admissible de 1 % sur la durée de la période, ou encore, en fréquence, à environ 200 périodes. Si le comparateur est symétrique, nous pourrons donc dire que la capture ne pourra s'effectuer que si la fréquence du relaxateur ne diffère pas plus de $\pm$ 200 périodes de la fréquence désirée. Si la constante de temps du circuit de liaison augmente, cette plage de capture diminue encore, et inversement augmentera si la constante de temps de liaison diminue.

4 . 43 Plage de tenue.

On entend par « plage de tenue » l'intervalle à l'intérieur duquel le comparateur ramène, à un écart de phase, une différence de fréquence libre du relaxateur. Par exemple, le relaxateur étant situé à l'intérieur de sa plage de capture et donc stabilisé en fréquence, si on modifie lentement le réglage de fréquence, on observera un décalage de l'image jusqu'au moment où le décrochage interviendra. La limite de décrochage correspond à une certaine fréquence libre du relaxateur et les deux points de décrochage, inférieur et supérieur, délimitent les deux fréquences libres pour lesquelles le comparateur permet l'asservissement en fréquence avec un décalage de phase contrôlé.

L'étendue de cette plage de tenue dépend en premier lieu de la faculté du relaxateur d'être contrôlé en fréquence dans des limites plus ou moins larges par une tension de correction. En général, un multivibrateur à couplage cathodique permet un contrôle pour des variations de plusieurs milliers de périodes autour de sa fréquence de travail. On peut donc, en calculant correctement le comparateur, obtenir de très larges plages de tenue. Cependant, il est dangereux que l'étendue de la plage de tenue soit disproportionnée avec celle de la plage de capture. En effet, lorsque la plage de tenue est large et la plage de capture étroite, il en résulte de graves inconvénients. Ceux-ci sont dus au fait que la plage réelle d'utilisation pour l'usager est la plage de capture, puisque c'est à l'intérieur de celle-ci que le fonctionnement sera stable, sans retouche au réglage du récepteur. Lorsque la plage de tenue est très large par rapport à celle de capture, il devient très difficile, pour un profane, d'effectuer le réglage de la fréquence de l'oscillation, et surtout de le faire en se tenant à l'intérieur de la plage de capture ; la plupart du temps le réglage choisi sera en dehors, ce qui obligera à de fréquentes retouches inadmissibles.

Nous savons également que nous avons intérêt à ce que l'asservissement du relaxateur s'effectue par la tension moyenne correspondant au plus grand nombre possible de coïncidences, c'est-à-dire avec un circuit de liaison à forte constante de temps, donc à plage de capture étroite. Autrement dit, le choix du compromis à faire entre le bon fonctionnement dans des conditions difficiles et la stabilité apparente dans le temps est très difficile, car ces deux données sont contradictoires.

La solution idéale consisterait, tout en ayant une grande constante de temps de liaison, à avoir une plage de capture très large qui correspondrait sensiblement à celle de la plage de tenue. Cet idéal ne peut être obtenu avec un montage comparateur classique, mais un certain nombre de procédés plus complexes permettent de se rapprocher des conditions optimales.

Ces différents montages procèdent généralement de l'un des trois principes ci-dessous :

— La constante de temps du circuit de liaison est grande en fonctionnement normal et devient très courte pendant la phase de capture.

— En période normale, le relaxateur est asservi par un comparateur, mais il est synchronisé directement par les impulsions de synchronisation pendant la capture.

— Le relaxateur est asservi en phase par le comparateur et commandé, en fréquence, par un dispositif auxiliaire dont l'effet disparaît dès la capture.

Nous allons passer rapidement en revue les différents montages de base qui permettent ces divers modes de fonctionnement.

4 . 44 Montage à constante de temps variable.

Le schéma de ce montage est donné figure 186. La tension de sortie du comparateur A est intégrée par un circuit formé par R_1 et C_1 en série avec C_2, ce dernier condensateur pouvant être court-circuité lorsque la diode D est conductrice. Dans ce cas, la constante du circuit est déterminée par les valeurs de R_1 et C_1 qui constituent la constante longue du régime normal. En effet, la triode V reçoit, d'une part, sur son anode des impulsions positives provenant d'une prise située sur le transformateur de sortie lignes et, d'autre part, sur sa grille des impulsions de synchronisation prélevées sur l'anode de la séparatrice. En régime normal de contrôle de phase, les deux impulsions se présentent en même temps et l'anode du tube conduit à chaque impulsion. Le courant anodique, circulant de masse vers anode, détermine sur cette dernière une tension négative qui, appliquée sur la cathode de la diode D à travers R_2, rend cette dernière conductrice et connecte la base de C_1 sensiblement à la masse.

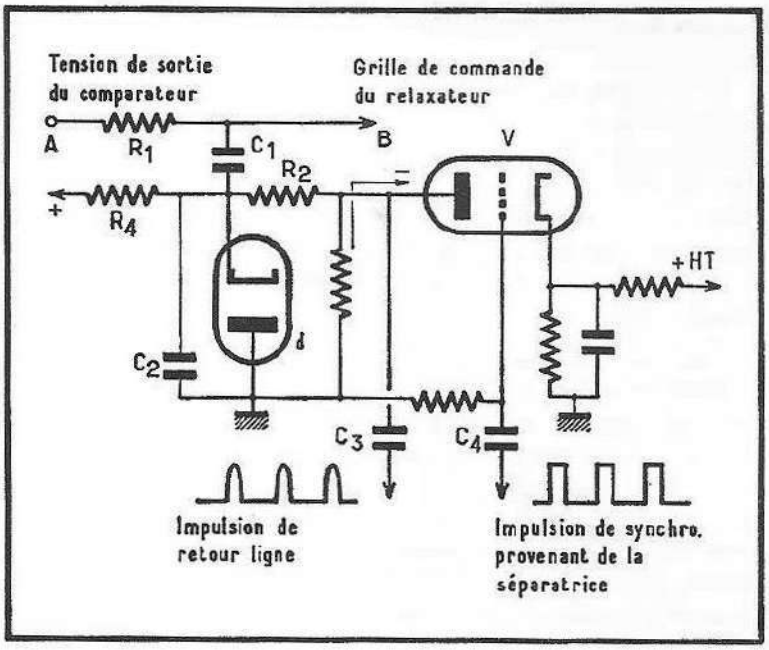


Fig. 186. — Montage compensateur à constante de liaison à deux valeurs. En régime synchronisé, les impulsions de retour de lignes et celles de synchronisation sont en phase et le tube est conducteur. Il apparaît donc une tension négative sur l'anode du tube qui rend la diode conductrice, ce qui court-circuite C_2. En régime non synchronisé, la diode ne conduit pas et la constante de liaison devient R_1 avec C_1 en série avec C_2. La constante de temps est donc très faible et la plage de capture très large.

En régime de recherche de capture, les impulsions positives ne se présenteront pas en même temps sur l'anode et sur la grille de la triode et, étant donné que la cathode de cette dernière est amenée à une forte valeur positive par un pont de résistances connecté sur la haute tension, aucun courant ne circulera ; la tension positive de la cathode de la diode, déterminée par R_4 connecté à la haute tension, ne sera plus contrebalancée par la tension négative de l'anode de la triode ; et la diode étant bloquée, la constante de temps du circuit devient celle de la résistance R_1 avec la capacité résultante de C_1 et C_2 en série. Si C_2 est petit, la constante de temps le sera également, et la plage de capture s'élargira jusqu'à égaler sensiblement la valeur de la plage de tenue.

Ce montage, relativement simple, fonctionne d'une manière très efficace. Il nécessite, toutefois, un ajustage très précis des différentes valeurs qui le composent.

4 . 45 Système mixte à asservissement et synchronisation directe.

Comme le précédent, ce montage utilise un tube de blocage qui délivre une tension négative lorsque les impulsions sont en phase (fig. 187). Ce tube, V1, délivre donc une tension négative qui est appliquée sur la grille du tube V2, monté en amplificateur d'impulsions de synchronisation, et dont la sortie est connectée à travers C_5 directement sur la grille de commande du relaxateur. En régime normal, les impulsions de synchronisation et celles provenant du transformateur T. H. T. sont en phase, et un courant circule dans R_4, courant qui détermine l'apparition d'une tension négative sur l'anode de V1, tension reportée sur la grille de V2 à travers R_5-C_4 (qui forment une cellule de filtrage) et R_6. Cette tension est suffisante pour que V2 soit absolument bloqué ; dans ce cas, le relaxateur est asservi par la tension continue délivrée par le comparateur qui lui est appliquée à travers la cellule de liaison R_1-C_1. La résistance R_2 ne joue aucun rôle actif dans ce mode de fonctionnement.

En régime de capture, la tension négative de blocage disparaît et V2 joue un rôle normal d'amplificateur. Il en résulte que le relaxateur est directement synchronisé par les impulsions de synchronisation. Dès l'instant où le relaxateur fonctionne à la fréquence correcte, et il y est obligé car la synchronisation directe est extrêmement énergique, V2 se bloque à nouveau, mais le relaxateur se trouve capturé et se situe donc dans la plage de tenue.

Ce système est simple, extrêmement efficace, et ne comporte pas d'éléments critiques.

Nota. — Lors de l'étude de la synchronisation directe, nous avons vu que celle-ci n'est possible que lorsque la période libre du relaxateur est plus grande que la période désirée. On peut donc se demander si le système décrit fonctionnerait au cas où la période du relaxateur serait plus petite que celle des impulsions de synchronisation, ce qui serait, apparemment, contraire à la logique. L'auteur a procédé à un certain nombre d'expérimentations dans ce domaine et a constaté que la synchronisation directe s'opérait même dans ce cas. Cela est probablement dû au fait que le mode de fonc-

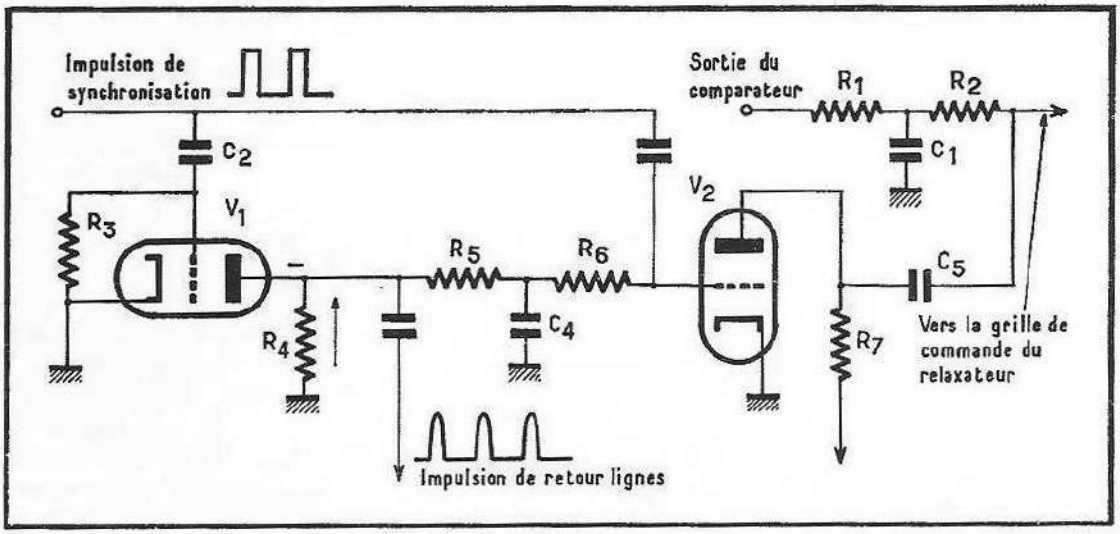


Fig. 187. — Système mixte : asservissement à l'intérieur de la plage de capture et à synchronisation directe pendant la phase de capture. A l'intérieur de la plage de tenue, les impulsions en provenance de la base de temps lignes sont en phase avec celles de synchronisation et V_1 est conducteur, ce qui bloque V_2. Pendant la phase de capture, V_2 devient conducteur et amplifie les impulsions de synchronisation qui sont appliquées à la grille du relaxateur à travers C_5.

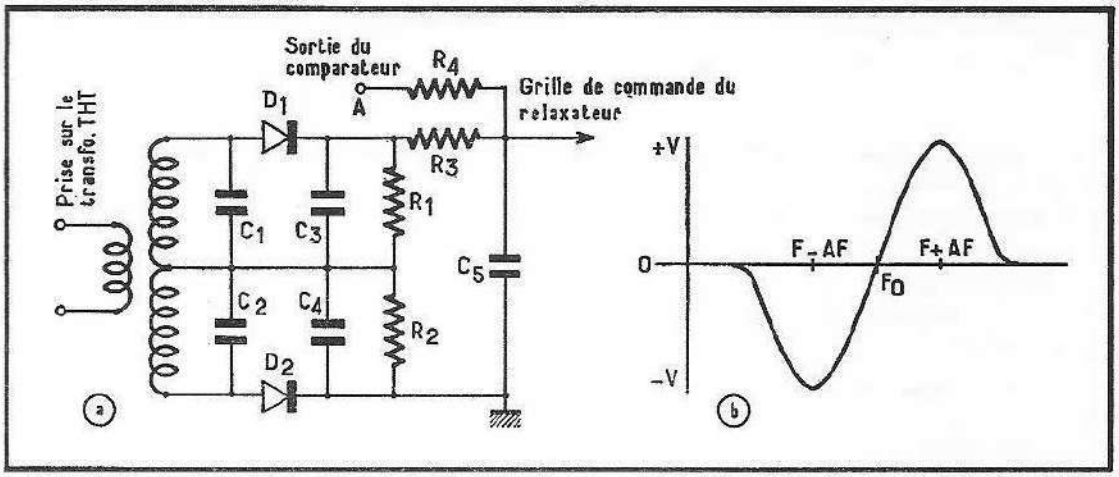


Fig. 188. — Montage à commande de fréquence auxiliaire, et allure de la courbe de réponse en fonction de la fréquence du relaxateur.

tionnement du relaxateur devient très différent au moment de l'application des impulsions de synchronisation. Lors de l'étude théorique de ce montage, il avait paru nécessaire de prévoir un système de commande destiné à allonger la période du relaxateur pendant la phase de capture mais, dans la pratique, ce système a pu être éliminé, car la synchronisation directe se suffisait à elle-même et permettait d'obtenir, dans tous les cas, le résultat recherché.

4 . 46 Système à commande de fréquence auxiliaire.

Ce montage (fig. 188) est très différent des précédents par le fait qu'il fait appel, pendant la phase de capture, à un dispositif auxiliaire qui délivre une tension proportionnelle à l'écart de fréquence constaté, tension devenant nulle à la fréquence désirée.

Ce dispositif annexe comprend deux circuits accordés, alimentés chacun par un primaire connecté à une prise du transformateur de sortie. L'un des circuits est accordé à une fréquence qui correspond à celle de la limite supérieure de la plage de tenue, et l'autre à celle de la limite inférieure.

Les tensions délivrées par les enroulements sont détectées par les diodes D1 et D2, et les tensions continues qui en résultent, sont connectées en série ; la somme de ces tensions apparaît aux bornes de C_5 qui constitue, également, la capacité formant la constante de temps de liaison du comparateur dont la tension de sortie est appliquée au même point à travers R_4.

Les tensions délivrées par le comparateur et par le dispositif auxiliaire sont appliquées ensemble à la grille de commande du relaxateur.

En période normale, les tensions détectées par chaque diode sont identiques et, étant de phase opposée, leur somme est nulle et sans effet sur le relaxateur qui n'est, alors, asservi en phase que par le comparateur.

En période de capture, suivant le sens de l'écart de fréquence, l'une des deux tensions détectées prédomine et une tension de commande de réglage en fréquence apparaît et ramène le relaxateur à l'intérieur de la plage de capture.

Ce montage est très séduisant, fonctionne admirablement bien, mais il nécessite une stabilité absolument parfaite du réglage des deux circuits d'accord, ce qui n'est pas tellement facile à réaliser.

4 . 47 Conclusion.

Le comparateur de phase, dans sa forme simple, oblige à un compromis parfois difficile à réaliser entre les conditions de réception qui imposent une grande constante de temps du circuit de liaison et, par là, une plage de capture réduite, et le double impératif : qualité dans le temps et commodité d'utilisation pour l'usager. Les dispositifs annexes décrits permettent d'éliminer la nécessité de compromis et tendent donc à se généraliser. Certes, il existe encore bien d'autres solutions mais nous n'avons voulu décrire que

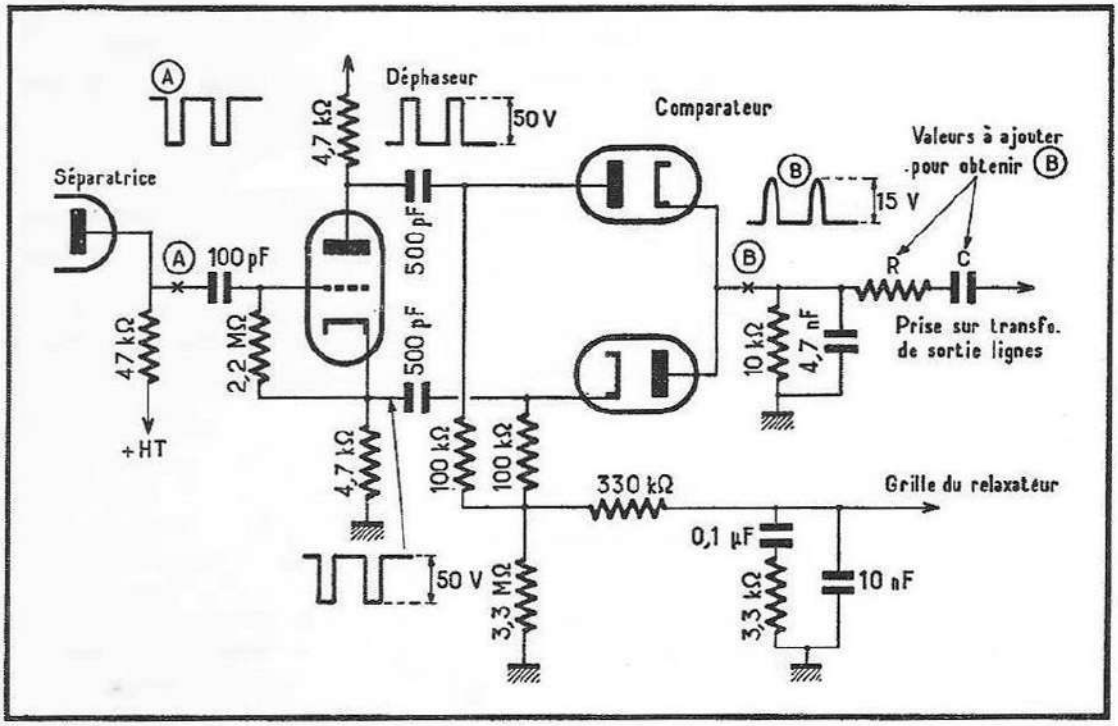


Fig. 189. — Schéma pratique d'un dispositif de comparaison de phase symétrique avec déphaseur.

les réalisations les plus significatives et qui présentent le plus d'intérêt au point de vue de la connaissance des problèmes posés.

Avant de terminer ce chapitre consacré à la synchronisation horizontale, il est nécessaire d'indiquer que les plages de tenue adoptées dans l'industrie se situent en général aux environs de $\pm$ 500 à 1000 périodes, et les plages de capture, sans dispositifs annexes, à $\pm$ 100 à 200 périodes autour de la fréquence désirée.

4 . 48 Les divers types de comparateurs de phase.

Après avoir étudié le problème général de la synchronisation horizontale, et, notamment, les problèmes relatifs à l'asservissement des relaxateurs par des comparateurs de phase, nous allons examiner quelques montages de comparateurs qui sont parmi les plus répandus.

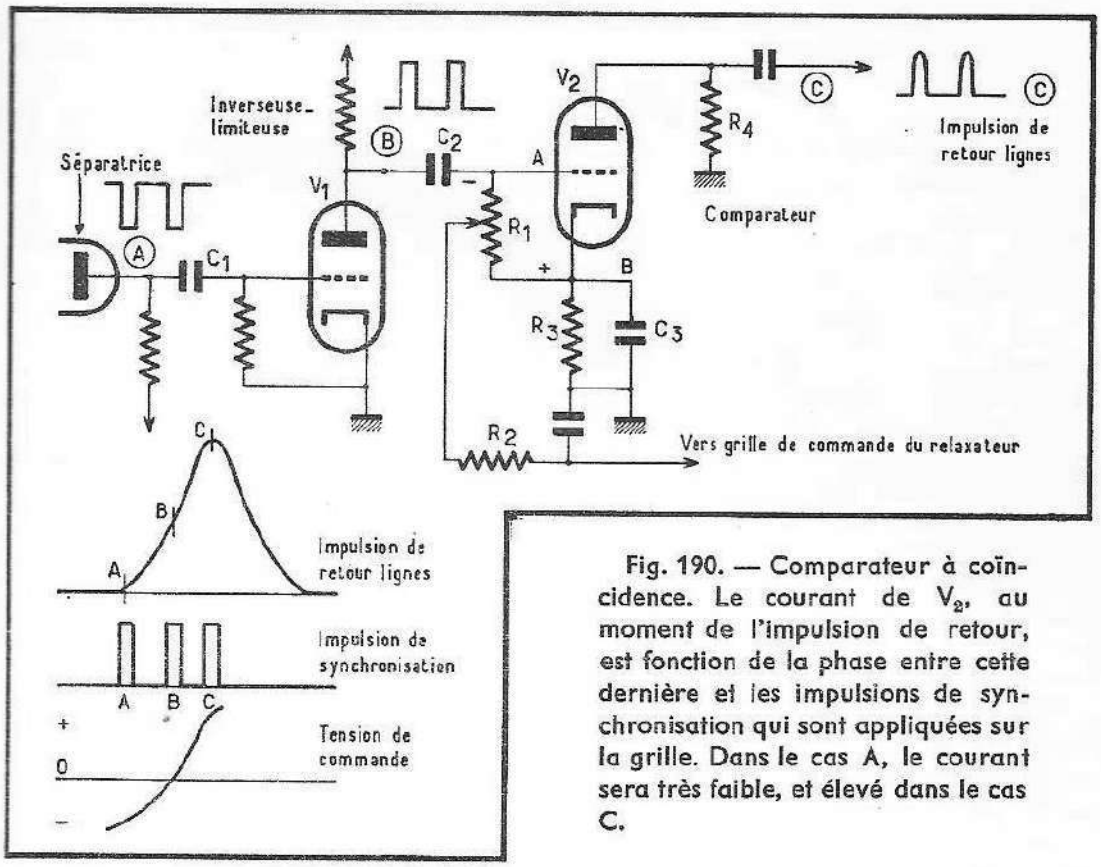


Fig. 190. — Comparateur à coïncidence. Le courant de V_2, au moment de l'impulsion de retour, est fonction de la phase entre cette dernière et les impulsions de synchronisation qui sont appliquées sur la grille. Dans le cas A, le courant sera très faible, et élevé dans le cas C.

4 . 49 Le comparateur symétrique à déphaseur.

Nous avons déjà vu en détail le fonctionnement de ce type de comparateur qui est excellent. Notons que des tentatives ont été effectuées pour remplacer le tube déphaseur par un transformateur à point milieu. Cependant, il est très difficile d'obtenir une bonne symétrie avec un tel transformateur et les réalisations les plus usuelles comportent un tube déphaseur. La figure 189 représente un montage pratique de ce type de comparateur.

Il convient de noter que tous les éléments employés dans chaque branche du déphaseur et du comparateur doivent être rigoureusement identiques à ceux de l'autre branche ; cela se contrôle en s'assurant que la tension de sortie est très voisine de zéro en l'absence de tension de comparaison.

4 . 50 Comparateur à coïncidence.

La figure 190 représente le schéma de principe d'un tel dispositif. Il comporte en premier lieu un tube inverseur-limiteur V1 qui, partant des impulsions appliquées sur sa grille en lancées négatives par la séparatrice, délivre des impulsions en lancées positives sur la grille de V2 à travers le condensateur C_2. La grille est reliée à la cathode par un potentiomètre R_1 dont le curseur permet de choisir le point de sortie du comparateur. L'anode de V2 est alimentée par des impulsions positives provenant du transformateur T. H. T.

Lorsque les impulsions de synchronisation sont appliquées sur la grille de V2, elles font apparaître un courant grille-cathode qui charge progressivement C_2 à une valeur qui correspond à la valeur de crête des impulsions, et qui amène la grille à cette valeur négative sur laquelle se superposent les impulsions dont le sommet s'aligne donc sur celui du potentiel de la cathode.

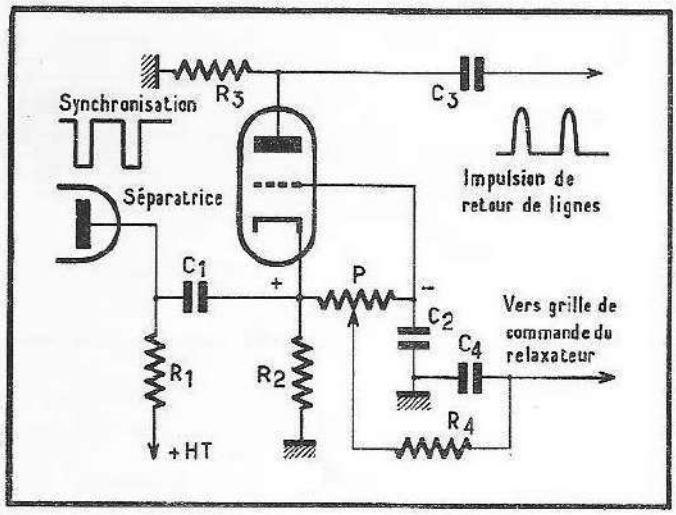


Fig. 191. — Variante de compensateur à coïncidence attaqué directement par les impulsions provenant de la séparatrice.

La valeur de la tension de cathode, positive, est déterminée par le courant anodique qui dépend, lui, de l'écart de la phase qui existe entre les impulsions de synchronisation appliquées sur la grille et les impulsions du retour de balayage appliquées sur l'anode. Lorsque la base de temps du récepteur présente un retard de phase important (cas A, fig. 190), le courant anodique est faible car, au moment où le potentiel de la grille devient celui de la cathode, l'amplitude de la tension anodique est faible. Cette tension est maximale, et, par conséquent, le courant également dans le cas C. Le cas B représente la position intermédiaire entre A et C et le centrage parfait du comparateur, position moyenne qui correspondra à la valeur de phase optimale désirée. Le potentiel de la grille est donc négatif, cela proportionnellement à l'amplitude crête des impulsions de synchronisation, et la tension de la cathode est positive ; il existe donc un point au long de la résistance située entre la grille et la cathode où le potentiel est nul. C'est ce point qui constitue le point de réglage de départ et qui sera le point de centrage du fonctionnement correspondant au régime B. Ce réglage s'effectuera très simplement de la manière suivante : le relaxateur, sa grille de commande court-circuitée au potentiel zéro c'est-à-dire à la masse, sera amené, à l'aide de son réglage de fréquence manuel, à la fréquence correcte avec le minimum d'écart de phase possible. Puis la sortie du comparateur sera connectée à la grille du relaxateur et à l'aide du potentiomètre P_1 on ajustera la tension de sortie du comparateur de façon que celle-ci soit nulle. De cette manière, lorsque la base de temps du récepteur tendra à être en avance, la tension de commande deviendra positive, ce qui aboutira à ralentir le multivibrateur à couplage cathodique. Elle deviendra négative pour un retard et sera nulle pour un écart correspondant à une fréquence libre du relaxateur parfaitement conforme à celle des impulsions de synchronisation.

Ce montage comporte une variante (permettant d'éviter l'emploi du tube inverseur) dans laquelle l'attaque se produit directement par les impulsions en lancées négatives, délivrées par la séparatrice. Cette variante est représentée par la figure 191.

La différence principale avec le montage précédent réside dans le fait que les impulsions de synchronisation sont appliquées sur la cathode au lieu de la grille. Au début du fonctionnement, chaque fois que la cathode tend à

devenir négative par rapport à la grille, un courant circule dans cette dernière et charge C_2 négativement par rapport à la cathode de la valeur crête des impulsions moins la valeur positive que celles-ci déterminent par le courant anodique.

On trouve également un point situé entre la cathode et la grille où le potentiel est nul pour le fonctionnement en régime B, cela sous condition de déterminer correctement les éléments.

4.51 Le comparateur de phase à commutation.

Ce montage fonctionne d'après un principe très différent de celui des deux précédents, principe qui nécessite une explication préliminaire.

Observons la figure 192, en *a*, qui représente un générateur de tension sinusoïdale chargé par deux condensateurs en série C_1 et C_2. Nous constatons (fig. 192 en *b*) que la tension développée aux bornes de C_2 est parfaitement centrée autour du potentiel zéro de la masse. La surface S1, représentant

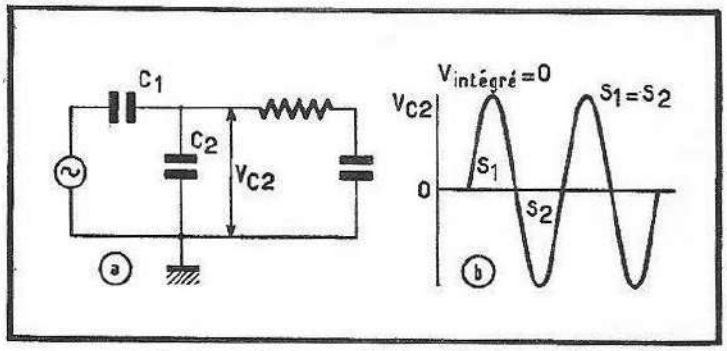


Fig. 192. — Dans le cas où on applique une tension à travers un condensateur à une charge linéaire, les tensions situées de part et d'autre de la ligne du zéro s'équilibrent de façon que la moyenne intégrée soit nulle.

l'alternance positive, est exactement de la même valeur que la surface S2 qui représente l'alternance négative. Si l'on intègre la tension qui existe aux bornes de C_2, le résultat obtenu sera donc nul.

Modifions maintenant le montage de façon à disposer, en parallèle sur C_2, d'un contacteur de mise à la masse (fig. 193).

Supposons que cet interrupteur puisse se fermer pendant un temps très court, et toujours à un instant choisi au moment où la tension sinusoïdale aux bornes de C_2 passe par une valeur déterminée, et voyons ce qui se produit pour trois cas différents.

Dans le cas A, la fermeture de l'interrupteur se produira toujours au moment où la tension aux bornes de C_2 passe par son maximum d'amplitude positive. Au moment où la première fermeture se produit, le potentiel aux bornes du condensateur étant supérieur à celui de la masse, un courant de décharge circule dans le condensateur, courant déterminant une tension négative par rapport à la masse sur l'armature inverse du condensateur. Si l'interrupteur possède une résistance nulle, au bout de la première alternance positive, le condensateur sera chargé à une valeur négative correspondant à la valeur crête d'une alternance. Si l'interrupteur possède une certaine résistance, ce résultat sera atteint au bout d'un certain temps fonction de la valeur de C_2 et de la valeur R que présente l'interrupteur, ainsi que du temps de fermeture de celui-ci.

Entre deux sommets d'alternances, l'interrupteur est ouvert et le condensateur conserve sa charge négative. Lorsque cette dernière atteint sa valeur maximale, que nous venons de définir, les alternances suivantes ne donnent lieu à aucun courant, car elles s'alignent juste sur la ligne du zéro qu'elles viennent tangenter.

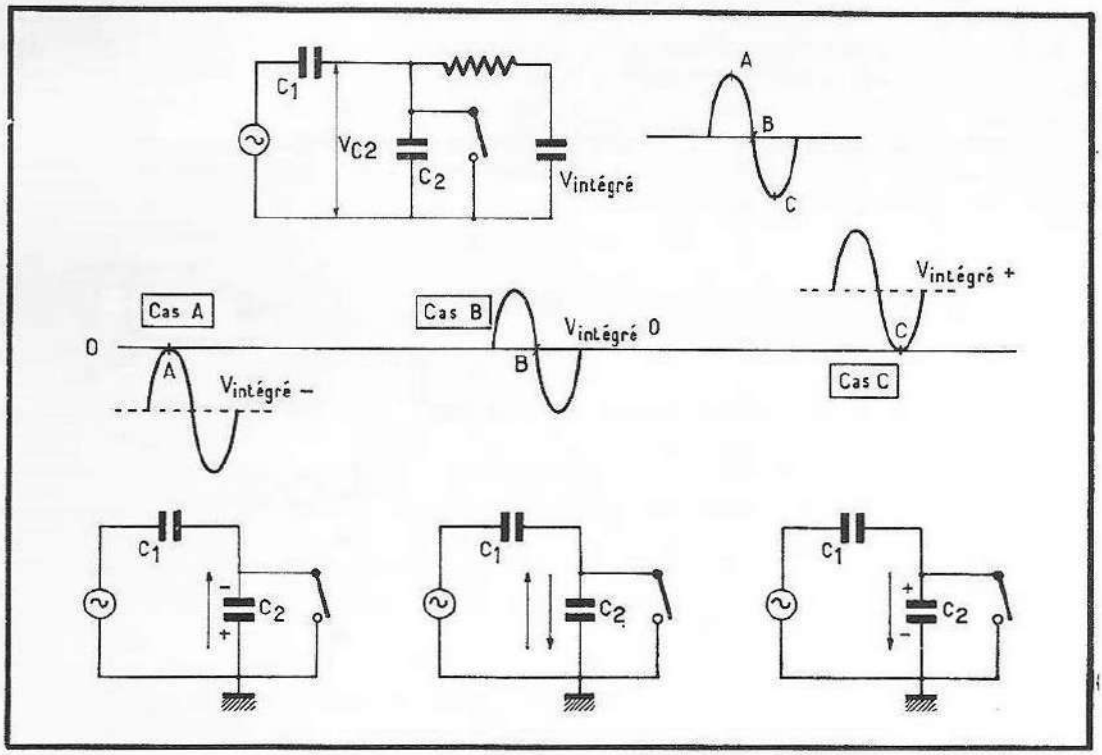


Fig. 193. — La polarité moyenne obtenue après intégration sera fonction de la phase des fermetures de l'interrupteur et de celles de la tension délivrée par le générateur.

Lorsque ce régime définitif est atteint et que l'on intègre la tension aux bornes de C_2, on obtient donc une tension négative.

Lorsque les fermetures de l'interrupteur s'effectuent en B, les deux surfaces situées de part et d'autre de la ligne du zéro sont égales et l'intégration donne une valeur nulle.

Si les fermetures s'opèrent en C, au moment de la première, le condensateur possédant à cet instant une tension plus négative que celle de la masse, un courant venant de celle-ci circule dans le condensateur et détermine sur l'armature opposée à celle connectée à la masse un potentiel positif. Le régime définitif est atteint lorsque les sommets des alternances négatives tangentent la ligne du zéro.

En conclusion, dans un montage réalisé de la manière décrite, le point de la sinusoïde sur lequel s'effectuent les fermetures de l'interrupteur voit son potentiel s'aligner sur celui de la masse. Si la plus grande partie du signal se situe, dans ces conditions, au-dessus de la ligne du zéro, l'intégration sera positive ; elle sera nulle si les surfaces sont également situées de part et d'autre, et négative si elles prédominent au-dessous du zéro.

En fait, nous venons de réaliser un montage qui délivre une tension fonction de l'écart de phase du signal de la source et de celle des fermetures de l'interrupteur. C'est sur ce principe que fonctionne le comparateur que nous allons maintenant décrire.

Son schéma est représenté par la figure 194. Des impulsions de synchronisation sont appliquées, à travers C_1, à un système de deux diodes (D1 et D2), sur chacune desquelles est connectée une résistance en parallèle. La cathode de la diode D1 est connectée à la masse, et celle de D2 au condensateur C_2. Ce dernier peut être relié à travers un interrupteur au condensateur C_3 sur lequel un enroulement du transformateur de sortie lignes fait apparaître une

tension de comparaison négative. Cette tension apparaît, en A, appuyée sur le niveau zéro, et, sur C_3, centrée en surface par rapport à la masse de façon que S1 = S2 et que l'intégration de cette tension soit nulle.

Ne fermons pas encore l'interrupteur et bornons-nous à examiner le fonctionnement du système des deux diodes.

Lorsque la première impulsion de synchronisation apparaît, elle détermine dans la diode D1 un courant qui, passant par le condensateur C_1, fait apparaître une charge négative sur l'armature reliée à l'anode de D1. Cette charge s'accentue à chaque impulsion jusqu'à ce qu'elle corresponde à la tension de crête des impulsions et, à partir de ce moment, le sommet de celles-ci vient s'aligner sur la ligne du potentiel zéro de la masse. (Nous supposons que R est suffisamment grand pour que C_1 ne se décharge pas sensiblement entre deux impulsions.)

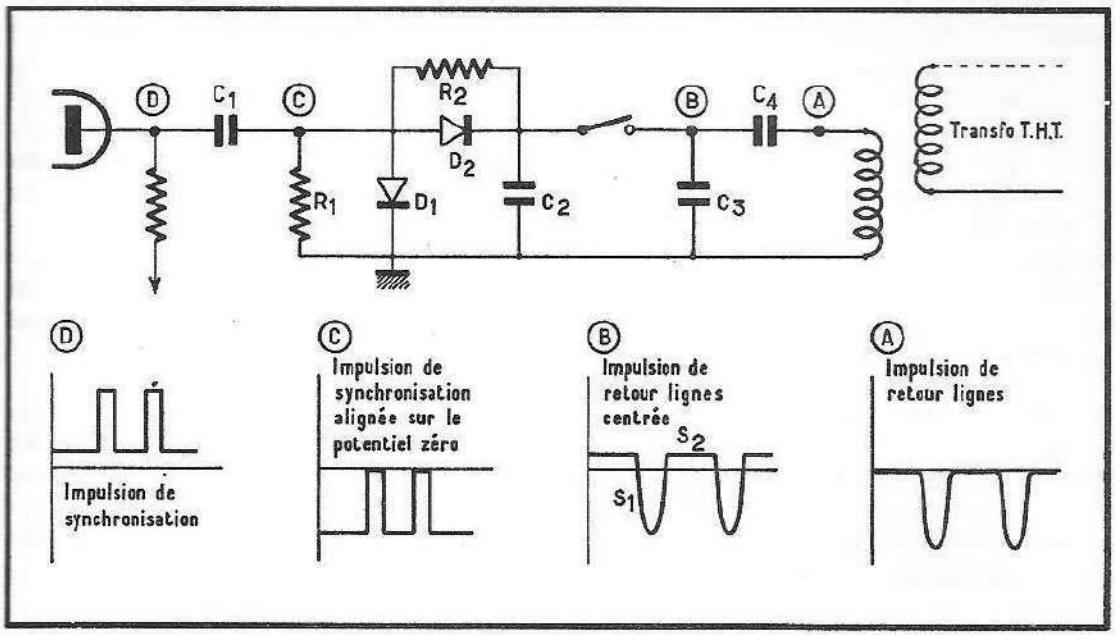


Fig. 194. — Schéma de principe d'un comparateur à commutations périodiques.

La tension C, qui est celle des deux anodes des diodes, est donc très négative pendant tout l'intervalle entre deux impulsions, et devient nulle pendant la durée de celles-ci.

Déterminons maintenant le potentiel aux bornes de C_2. Entre deux impulsions, le potentiel de C_2 peut prendre toutes les valeurs positives possibles puisque cela ne peut qu'accentuer le blocage de D2. En fait, si le potentiel de C_2 est positif, tout se passe comme si D2 était déconnectée, étant admis que R_2 est suffisamment grand pour n'avoir aucune influence.

Si le potentiel de C_2 est négatif, il ne se passe rien, — également sous condition que cette tension négative soit inférieure à celle de l'anode de D2, et, par conséquent, à la tension de crête des impulsions de synchronisation.

En somme, à la réserve près que nous venons de signaler, D2 est toujours bloquée entre deux impulsions, et le potentiel, aux bornes de C_2, sera libre de prendre n'importe quelle valeur.

Voyons maintenant quelle sera la tension de C_2 au moment de l'impulsion de synchronisation, c'est-à-dire de la conduction de D1. A ce moment, le potentiel du point C devient nul et tout se passe comme si on avait connecté

l'anode de D2 ainsi que la résistance R_2 à la masse. Alors, deux cas peuvent se présenter : ou bien C_2 est négatif et un courant traversant R_1 et la diode D2 viendra neutraliser la charge de C_2 en une ou plusieurs fois, et le potentiel de C2, au moment de l'impulsion, tendra vers zéro ; ou bien, encore, C_2 est positif et il perdra sa charge qui s'écoulera dans R_2 et la diode D1, ce qui tendra également à amener le potentiel de C_2 à zéro. En somme, lors de l'impulsion de synchronisation, nous venons connecter C_2 à la masse à travers un interrupteur résistant. Comme nous l'avons vu dans l'étude préliminaire, cette mise à la masse détermine, dans C_2, un courant de charge ou de décharge qui aura lieu pendant chaque impulsion jusqu'au moment où le potentiel de C_2, au moment de l'impulsion, sera nul. A partir de ce moment, le régime stationnaire sera atteint.

Connectons maintenant l'interrupteur qui applique à C_2 la tension de référence provenant du transformateur de sortie lignes, et examinons le fonctionnement pour trois cas particuliers (fig. 195).

Lorsque les impulsions de synchronisation apparaissent en A, cela veut dire que le relaxateur du récepteur est en retard et qu'il est nécessaire de lui appliquer une tension de correction négative, — c'est bien ce qui se produit puisqu'à ce moment le potentiel du point A devenant nul, la majorité du signal se trouve en dessous de la ligne du zéro. Lorsque les impulsions de synchronisation apparaissent en B, les surfaces situées de part et d'autre de la ligne du zéro sont égales et aucune tension de correction n'apparaît, — ce qui est également le résultat désiré puisque cette position correspond au fonctionnement centré. En C, la base est en avance et il faudra une tension positive pour la ralentir, — ce qui est le cas puisque maintenant tout le signal est situé au-dessus de la ligne zéro.

Note. — Nous avons raisonné, jusqu'à présent, en considérant les besoins en tension de commande d'un multivibrateur à couplage cathodique. Il va de soi que, si on utilise un autre genre de relaxateur qui nécessite des tensions de correction inverses, il suffit d'inverser également le sens de l'enroulement de tension de comparaison de façon que celle-ci soit en lancées positives pour obtenir le résultat désiré.

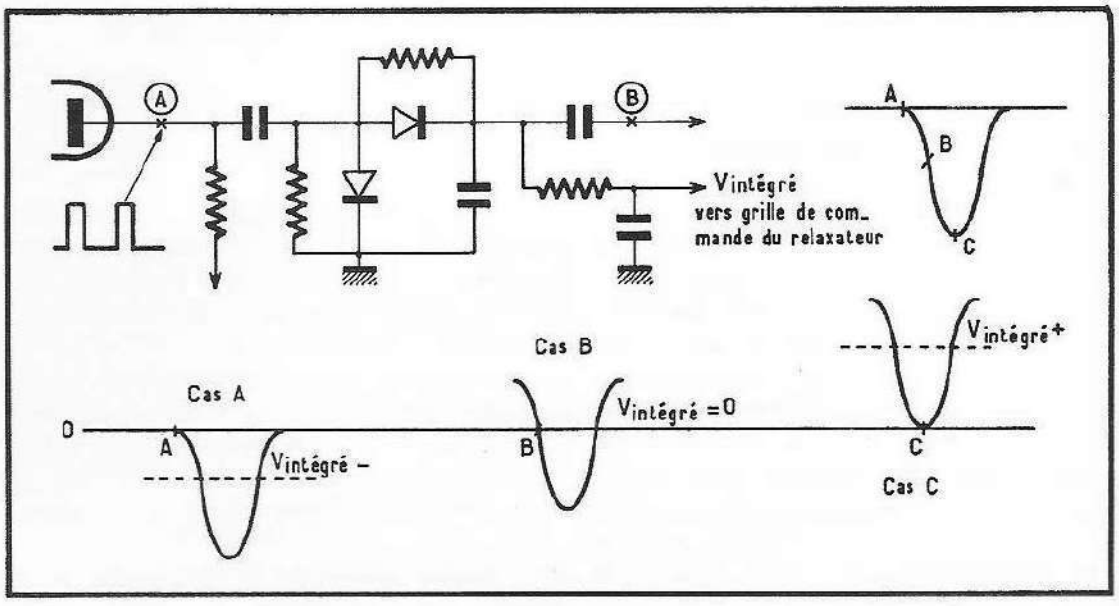


Fig. 195. — Processus de fonctionnement d'un comparateur à commutation.

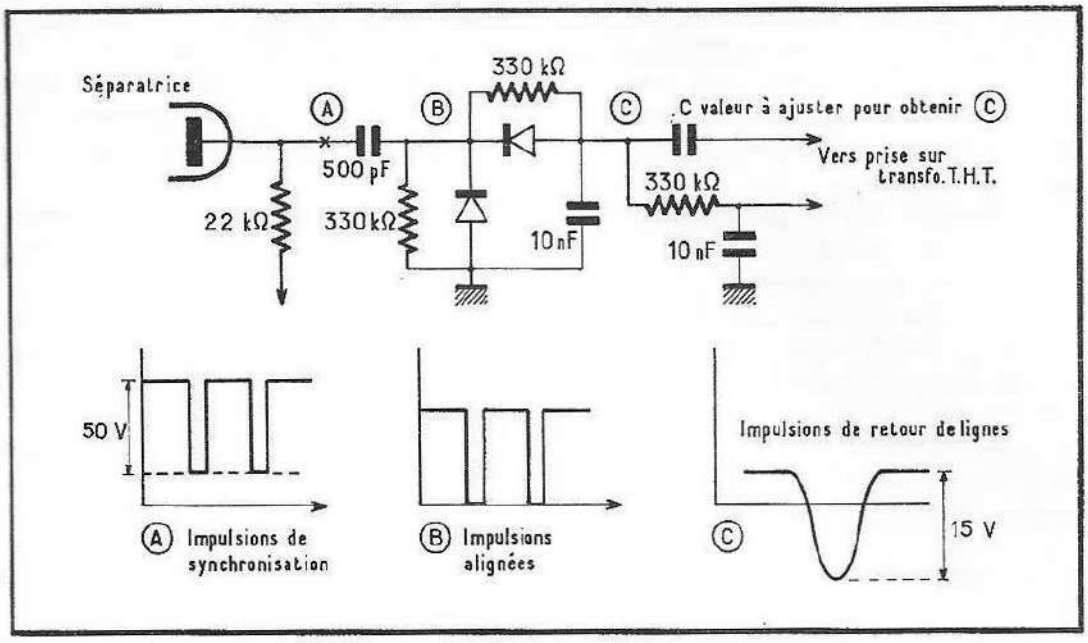


Fig. 196. — Schéma pratique d'un comparateur à coïncidence à attaque directe par la séparatrice.

Ce dernier comparateur est très employé, car son fonctionnement est très sûr. Nous l'avions représenté, jusqu'à présent, attaqué avec des impulsions de synchronisation positives, ce qui nécessite un tube supplémentaire entre le séparateur et le comparateur. Il arrive, très souvent, que le comparateur soit directement connecté sur la sortie de la séparatrice et, dans ce cas, le montage possède des diodes inversées comme le représente le schéma de la figure 196 qui donne également les valeurs pratiques employées.

Insistons sur le fait que, pour éviter toute conduction prématurée, l'amplitude des impulsions de synchronisation doit être, dans tous les cas, bien supérieure à celle de la tension de comparaison. Pour éviter tout trouble de fonctionnement, on adopte généralement un rapport de un à trois et, dans l'exemple pratique décrit, l'amplitude des impulsions de synchronisation s'élève à 50 V, alors que celle de la tension de comparaison ne dépasse pas 15 V.

4 . 52 Autres modes de synchronisation horizontale.

Il existe, outre la synchronisation directe et l'asservissement par comparateur, un autre mode de synchronisation qui permet d'éviter, comme le comparateur, les inconvénients de la synchronisation directe. Il s'agit de la synchronisation par effet de volant. Le principe consiste à utiliser un circuit accordé à grand coefficient de qualité en tant qu'égalisateur par effet de volant des impulsions de synchronisation.

En effet, si on délivre périodiquement de l'énergie à un circuit accordé, celui-ci délivrera une tension qui sera d'autant plus sinusoïdale et d'autant moins affectée par les irrégularités d'apport d'énergie que son coefficient de qualité sera élevé, ce qui veut dire que si les conditions de réception sont telles que chaque impulsion de synchronisation est différente de ses

voisines, et que toutes ces impulsions excitent un circuit à grand coefficient de qualité accordé sur la fréquence de récurrence des impulsions, le signal de sortie de ce circuit sera constant en amplitude et en forme. On pourra donc utiliser ce signal secondaire, après traitement, pour synchroniser la base de temps horizontale, cela sans que les irrégularités d'impulsion ne soient ressenties.

Ce système, très séduisant à première vue, comporte un certain nombre d'inconvénients qui l'ont écarté de la plupart des réalisations industrielles, mais le principe méritait d'être connu, ne serait-ce que pour mémoire.

Le premier de ces inconvénients provient du système même, car, rappelons-le, le circuit volant doit posséder un grand coefficient de qualité, ce qui veut dire une grande sélectivité. Or la fréquence de récurrence des impulsions de synchronisation varie de façon relativement importante, d'une part, lorsque l'émetteur est asservi au réseau et, d'autre part, lors de reportages extérieurs avec équipements légers. Dans ce cas, le circuit volant continuera à imposer sa fréquence au relaxateur et l'image reçue sera très perturbée. Par ailleurs, aussi bien construit que soit un circuit son accord peut varier dans le temps ou en fonction de la température et, dans ce cas, c'est également la nouvelle fréquence d'accord du circuit qui déterminera la fréquence du relaxateur. Cela peut se traduire par des décalages plus ou moins importants de l'image qui ne sont compensés par aucun contrôle. Ces divers inconvénients, qui se rattachent à la conception même de ce mode de synchronisation, ont écarté celui-ci au profit du système à comparateur qui a le mérite d'auto-compenser ses propres variations.

LES DISPOSITIFS ANNEXES

Préambule.

Nous venons d'étudier le fonctionnement des parties essentielles d'un récepteur de télévision. Cependant, ce dernier comporte encore un certain nombre de dispositifs annexes, tels que les montages de commande de gain et les circuits permettant de délivrer les diverses tensions et courants d'alimentation nécessaires au fonctionnement de l'ensemble. Ce sont ces dispositifs que nous allons examiner maintenant.

5 . 1 La commande automatique de gain.

Lors de l'étude de l'amplificateur, nous avons abordé le problème de la commande de gain du récepteur et nous avons vu que celle-ci s'obtient en appliquant, sur les grilles des tubes amplificateurs, des tensions de polarisation qui modifient le gain procuré par ces derniers, soit par le fait que par construction le tube possède une pente variable, soit, plus simplement, par écrêtage d'une partie de la tension M. F. ou H. F. par le coude de la caractéristique I_p/V_g.

Nous n'avions pas précisé, à ce moment, l'origine de cette tension de commande, car elle fait appel à la connaissance des circuits de bases de temps du récepteur dont nous n'avions pas encore étudié le fonctionnement.

Ayant maintenant terminé l'étude complète du récepteur, nous pouvons aborder à nouveau ce sujet et l'approfondir.

Les récepteurs de radio utilisent déjà une commande automatique de gain obtenue en prélevant la tension détectée et en l'appliquant, après filtrage, sur les grilles des différents étages amplificateurs. Cependant, le problème de la commande de gain en télévision est très différent de celui posé en radio. En effet, dans cette dernière technique, la tension moyenne détectée correspond très sensiblement à l'intensité de l'émission reçue, quelle que soit la profondeur de modulation qui, d'ailleurs, varie dans d'assez faibles limites. On peut donc prendre comme critère de puissance d'émission reçue la tension moyenne de détection. En second lieu, en radio, on s'efforce de maintenir le niveau détecté aussi constant que possible, et le volume sonore désiré est ajusté en appliquant une fraction plus ou moins grande de cette tension à l'amplificateur basse fréquence.

En télévision les solutions adoptées sont très différentes. En effet, dans une réception télévision le niveau moyen détecté est constamment variable suivant le contenu de l'image reproduite. En modulation positive, par exemple, le niveau détecté pour une image entièrement blanche sera trois fois plus grand que pour une image entièrement noire (fig. 197). De plus, si on s'efforce comme en radio, de maintenir constant le niveau détecté, malgré les différents niveaux reçus, on se réserve la possibilité de faire varier manuellement ce niveau de façon que l'usager puisse ajuster l'amplitude du contraste de l'image à la valeur qu'il désire.

Notons tout d'abord que le problème n'est pas le même pour tous les standards de modulation de l'émission. En effet, en modulation positive, la puissance d'émission est fonction de la modulation image et elle devient maximale pour un blanc, alors qu'en modulation négative la puissance maximale de l'émetteur est nécessaire pour l'émission des impulsions de synchronisation, un blanc correspondant à la puissance minimale émise. De ce fait, en modulation négative, la tension de crête dans le récepteur (correspondant aux impulsions de synchronisation) est indépendante du contenu de l'image et

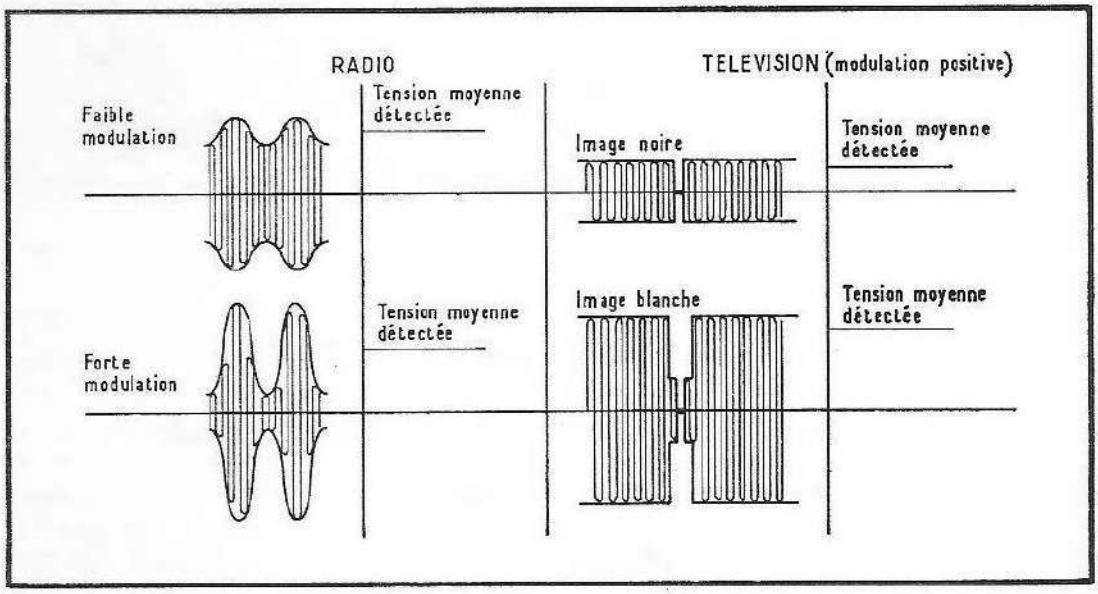


Fig. 197. — Alors qu'en radio, la tension détectée est invariable avec le contenu de la modulation, cette tension varie énormément en télévision en fonction de l'image reçue.

correspond très exactement à l'intensité du signal reçu. On peut donc l'utiliser pour commander directement le gain des étages amplificateurs (fig. 198).

Nous voyons, sur cette figure, qu'en plus du détecteur normal, dont la tension de sortie attaque l'étage vidéo, le secondaire du dernier transformateur M. F. est connecté à une diode dont le courant charge le condensateur C à la valeur de crête du signal. Les valeurs de C et de R sont telles que le condensateur ne se décharge pratiquement pas au bout d'une ligne.

L'inconvénient de ce montage réside dans le fait que les impulsions parasites orientées dans le même sens que la synchronisation, et correspondant à un accroissement d'énergie, procurent le même effet qu'une augmentation de puissance d'émission et, du fait de l'accroissement de la tension négative de crête détectée, tendent à diminuer le gain de l'amplificateur.

Un train de parasites sera donc extrêmement visible et gênant car il diminuera, parfois de façon considérable, le contraste de l'image. Pour éviter

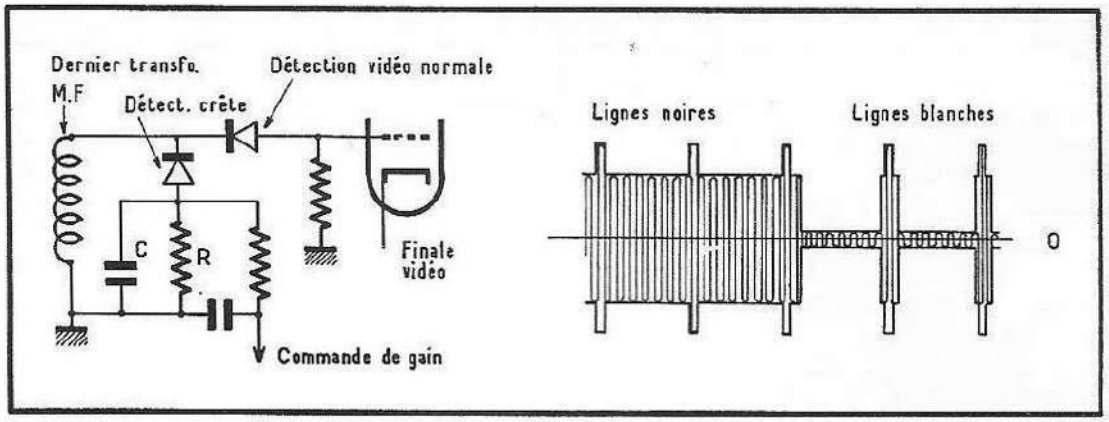


Fig. 198. — En modulation négative, la puissance crête du signal haute fréquence est indépendante du contenu de l'image. On peut donc détecter la tension crête et l'appliquer directement aux grilles des tubes amplificateurs à commander.

cet inconvénient, on élimine la possibilité de perturbation par les parasites en supprimant le fonctionnement pendant la durée de la modulation image, pour ne le laisser subsister que le temps nécessaire aux impulsions de synchronisation.

Il existe un grand nombre de montages utilisant ce mode de fonctionnement à commutateur, et nous n'étudierons que le plus représentatif d'entre eux.

Ce montage est représenté sur la figure 199. Il comporte un détecteur classique dont la tension de sortie est appliquée entre grille et cathode du tube de sortie vidéo. Ce dernier comporte, en série entre cathode et masse,

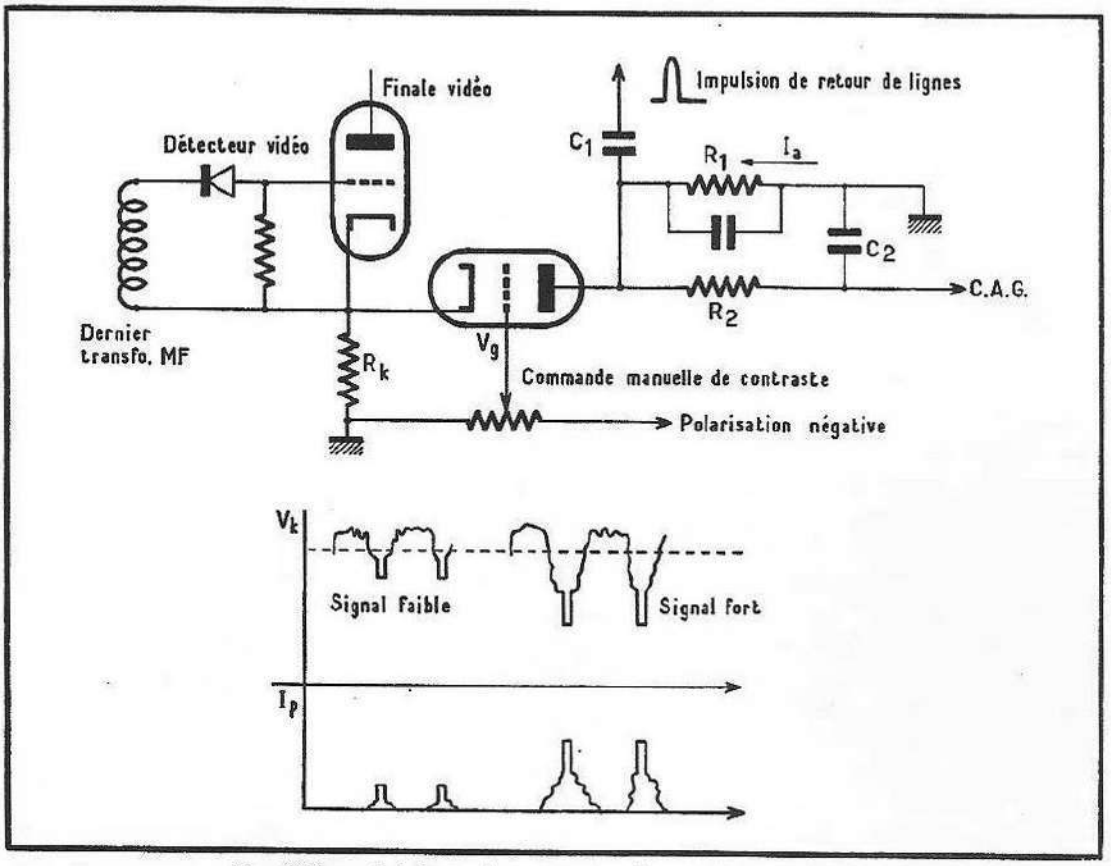


Fig. 199. — Schéma de principe d'un système C.A.G. à commutation pour modulation négative.

une résistance R_k aux bornes de laquelle apparaîtra une tension vidéo, créée par les variations du courant anodique, qui aura la même allure que la tension de la grille.

Rappelons encore qu'en modulation négative, le blanc correspond à une puissance d'émission pratiquement nulle. De ce fait, les niveaux situant les impulsions de synchronisation seront indépendants du contenu de l'image quel qu'il soit, et leur position en amplitude sera rigoureusement proportionnelle à la puissance de l'émission.

Du fait de la transmission de la composante continue vers la grille du tube vidéo, les impulsions de synchronisation conservent en tension, sur la résistance R_k, la position relative qu'elles possédaient sur la grille. Par conséquent, le sommet d'une impulsion de synchronisation se situera à une tension moins positive pour un signal fort que pour un signal faible, et le début du niveau de modulation sera également beaucoup moins positif, pour un signal fort.

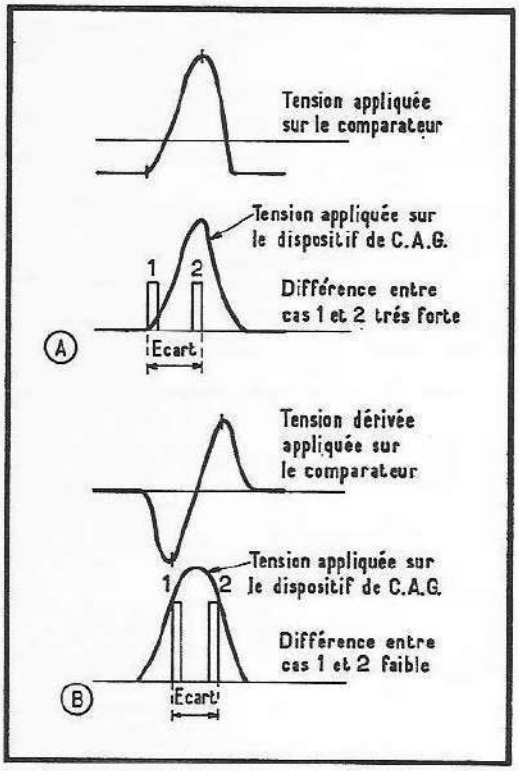


Fig. 200. — Lorsque l'on utilise un dispositif C.A.G. à commutation, on a tout intérêt à appliquer sur le comparateur de phase une tension de comparaison provenant de la base de temps lignes dérivée, — ce qui diminue la différence de tension de sortie du dispositif de C.A.G en fonction des écarts de phase entre le relaxateur et les impulsions de synchronisation.

La cathode du tube vidéo est reliée à la cathode d'un autre tube dont l'anode reçoit périodiquement des impulsions positives provenant d'un enroulement du transformateur T. H. T. Nous avons déjà rencontré ce genre de montage, notamment dans l'étude de la synchronisation horizontale, et nous savons que l'impulsion positive fait apparaître un courant anodique qui traverse R_1 et fait apparaître une tension négative à ses bornes, tension dont la valeur est proportionnelle au courant. Or ce courant sera d'autant plus intense à l'instant où l'impulsion apparaît que la tension de la cathode sera plus basse, ce qui est le cas lorsque le signal est grand. La tension négative sera donc proportionnelle à l'amplitude de crête du signal détecté et pourra être utilisée pour la commande de gain de l'amplificateur. Les parasites qui apparaîtraient pendant le signal d'image ne pourraient avoir aucune influence, puisqu'à ce moment le tube ne fonctionne pas. En appliquant sur la grille de ce même tube une tension variable manuellement, on obtient une seconde possibilité d'action sur le courant du tube et, par conséquent, sur l'amplitude de la tension négative de sortie. C'est cette commande qui sera mise à la

disposition de l'usager, sous la dénomination de « commande de contraste », et qui lui permettra de doser, à sa convenance, les rapports de luminosité de l'image.

Il faut noter que le fonctionnement de ce montage implique l'emploi d'une base de temps horizontale asservie par un comparateur, puisqu'il est nécessaire que l'impulsion du retour prenne naissance avant l'arrivée de l'impulsion de synchronisation. De plus, les variations de phase relatives de l'asservissement produiront des variations de l'amplitude de la tension négative de sortie, mais celles-ci seront atténuées car le système fonctionne avec un taux de contre-réaction très important. En effet, si la tension négative tend à diminuer par le fait d'une position en phase moins favorable, le contraste de l'image tendra à augmenter et, par conséquent, l'amplitude négative délivrée par le montage C. A. G. augmentera également. On peut, toutefois, diminuer encore les variations dues aux écarts de phase en appliquant au comparateur, non pas la tension directe provenant du retour ligne, mais sa dérivée (fig. 200). Dans ce cas, l'écart de phase possible devient très réduit et les variations de la tension de C. A. G. qui proviennent de ces écarts seront pratiquement négligeables.

En résumé, lorsque le standard reçu est en modulation négative, le problème de la C. A. G. consiste à mesurer la tension de crête vidéo qui correspond aux sommets des impulsions de synchronisation, tension de crête invariable avec le contenu de l'image et qui représente donc exactement l'intensité du signal reçu.

Le problème est très différent lorsqu'il s'agit de la modulation positive. Dans ce dernier cas, le blanc de l'image correspond à la puissance maximale de l'émetteur et le sommet des impulsions de synchronisation à une puissance d'émission nulle. Il n'est donc plus possible de prendre le blanc de l'image comme référence nulle et de mesurer l'amplitude de crête des impulsions.

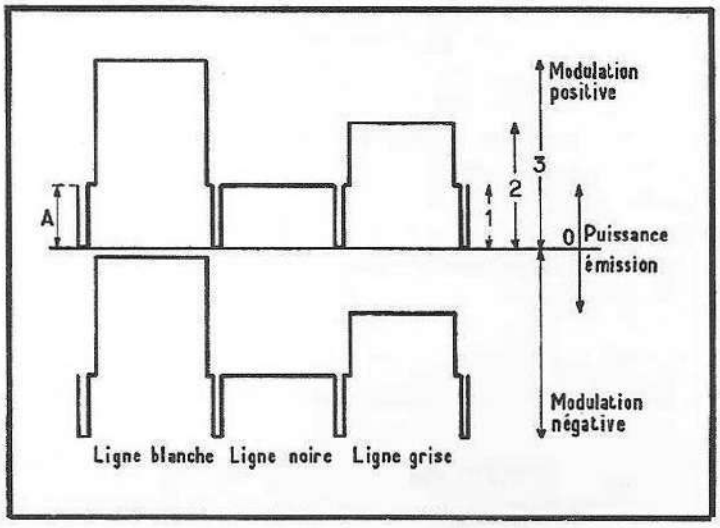


Fig. 201. — En modulation négative, le niveau crête de l'émission est indépendant du contenu de l'image, alors qu'en modulation positive seul le niveau du noir (A) est invariable.

La seule référence possible est représentée, dans ce cas, par l'amplitude du niveau du noir par rapport à la référence nulle qui correspond au sommet des impulsions de synchronisation (fig. 201).

Dans ces conditions, il n'est pas possible d'envisager l'obtention de la tension de la C. A. G. d'une manière très simple comme celle qui consistait, par exemple, à détecter la tension de crête du signal et à l'appliquer aux organes de commande de l'amplificateur. Il faudra obligatoirement envisager un système plus complexe à déclenchement, mais nullement pour les mêmes raisons que celles qui avaient incité à le faire en modulation négative. Ce système est représenté sur la figure 202.

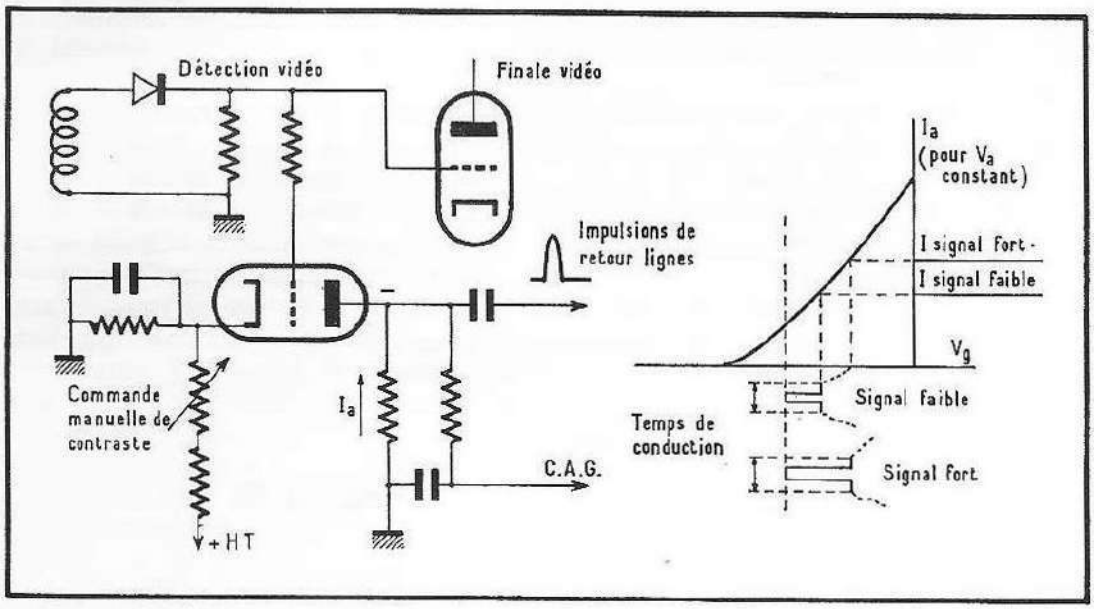


Fig. 202. — Schéma de principe d'un dispositif C.A.G. destiné à la modulation positive.

Le signal issu du détecteur vidéo est envoyé, à travers une résistance de séparation, à la grille du tube de C. A. G. Le point de fonctionnement de ce tube est ajusté par un pont de résistances, dont une fraction variable manuellement détermine, sur la cathode, une tension positive. L'anode du tube est alimentée par des impulsions de retour ligne provenant du transformateur T. H. T. Lorsqu'aucun signal n'est envoyé sur sa grille, le tube présente une très faible conduction et, de ce fait, la tension négative développée par le courant traversant la résistance anodique est également très faible. Au fur et à mesure de l'accroissement du signal, le courant anodique augmente car le niveau grille, qui est celui du noir pendant la période de conduction, devient de moins en moins négatif, et la tension négative délivrée croît également. A noter que le recul de grille du tube doit être suffisant pour que la plus grande amplitude de signal admissible n'atteigne pas la zone de courant grille, ce qui provoquerait un écrêtage des blancs de l'image et une perturbation du fonctionnement.

5 . 2 Réalisations simplifiées.

Le raisonnement tenu au moment où la question se posait de savoir s'il était nécessaire ou non de transmettre intégralement la composante du signal vidéo, peut se tenir exactement de la même façon pour résoudre le problème de la commande automatique de gain.

Nous avons supposé, jusqu'à présent, qu'il était nécessaire que cette tension de commande représente rigoureusement l'énergie du signal reçu sans être influencée par le contenu de l'image. Que se passerait-il si la tension de C. A. G. était variable avec ce contenu ? En réalité, peu de choses, et les différentes expériences pratiques qui ont été menées ont abouti à cette conclusion que les inconvénients d'une C. A. G. dépendant de la modulation image n'apportait pas de gêne visible à l'utilisateur.

Nous avons vu précédemment que la non-transmission de la composante continue se traduisait par une égalisation des différences de luminance qui

existent entre les images, et que, par exemple, une série d'images absolument noires seront restituées sous forme d'images grises qui se rapprocheront de la teinte d'une série d'images blanches. Nous avons conclu, à ce moment, au risque de choquer un puriste, que cela ne présentait pas d'inconvénients pour l'usager et que peut-être, au contraire, il pourrait ainsi régler plus facilement son récepteur. Il en est exactement de même avec la C. A. G. En effet, quels seraient les inconvénients d'une commande de gain influencée par le contenu de l'image ? Cela se traduirait par le fait qu'une série d'images normalement peu contrastées le serait davantage et qu'une série d'images très contrastées le serait moins, ce qui provoquerait une tendance à l'égalisation. Cet inconvénient ne présente aucun caractère de gravité, et, au cours

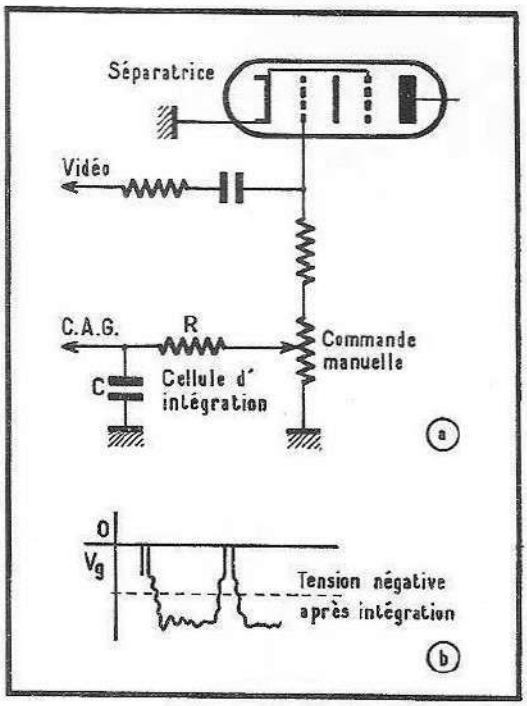


Fig. 203. — Dispositif C.A.G. très simple sur la grille de la séparatrice.

d'expériences effectuées avec des profanes, il a été permis de déceler que ces derniers marquaient une préférence pour les récepteurs qui égalisaient ainsi les contrastes, ceux-ci leur apparaissant plus stables. Aussi, un grand nombre de constructeurs utilisent-ils une commande de gain qui est influencée par la luminance de l'image. Cela permet l'utilisation de montages très simples qui donnent satisfaction tant au point de vue stabilité qu'au point de vue sécurité.

La manière la plus usitée dans ce cas consiste à prélever la tension de commande sur la grille de l'étage séparateur. Nous avons déjà vu précédemment que, sur cette grille, les sommets d'impulsions étaient alignés sur le point d'apparition du courant grille, c'est-à-dire au voisinage de zéro, et que l'intégration du signal ainsi aligné présentait des valeurs plus ou moins négatives suivant la valeur de son amplitude. On peut donc intégrer l'ensemble du signal apparaissant sur la grille du séparateur, ce qui permet d'obtenir une tension négative de commande de gain correspondant à la valeur moyenne reçue. Le dosage de cette tension permet de réaliser la commande manuelle destinée à l'usager dans les exécutions les plus simples. Un tel montage est représenté par la figure 203.

Un montage de ce genre présente le défaut de ne posséder une efficacité de commande manuelle que dans le cas de signal fort. Si on désire une effi-

cacité constante quel que soit le signal, on peut réaliser le montage de la figure 204, dans lequel une tension négative auxiliaire permet le réglage du gain du récepteur, même en l'absence de signal vidéo. Une autre variante permettant une commande manuelle efficace est représentée par la figure 205. Elle consiste à utiliser, au lieu de l'espace grille-cathode du tube séparateur, l'espace anode-cathode d'une diode auxiliaire dont la cathode peut être amenée à un potentiel négatif choisi.

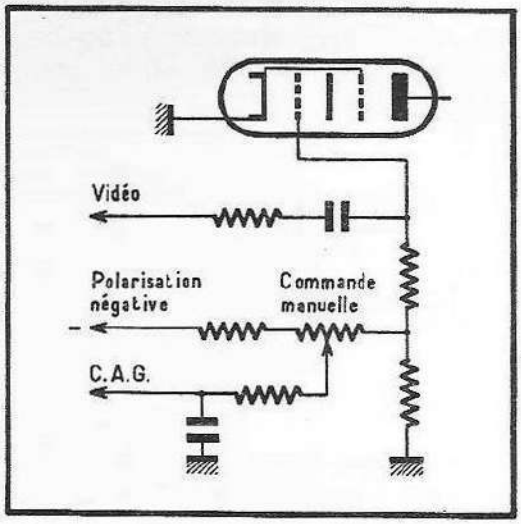


Fig. 204. — Dispositif C.A.G. avec commande manuelle améliorée.

L'alignement du sommet des impulsions s'effectue toujours sur le potentiel cathode déterminé par le choix de l'utilisateur et la tension négative qui apparaît sur l'anode de la diode représente donc la somme de la tension de la cathode et de celle définie par l'amplitude du signal vidéo. Ce dispositif est très simple et très efficace.

5.3 C. A. G. avec correction en fonction de la lumière ambiante.

Si nous supposons que la commande automatique de gain possède une grande efficacité, la tension vidéo détectée aura pratiquement toujours la même valeur quelle que soit l'intensité du signal reçu. Les deux seules raisons qui peuvent inciter l'utilisateur à modifier la valeur du contraste de l'image de son récepteur sont, d'une part, son goût personnel et, d'autre part, les variations de la luminosité ambiante. On ne peut agir sur le premier facteur, mais il est possible de munir le récepteur d'un dispositif qui modifiera le contraste en fonction de la luminosité ambiante, et qui permettra d'éviter les retouches dues aux variations de celle-ci.

Ces dispositifs font appel à la propriété de certains matériaux de posséder une résistance dont la valeur est variable avec la quantité de lumière qu'ils reçoivent. Ces résistances (appelées L. D. R.) sont insérées électriquement dans une branche du circuit de C. A. G. et, étant exposées à la lumière ambiante, corrigent, en fonction de celle-ci, la valeur de la tension négative appliquée aux tubes amplificateurs. La figure 206 représente un montage couramment employé.

5 . 4 L'alimentation des récepteurs de télévision.

Les problèmes posés par l'alimentation des récepteurs de télévision concernent, outre le prix de revient comme partout ailleurs, le rayonnement du transformateur d'alimentation, le poids, et les calories dissipées.

La consommation d'un récepteur de télévision est relativement importante car elle se situe généralemant autour de 180 W utilisés pour chauffer les filaments des tubes amplificateurs et celui du tube cathodique, et pour fournir la haute tension nécessaire à l'alimentation de leurs électrodes.

5 . 5 Le chauffage des filaments.

Un récepteur comporte de 15 à 20 tubes dont les filaments peuvent être chauffés en parallèle, en série ou bien encore en formule mixte.

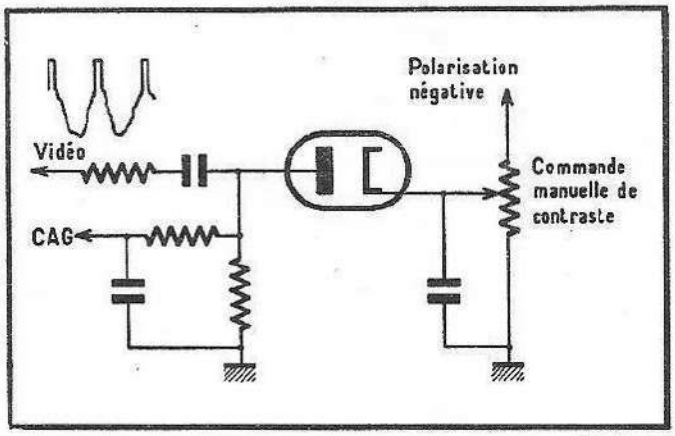


Fig. 205. — Dispositif C. A.G. à diode auxiliaire. Le signal video vient s'aligner sur le potentiel de la cathode de la diode. Ce potentiel est déterminé par la position d'un potentiomètre de commande.

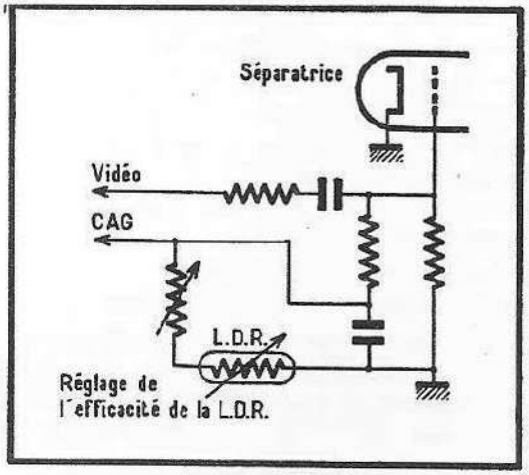


Fig. 206. — Adjonction sur le dispositif de C.A.G. d'une commande automatique de contraste en fonction de la lumière ambiante.

Lorsque les filaments sont tous chauffés en série, il est nécessaire de prendre un certain nombre de précautions. En premier lieu, les différents tubes amplificateurs possèdent des isolements filament-cathode différents. Ensuite, l'induction d'une tension alternative du filament vers la cathode pourra avoir des influences diverses suivant la fonction du tube chauffé. Par exemple, un tube amplificateur basse fréquence sera beaucoup plus sensible à la tension induite qu'un tube de sortie image ou ligne. En dernier lieu, le tube cathodique étant l'élément le plus coûteux d'un récepteur, son filament devra être parti-

culièrement bien protégé contre un court-circuit éventuel de la chaîne filament, et il sera donc placé en dernière position vers la masse.

La chaîne des filaments en série sera ainsi constituée en tenant compte de tout ce qui précède, ce qui conduira à placer les tubes dans l'ordre suivant, en partant du secteur et en allant vers la masse : tout d'abord, nous trouverons les tubes possédant, par construction, les plus forts isolements filament-cathode, et qui sont généralement les tubes de puissance, en particulier la diode de récupération lignes ; puis le tube de puissance lignes, le tube de sortie image, le tube de sortie son, les différents tubes moyenne fréquence, haute fréquence, et enfin le tube cathodique.

Une autre considération importante concerne l'inertie thermique différente des tubes. La résistance ohmique présentée par un filament de tube est fonction de sa température ; au départ, celle-ci étant très faible, la résistance l'est également. Si tous les tubes en série dans la même chaîne possèdent la même inertie thermique, la tension aux bornes de tous les tubes se répartira également sur chacun d'eux. Mais lorsqu'il existe entre eux une différence d'inertie thermique, le tube chauffant le moins vite aura aux bornes de son filament, qui est peu résistant, moins de tension que celui dont la chauffe est rapide. Ce dernier sera donc soumis à une grande tension, encore accentuée par le fait que, se trouvant en régime de surtension, sa résistance est très élevée. Il y aura donc dans la chaîne, pendant la première phase de l'allumage, et suivant les types de tubes, des filaments sous-chauffés, ce qui n'est pas un grand mal, mais, surtout, il y aura des filaments très surchauffés, ce qui risque d'endommager à la longue les tubes se trouvant dans ce cas. Pour éviter cet inconvénient, on insère dans la chaîne une résistance spéciale (C. T. N.) qui possède une grande inertie thermique, et dont la valeur résistive décroît avec la température.

Lorsque cette précaution est prise, la résistance C. T. N. présente une grande valeur à l'allumage et, pratiquement toute la tension est appliquée à ses bornes. Puis, elle s'échauffe, et sa valeur décroît très progressivement ainsi que la tension à ses bornes, alors qu'à l'inverse, la tension aux bornes de la chaîne des filaments croît très progressivement, ce qui élimine tout risque de surchauffe d'un des filaments.

Au bout d'un certain temps, deux à trois minutes, le régime définitif est atteint, et il n'y a plus aux bornes de la résistance C. T. N. que la tension de régime normal, qui se situe, en général, autour de 13 V.

Il est quelquefois possible de répartir les filaments en deux chaînes distinctes qui groupent, dans chacune d'elles, les filaments de même inertie thermique. C'est le cas dans l'alimentation mixte où les filaments très différents sont chauffés en parallèle, et les filaments de même nature en série. Il est inutile, dans ce cas, de prévoir une résistance C. T. N. de protection.

Il est indéniable que la solution du chauffage des filaments en série représente la solution rationnelle de ce problème. En effet, on évite ainsi l'emploi, pour le chauffage, d'un transformateur coûteux, lourd, et qui produit des rayonnements nuisibles sur le tube cathodique ; mais cela oblige à prendre quelques précautions simples qui permettent, lorsqu'elles sont effectives, d'obtenir un fonctionnement très sûr, malgré la légende qui veut que les filaments en série soient plus fragiles que les filaments en parallèle. En réalité, des dizaines de millions d'appareils ont été réalisés dans le monde de cette manière, et donnent entière satisfaction.

5 . 6 L'alimentation haute tension.

Un récepteur consomme généralement de 300 à 350 mA sous une haute tension de 230 à 250 V. Cette haute tension générale est répartie en diverses

branches secondaires destinées à l'alimentation de parties distinctes du récepteur, et qui diffèrent entre elles par la valeur de la tension nécessaire et par la qualité du filtrage désiré.

On peut utiliser pour obtenir cette haute tension un des montages suivants : redressement biplaque, doubleur de tension du type Latour, doubleur de tension du type Schenkel, montage en pont. Nous ne parlerons pas du premier de ces montages, le redressement biplaque classique, car il n'est pas spécifique à la télévision et, étant couramment utilisé en radio, par exemple, il ne donne pas lieu à des commentaires particuliers.

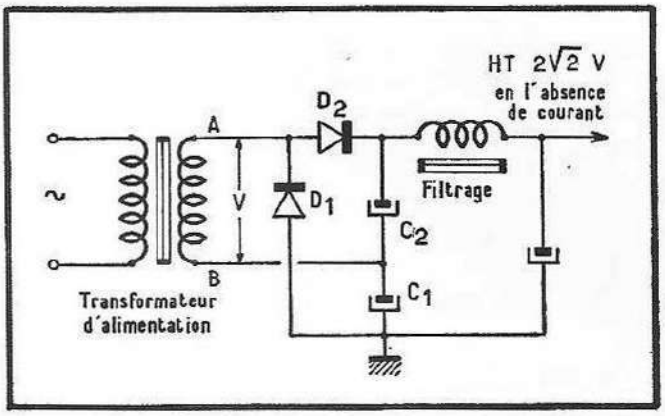


Fig. 207. — Schéma de principe d'un montage doubleur de tension. Chaque condensateur se charge à la tension crête du secondaire, et les deux condensateurs sont en série.

5 . 7 Le doubleur Latour.

Le principe de ce montage consiste à charger alternativement deux condensateurs placés en série et dont la somme des tensions à leurs bornes représentera la valeur de la haute tension générale du récepteur.

La figure 207 représente ce montage. Lorsque la phase du réseau est telle que le point A du secondaire du transformateur est positif par rapport au point B, un courant de charge circule dans la diode D2 et dans C_2 pour se refermer au point B. Ce courant de charge provoque aux bornes de C_2 l'apparition d'une tension dont la valeur, en l'absence de courant, est égale à la valeur de crête de la tension délivrée par le secondaire du transformateur, soit sensiblement 1,4 fois la valeur efficace.

A la seconde alternance, le point B devient positif par rapport au point A et aucun courant ne peut plus circuler dans D1, mais un courant dans D2 et C_2 s'établit. Ce courant charge également C_2 à la valeur de crête de la tension, et comme la base de C_2 est reliée au sommet de C_1, dont la base est à la masse, les deux tensions aux bornes des condensateurs sont en série, et leur somme est disponible au sommet de C_2, c'est-à-dire au point C, ceci par rapport à la masse.

Cette tension doublée est ondulée à une fréquence double de celle du réseau ; si cette dernière est de 50 périodes, la fréquence de l'ondulation sera de 100 périodes, ce qui est un élément favorable pour la facilité du filtrage.

Les diodes de redressement sont presque toujours des diodes au silicium dont la tension inverse de fonctionnement pourra être relativement faible, de même que la tension d'isolement des condensateurs. On prendra, avec les marges usuelles, des composants adaptés à une haute tension de valeur moitié de celle de la tension générale.

Les valeurs pratiquées le plus souvent sont, pour une haute tension générale de 250 V et une consommation de 350 mA :

— tension efficace aux bornes du secondaire du transformateur : 105 V ;

— caractéristiques des deux condensateurs chimiques : capacité 150 à 200 µF avec une tension d'isolement de 150/165 V ;

— tension inverse des diodes silicium : 400 V.

Ce montage fonctionne d'une manière très sûre et est relativement économique. En effet, la tension délivrée par le transformateur est faible et le secondaire travaille à chaque alternance, ce qui est favorable au point de vue volume du transformateur. Il est très répandu, notamment en France, depuis l'apparition des diodes silicium.

5 . 8 Le montage redresseur en pont.

Ce montage représente également une solution intéressante qui permet l'utilisation optimale du transformateur grâce à l'utilisation du secondaire à chaque alternance. Il ne nécessite qu'un seul condensateur de tête, mais quatre redresseurs au lieu de deux.

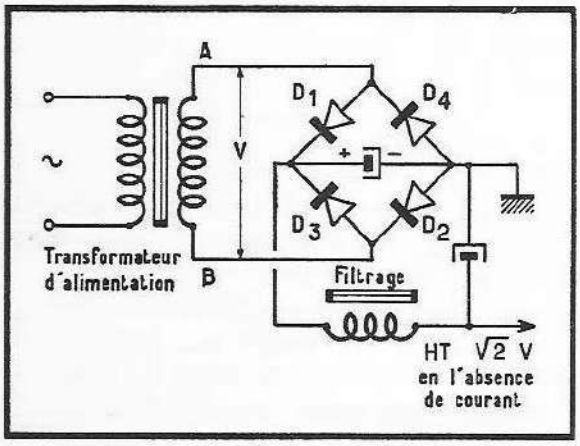


Fig. 208. — Le redresseur en pont.

Ce montage est représenté par la figure 208. Lorsque le point A est plus positif que le point B, un courant circule dans la diode D1, puis dans le condensateur de tête, et se referme en B à travers D2. A l'alternance suivante, le courant circule de B vers A à travers D3, puis dans le condensateur et enfin dans la diode D4. Le secondaire du transformateur doit donc, dans ce montage, délivrer une tension double de celle utilisée dans le cas du doubleur Latour, mais l'intensité sera moitié moindre à chaque alternance.

Les valeurs pratiques les plus usuelles sont les suivantes pour des valeurs de haute tension situées autour de 250 V et pour une consommation de 350 mA:

— tension efficace délivrée par le secondaire : 220 V ;

— condensateur électrochimique de 100 µF, avec tension de service de 320/350 V ;

— quatre redresseurs pouvant supporter une tension inverse de 300 V et calibrés pour un débit moyen minimum de 200 mA.

Ce montage, aussi sûr que le doubleur Latour, était très répandu avant l'apparition des diodes silicium. Il utilisait des redresseurs au sélénium qui

étaient couplés par jeux de deux éléments en série avec une sortie médiane commune.

Il faut noter que la fréquence de la tension d'ondulation de haute tension est également, pour ce montage, le double de la fréquence du secteur.

5.9 Le doubleur du type Schenkel.

Ce montage est extrêmement intéressant car il permet une importante réduction des dimensions du transformateur d'alimentation qui devient, en fait, un autotransformateur ne fournissant pratiquement pas d'énergie sur la position 110 V.

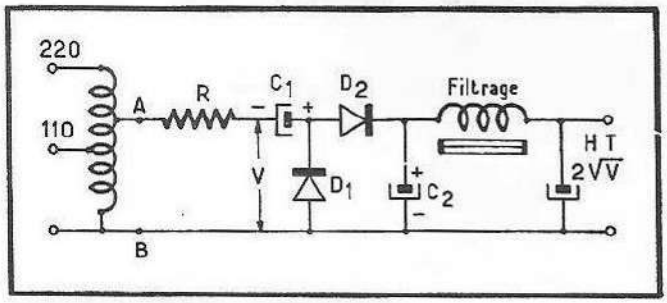


Fig. 209. — Le doubleur Schenkel. L'alternance, où B est positif par rapport à A, charge C_1 ; à l'alternance suivante, C_2 est chargé par la source de V et de la tension aux bornes de C_1.

Le principe de ce mode de redressement consiste à charger, à travers un redresseur, un premier condensateur électrochimique à l'aide de la première alternance de la tension alternative délivrée par la source.

A la seconde alternance, ce condensateur chargé est placé en série avec la source, et la somme de ces deux tensions est appliquée, à travers un second élément redresseur, à un second condensateur électrochimique.

Ce dernier est donc chargé par une tension qui représente la somme de la tension du réseau d'alimentation et de la charge du premier condensateur, soit sensiblement le double de celle du réseau.

La figure 209 représente ce montage. Supposons que le fonctionnement débute au moment où le point B, connecté à la masse, est plus positif que le point A. A ce moment, un courant circule de A vers B à travers la diode D1 et C_1 qu'il charge. Lorsque, à l'alternance suivante, le point A devient plus positif que le point B, un courant s'établit de A en B qui charge C_2 à travers D2. Pendant cette alternance, la source de tension est constituée par la tension située entre A et B, plus la tension aux bornes de C_1. Le condensateur C_2 est donc chargé sensiblement à une tension double de celle du condensateur C_1.

La principale difficulté de ce montage réside dans la qualité du condensateur C_1 qui est traversé par un important courant inverse et qui devra donc être choisi en conséquence, de façon à éviter tout échauffement excessif.

En revanche, la tension d'isolement de ce condensateur sera la moitié de celle du condensateur C_2, qui représente véritablement le condensateur de tête.

On insère généralement en série dans le circuit, une résistance R d'une valeur d'une dizaine d'ohms destinée à limiter le courant crête de charge des condensateurs.

Les valeurs pratiques les plus usuelles, pour les mêmes consommations et tensions que celles des cas précédents, sont les suivantes :

— tension entre A et B : 130 $V_{efficaces}$;
— C_1 : 100 µF — 150/165 V ;
— C_2 : 100 µF — 320/350 V.

Les redresseurs devront pouvoir tenir une tension inverse de 350 V et supporter un courant moyen de 400 mA.

Ce montage, pourtant très rationnel, a donné lieu à certains déboires dus, le plus souvent, à des qualités de condensateurs non adaptées et quelquefois à certaines erreurs de construction. Il présente également l'inconvénient, plus commercial que technique, de nécessiter que le châssis du récepteur soit directement relié au réseau d'alimentation.

Néanmoins, en raison des progrès accomplis dans la technologie des condensateurs chimiques, ce montage présente maintenant une sécurité de fonctionnement analogue à celle des montages que nous avons vus précédemment, avec l'avantage, très important, d'une réduction de poids et du rayonnement à la fois électrique et calorifique des transformateurs d'alimentation.

5 . 10 Le redressement mixte.

On peut encore aller plus loin dans cette voie, en supprimant complètement le transformateur d'alimentation. Ce dernier est surtout nécessaire pour permettre l'adaptation du récepteur aux différents types de réseaux et, en particulier, pour résoudre le problème des secteurs 110 et 220 V. Lorsque cette dernière tension existe seulement, et c'est le cas de la plupart des pays européens, sauf la France, on n'utilise pas de transformateur ou d'autotransformateur d'alimentation et on se contente de redresser directement le 220 V

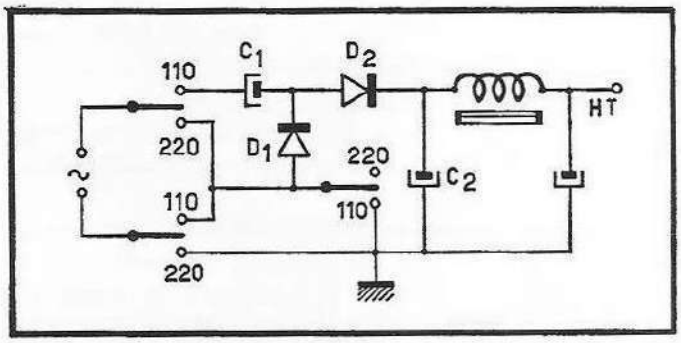


Fig. 210. — Redressement mixte 110/220 V sans transformateur d'alimentation.

du secteur pour obtenir une tension continue de 240 à 245 V. Ce système, universellement employé, permet une grande simplification des problèmes posés par l'alimentation.

Dans les pays bi-tension, on peut également supprimer le transformateur d'alimentation. Cela s'obtient par une combinaison de redressement mixte : doubleur en 110 V, et redressement direct en 220 V. Une solution de ce genre est représentée par la figure 210.

En position 110 V, le réseau est connecté de telle sorte que le montage fonctionne en doubleur du type Schenkel. En position 220 V, les deux redresseurs D1 et D2 sont en série, et le montage fonctionne en redresseur simple alternance en chargeant directement C_2 ; à ce moment, C_1 est simplement écarté du circuit.

Nul doute que des montages de ce genre, ou similaires, représentent la solution la plus rationnelle du problème de l'alimentation du récepteur de télévision. Ils permettent, avec une excellente sûreté de fonctionnement due aux immenses progrès réalisés dans le domaine des condensateurs de grande capacité et aux diodes de redressement, la suppression du transformateur d'alimentation qui, lourd et coûteux, absorbe beaucoup d'énergie et crée de nombreux rayonnements parasites.

5 . 11 Lignes et antennes.

L'étude détaillée du comportement des lignes en haute fréquence, ainsi que des antennes, sort du cadre de cet ouvrage, car cette étude nécessite-

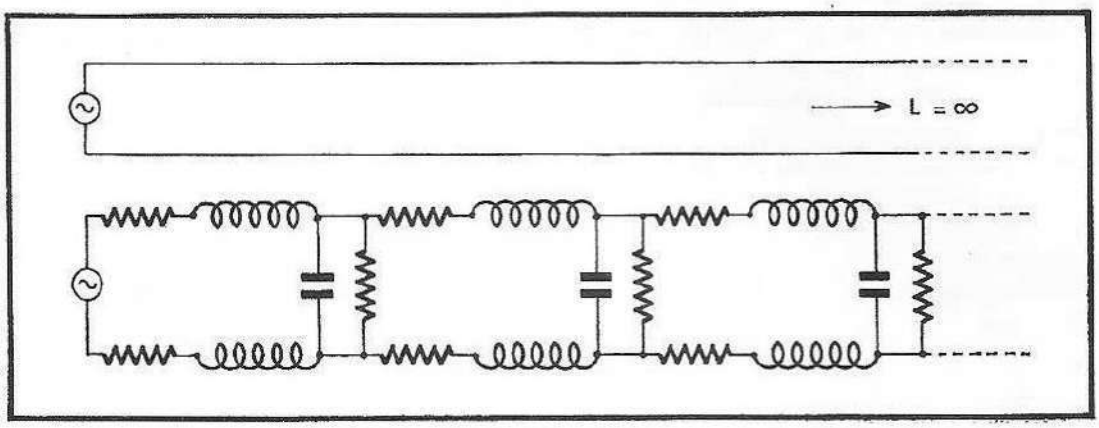


Fig. 211. — Schéma équivalent de la ligne.

rait, à elle seule, plusieurs tomes. Il est néanmoins nécessaire que le technicien qui aborde l'étude des problèmes de télévision possède certaines connaissances, au moins élémentaires, dans ce domaine très important.

5 . 12 Les lignes.

On utilise principalement les lignes, en haute fréquence, pour le transport d'énergie d'un point à un autre. Les lignes peuvent avoir plusieurs formes : lignes bifilaires à conducteurs parallèles, lignes bifilaires à conducteurs orsadés, ou lignes coaxiales.

Chaque type de lignes présente des caractéristiques particulières, mais celles-ci sont soumises aux lois générales de la propagation de l'énergie dans un conducteur.

Considérons un générateur de tension relié à une ligne de transport d'énergie constituée par deux conducteurs parallèles d'une longueur infinie (fig. 211). Que va-t-il se passer au moment où nous connecterons la tension de ce générateur à la ligne ? La ligne présente, pour chaque fraction de sa longueur aussi petite soit-elle, une valeur d'inductance en série avec elle, une valeur de résistance également en série, et une valeur de capacité qui se place en parallèle, comme une certaine valeur de résistance de fuite, entre les deux conducteurs de la ligne.

Pour faciliter la suite, définissons cette dernière valeur de résistance de fuite par son inverse, que nous appellerons « conductance » avec pour symbole $G = 1/R$, qui s'exprime en unités *mho*. Nous pouvons donc représenter la plus petite fraction d'une telle ligne par le schéma équivalent de la figure 212, la ligne étant constituée par la somme d'une grande quantité de ces parties élémentaires.

Supposons, pour l'instant, que les deux conducteurs sont bien isolés entre eux, que G égale donc 0, et que la résistance série R n'a qu'une influence également négligeable devant le reste ; et raisonnons uniquement avec les caractéristiques L et C de la ligne.

Au moment où nous connectons la tension d'un générateur haute fréquence à la ligne, un courant circulera d'abord dans l'inductance L qui s'opposera à son passage, puis dans C, et ainsi progressivement dans toutes les parties de la ligne. Intuitivement, nous pourrons constater que l'impédance présentée par la ligne est invariable en fonction de la fréquence. En effet, si celle-ci augmente, l'impédance de C diminue, mais celle de L augmente de la même façon.

L'impédance, et le courant débité par la source, sont donc uniquement fonction des paramètres L et C unitaires de la ligne.

Il paraît difficile d'imaginer qu'un conducteur linéaire possède une certaine valeur d'inductance, car celle-ci se présente classiquement sous la forme d'un enroulement de fil. Il faut se souvenir que lorsqu'un courant variable traverse un conducteur, il crée, autour de celui-ci, un champ magnétique qui induit lui-même, dans ce même conducteur, un courant inverse s'opposant au passage du courant primaire. Le fait d'enrouler les fils permet simplement de concentrer et d'additionner chaque champ magnétique élémentaire.

Il est moins difficile d'imaginer la capacité répartie, car les deux conducteurs ont des surfaces séparées par un diélectrique — qui peut être de l'air — et ils possèdent naturellement une capacité répartie.

Essayons maintenant de définir la valeur de l'impédance présentée par la ligne.

Notre fraction de ligne possède une valeur d'inductance L et de capacité C que le courant parcourra en un temps t. Ce courant, traversant L, y déterminera une variation de flux $\Delta\Phi = L\,\Delta I$ et cette variation de flux induira dans L une tension de la forme $\Delta V = L\,\Delta I/\Delta t$ soit $V = LI/t$ d'où nous tirons $Vt = LI$ et $V = LI/t$.

Ce même courant I, traversant C, le charge d'une certaine quantité d'électricité $Q = It$ qui détermine une tension à ses bornes telle que $V = Q/C = It/C$ d'où l'on tire que $VC = It$ et $I = VC/t$.

Or, nous savons que $Z = V/I$, et, connaissant les expressions relatives à chaque terme, nous pouvons conclure que :

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{LI/t}{VC/t} = \frac{LI}{VC}$$

ce qui peut s'écrire :

$$Z = \frac{L}{C} \cdot \frac{1}{Z}, \qquad \text{soit} \qquad Z^2 = \frac{L}{C} \qquad \text{et} \qquad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Nous n'avons pas tenu compte, dans cette relation, de R et de G. L'équation complète doit s'écrire :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}.$$

En fait, G est presque toujours nul dans une ligne de transmission soignée, mais R est de moins en moins négligeable au fur et à mesure que la fréquence du signal transmis augmente. En effet, alors que celle-ci croît, le courant circule de plus en plus à la surface du conducteur et sa section utile devient de plus en plus réduite.

Que représente l'impédance caractéristique de la ligne telle que nous venons de la définir ? Elle est très importante. Si nous voulons transmettre

le maximum d'énergie d'un générateur dans une ligne de transmission, nous devons adapter l'impédance de cette ligne à l'impédance du générateur car, en effet, l'énergie maximale sera transmise lorsque ces deux impédances seront égales. De même, l'organe récepteur situé au bout de la ligne recevra une énergie maximale lorsque son impédance sera égale à celle de la ligne.

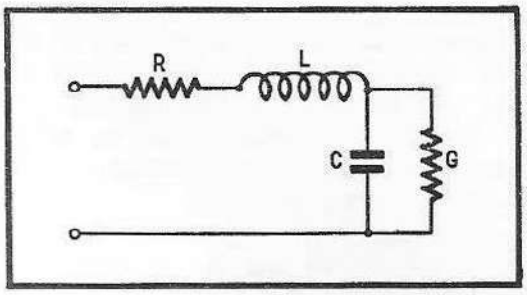


Fig. 212. — Chaque fraction unitaire équivaut à un circuit élémentaire qui comprend R et L en série et C et G en parallèle.

Pour transmettre la puissance maximale, il faudra donc que le générateur, la ligne et l'organe récepteur possèdent chacun la même impédance. Dans ce cas, et si les pertes en ligne sont négligeables, la puissance transmise sera la moitié de la puissance produite par le générateur.

Si, par exemple, le générateur produit une force électromotrice de 100 V, si sa résistance interne est de 100 Ω, et s'il est connecté à une ligne dont l'impédance caractéristique est également de 100 Ω, le courant qui circulera dans la ligne sera :

$$I = \frac{E}{R_i + R_c} = \frac{100}{200} = 0{,}5 \text{ A}.$$

La puissance dissipée par le générateur sera donc de 25 watts et la puissance transmise à la ligne également de 25 watts. Pour toutes autres valeurs d'impédance de ligne, la puissance transmise sera inférieure à ces 25 watts. Cette puissance de 25 watts sera intégralement délivrée à l'organe récepteur si celui-ci possède également une impédance de 100 ohms. Si cela n'est pas le cas, une certaine énergie sera réfléchie et retournera au générateur à travers la ligne.

Prenons le cas, par exemple, d'un générateur de *f. e. m.* de 150 V et de résistance interne de 100 Ω débitant dans une ligne dont l'impédance caractéristique est également de 100 Ω mais qui est refermée à son extrémité sur une résistance de 50 Ω. Au moment où l'on connecte la ligne au générateur, le courant s'établit comme si le générateur était chargé seulement par la ligne, car tant que le courant ne sera pas parvenu à l'extrémité de celle-ci, la source ignore l'impédance de fermeture. Le courant au départ sera donc :

$$I = 150/200 = 0{,}75 \text{ A}$$

et la tension aux bornes de la ligne sera :

$$V = 0{,}75 \times 100 = 75 \text{ V}.$$

Il y aura donc, dans ce cas, 56,25 watts qui seront dissipés dans le générateur, et la même valeur de puissance transmise dans la ligne.

Lorsque le courant sera parvenu au bout de la ligne, les valeurs de départ ne conviendront plus. En effet, 0,75 A aux bornes de 50 Ω donne 37,5 V, ce

qui est trop peu puisque la tension est de 75 V et que cette même tension aux bornes de 50 Ω donnerait un courant de 1,5 A, ce qui n'est pas le cas.

Essayons de déterminer comment les choses peuvent s'arranger. Tout d'abord, puisqu'il n'y a aucune énergie perdue dans la ligne, comme nous le supposons, l'énergie ne pourra être dissipée que dans la source et dans la résistance terminale. Les valeurs respectives des énergies absorbées seront donc les mêmes que si la résistance était directement connectée à la source. Dans ce dernier cas, le courant débité par la source serait de 150/150 = 1 A, la tension aux bornes de la résistance serait donc de V = RI = 50 V, et la puissance absorbée de 50 watts. C'est exactement ce qui va se passer. En effet, au moment où le courant de 0,75 A atteint la résistance de 50 Ω, celle-ci envoie sur la ligne un courant en phase qui s'additionne donc au premier courant de 0,25 A, ce qui porte le courant total à 1 A et renvoie également, mais en opposition de phase cette fois, une tension de 25 V. La puissance absorbée par la résistance sera donc de 50 watts et 6,25 watts retourneront à la source.

La puissance délivrée par la source sera de 150 watts dont 50 dissipés dans la résistance terminale et 100 dissipés dans le générateur.

Le même raisonnement peut être tenu si l'impédance terminale est plus élevée que l'impédance caractéristique de la ligne.

Reprenons l'exemple précédent en remplaçant la résistance de 50 Ω par une autre de 200 Ω. Au moment où nous connectons la ligne au générateur, un potentiel de 75 V apparaît au début de la ligne, potentiel qui détermine un courant de 0,75 A. Au moment où ce courant atteint la résistance terminale de 200 Ω, l'effet de la désadaptation apparaît. En effet, un courant de 0,75 A dans 200 Ω nécessiterait une tension de 150 V, au lieu de 75, et cette dernière tension provoquerait un courant de 0,375 A au lieu du courant de 0,75 A qui existe à ce moment.

Si la résistance était directement connectée sur le générateur, nous aurions :

$$I = 150/300 = 0{,}5 \text{ A}$$

et la tension aux bornes de la résistance serait de :

$$V = 0{,}5 \times 200 = 100 \text{ V}.$$

C'est exactement les valeurs qui vont s'établir, car la ligne réfléchira vers le générateur 0,25 A en opposition de phase, ce qui ramènera le courant à 0,5 A, et elle réfléchira également une tension de 25 V, mais en phase cette fois, portant ainsi le potentiel aux bornes de la résistance à 100 V.

Au point de vue énergétique, sur les 56,25 watts envoyés par la source, 50 seront absorbés par la résistance et 6,25 retourneront au générateur. La puissance fournie par le générateur sera, en fin de compte, de 75 watts qui se répartiront en 50 watts dissipés dans la résistance terminale et 25 watts dans le générateur.

Il faut noter, à ce propos, qu'une certaine confusion peut s'établir dans les esprits lorsqu'il est question d'adaptation. En effet, adaptation optimale ne veut pas dire rendement optimum. Lorsqu'un générateur peut délivrer une certaine énergie, l'adaptation permet de lui prélever l'énergie maximale mais, à ce moment, le rendement n'est que de 50 % puisque la source dissipe la même valeur d'énergie que la charge. Le rendement étant le rapport entre l'énergie recueillie et l'énergie totale, l'adaptation correcte correspond simplement à la plus grande énergie possible délivrée par le générateur dans la charge. Par exemple, lorsqu'il apparaît un signal sur une antenne et qu'il

s'agit d'amener ce signal à l'entrée d'un récepteur à travers une ligne de transmission, on cherchera à amener à l'entrée du récepteur la plus grande énergie possible qui correspondra à l'adaptation dans le cas optimum. En améliorant le rendement, c'est-à-dire le rapport énergie acheminée sur énergie totale, on obtiendra toujours une valeur d'énergie acheminée plus faible qu'avec l'adaptation.

Dans les exemples précédents, lorsque la charge terminale est portée à 200 Ω, le rendement augmente puisqu'il atteint 66 % au lieu de 50, mais l'énergie acheminée devient plus faible, ce qui n'est pas le but recherché.

Lorsque le câble se termine par une impédance infinie, aucune énergie n'est absorbée, mais elle est renvoyée vers la source. Comme le courant est forcément nul en bout de ligne, le courant est réfléchi en opposition de phase et la tension en phase.

Dans le cas d'une ligne en court-circuit, aucune énergie n'est évidemment dissipée, et elle retourne également à la source. Le courant retourne donc en phase et la tension en opposition de phase.

En résumé, lorsque la ligne de transmission comporte, à son extrémité, une charge qui présente la même impédance que l'impédance caractéristique de la ligne, il y a adaptation optimale et le transfert d'énergie est maximum. Tout le courant est alors absorbé intégralement par la charge et il n'y a aucun retour vers la source. Dans ce cas, la forme du courant et de la tension dans la ligne est parfaitement identique à celle créée par la source. On a alors des ondes progressives. Dans le cas d'une désadaptation, une certaine partie du courant et de la tension est renvoyée vers la source. Ces ondes réfléchies se composent avec l'onde directe, et suivant les phases respectives du signal primaire et de l'onde réfléchie, font apparaître des zones où le courant dans la ligne est plus intense et passe par un maximum, et d'autres où ce même courant passe par un minimum ; et il en est de même pour la tension. Ces maximums et minimums se situent à une distance qui correspond à une demi-longueur d'onde du signal, et le rapport entre les valeurs maximale et minimale permet d'évaluer la désadaptation de la ligne. Ce rapport prend le nom de taux d'ondes stationnaires (T. O. S.). Il est de valeur unité dans le cas d'une adaptation correcte, et de valeur infinie dans le cas d'une ligne ouverte ou court-circuitée.

L'impédance caractéristique d'une ligne coaxiale est donnée par la relation :

$$Z_c = \frac{183}{\sqrt{\varepsilon}} \log 10 \frac{D}{d}$$

où ε est un coefficient définissant la constante diélectrique de l'isolant qui sépare les deux conducteurs, et qui est égal à l'unité pour l'air. Il vaut 2,3 pour le polythène qui est généralement utilisé dans la confection des câbles coaxiaux. Le terme D est le diamètre intérieur de la gaine extérieure et le terme d, le diamètre extérieur du conducteur interne.

L'impédance caractéristique d'une ligne à conducteurs parallèles est donnée par la relation :

$$Z_c = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \log 10 \left(\frac{D}{d} + \sqrt{\frac{D^2}{d^2} - 1} \right)$$

où D représente la distance qui sépare les deux conducteurs, et d le diamètre de ceux-ci.

5 . 13 Affaiblissement dans une ligne.

L'affaiblissement du signal transmis par une ligne est dû, d'une part, aux pertes diélectriques de la ligne qui sont proportionnelles à la fréquence et, d'autre part, aux pertes dues à la résistance des conducteurs, résistance qui croît également avec la fréquence. A chaque fraction de longueur, une partie de l'énergie est ainsi perdue mais, étant donné que la perte d'énergie est proportionnelle à l'intensité du signal qui décroît également, l'affaiblissement dû à la ligne n'est pas linéaire en fonction de la longueur, mais décroît exponentiellement.

La perte d'énergie est donc rapide au début, puis devient, en valeur absolue, de plus en plus faible. On donne ces pertes en dB par mètre.

Par ailleurs, dans le cas d'une désadaptation, il existe dans la ligne des zones à grande intensité de courant et des zones à forte tension.

Dans les zones à grand courant, les pertes par effet Joule seront élevées, et, dans les zones à forte tension, les pertes diélectriques le seront également. Dans ces conditions, une désadaptation, outre la mauvaise transmission d'énergie, introduit des pertes anormalement élevées dans la ligne.

Dans le cas d'adaptation correcte, l'affaiblissement apporté par une ligne est donc dû à deux facteurs différents ; d'une part, à la perte dans le métal des conducteurs, et d'autre part à la perte dans l'isolant qui sépare ces conducteurs.

Dans un câble coaxial, les pertes dans les conducteurs sont données par la relation suivante :

$$P_1 = K\sqrt{\varepsilon}\,\frac{\sqrt{F}}{D}\left(\frac{1+\frac{D}{d}}{\log_e \frac{D}{d}}\right)$$

où ε est le coefficient de constante diélectrique, D le diamètre de la gaine extérieure et d le diamètre du conducteur central. K représente une constante qui dépend de la nature du matériel employé et de sa résistivité, et F la fréquence du signal transmis.

On démontre que les pertes dans une ligne coaxiale passent par un minimum lorsque le rapport D/d passe par la valeur 3,6. Ce rapport optimum conduit à adopter pour les lignes coaxiales une impédance caractéristique de 75 Ω.

Le second facteur de pertes, les pertes dans l'isolant, est donné par la relation :

$$P_2 = K' F \sqrt{\varepsilon}\,\frac{G}{c\omega}.$$

Il faut remarquer que si les pertes dans le métal croissent comme $\sqrt{F}$, les pertes dans l'isolant croissent directement avec la fréquence et deviennent donc très prédominantes, lorsque celle-ci devient très élevée.

On peut diminuer ces pertes en remplaçant l'isolant par de l'air et en centrant le conducteur interne avec des disques placés à distance.

5 . 14 Vitesse de propagation dans les lignes.

Lorsqu'une ligne est entourée par de l'air, la vitesse de la propagation est celle de la lumière, 3.10^8 cm/s.

Lorsque la ligne est constituée par des conducteurs placés à l'intérieur d'un matériau diélectrique, la vitesse de propagation diminue et, par ce fait, la longueur d'onde représentée par une période du signal diminue également.

La vitesse est alors donnée par la relation $V = C/\sqrt{\varepsilon}$ où C est la vitesse de la lumière et ε le coefficient variable suivant le matériau employé et qui se situe généralement autour de 2,2 (Polythène : 2,3). La vitesse de propagation dans une ligne est donc d'environ 70 % de la vitesse lumière.

5 . 15 Divers types de lignes.

Il existe deux grandes familles de lignes : les lignes symétriques qui comportent des lignes bifilaires normales ou torsadées, et les lignes asymétriques.

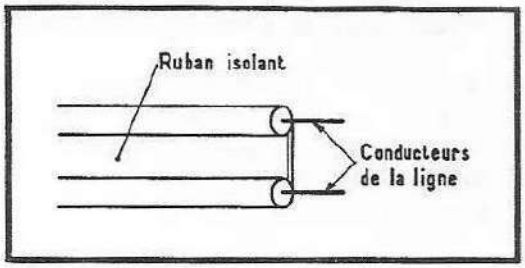


Fig. 213. — Constitution d'une ligne symétrique.

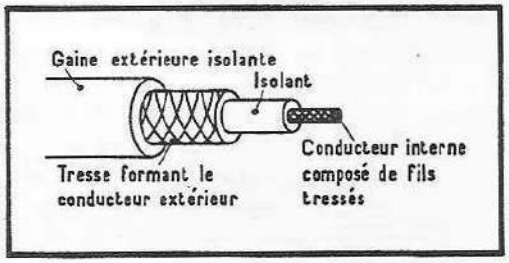


Fig. 214. — Constitution d'une ligne coaxiale.

Les lignes bifilaires usuelles se présentent sous la forme d'un ruban plastique qui comporte les deux conducteurs de la ligne situés à une certaine distance l'un de l'autre ; leur impédance caractéristique est généralement de 240 ou 300 Ω. Elles constituaient une solution peu coûteuse de ligne de transmission, mais représentaient l'inconvénient d'être sensibles aux perturbations extérieures par le fait qu'il n'est jamais possible de réaliser un ensemble absolument symétrique (fig. 213).

Ce genre de liaison est assez peu usité en France mais assez répandu dans le reste de l'Europe, bien qu'en U. H. F. le coaxial semble imposer sa suprématie.

Les lignes bifilaires torsadées sont si peu employées que nous ne les citons que pour mémoire.

Les lignes coaxiales, très répandues aux Etats-Unis et en France, constituent une excellente solution de ligne de transmission. Le coaxial est constitué par un conducteur central recouvert d'une gaine de matériau plastique, elle-même placée à l'intérieur d'une gaine métallique formée par des conducteurs torsadés. Lorsqu'on veut réaliser une ligne coaxiale à très faibles pertes, ce qui s'obtient notamment en diminuant les pertes diélectriques, on remplace l'enrobage plastique continu par de l'air, le centrage du conducteur par rapport à la gaine extérieure étant assuré de place en place par des rondelles isolantes (fig. 214).

5 . 16 La ligne quart d'onde.

Nous avons vu précédemment qu'en cas de désadaptation extrême, c'est-à-dire lorsque la ligne est terminée par un court-circuit ou si elle est ouverte, le taux d'ondes stationnaires devient très grand car toute l'énergie, en négligeant les pertes, revient vers la source.

La valeur de l'impédance que représente la ligne vue par la source, ainsi que la nature de cette impédance, deviennent très variables en fonction des dimensions de la ligne.

Pour une ligne en court-circuit, la répartition du courant et de la tension en fin de ligne ne peut être que le courant maximum et une tension nulle. L'aller et le retour du courant et de la tension respecteront cette règle et se composeront à la source d'une manière qui est liée à la longueur de ligne qui sépare la source du court-circuit terminal.

En particulier, si cette longueur est exactement le quart de la longueur d'onde du signal appliqué à la ligne, l'impédance vue de la source sera très grande — infinie si les pertes sont négligées. En effet, examinons la figure 215 qui représente la répartition du courant et de la tension le long de la ligne à un instant donné. Si I est maximum et V nul en bout de ligne, I sera nul et V maximum à la source, puisque la distance qui sépare ces deux points représente exactement le quart de la longueur d'onde du signal. Si V est grand et I nul, cela veut dire que l'impédance présentée par la ligne est infiniment grande pour la source.

Si la ligne est ouverte, c'est l'inverse qui se produit. En effet, examinons la figure 216 qui représente la répartition dans ce cas. Nous voyons que le courant ne peut être que nul en bout de ligne et, par conséquent, maximum à la source. La tension, elle, sera maximale en bout de ligne et nulle à la source. Or, un courant maximum pour une tension voisine de zéro indique une impédance faible pour la source.

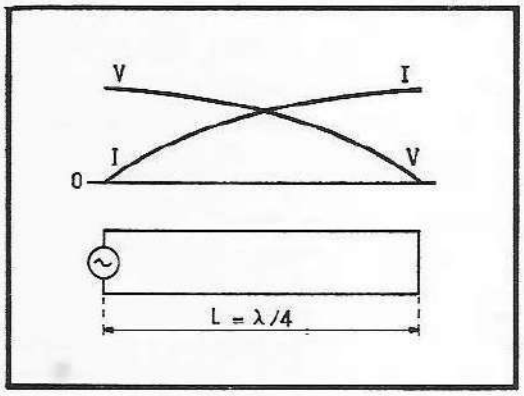


Fig. 215. — Répartition du courant et de la tension le long d'une ligne 1/4 d'onde en court-circuit. Pour la source,

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V}{I_0} = \infty$$

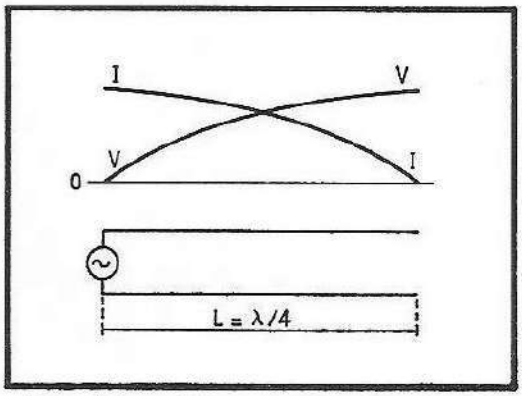


Fig. 216. — Répartition du courant et de la tension le long d'une ligne 1/4 d'onde ouverte Pour la source,

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V_0}{I} = 0$$

Ce qui est valable pour une ligne quart d'onde l'est également pour une ligne dont la longueur serait un multiple impair du quart de la longueur d'onde du signal. Pour ces dimensions, la phase du courant et celle de la tension dans la ligne sont telles que celle-ci présente, pour la source, une charge purement résistive, nulle pour la ligne ouverte et infinie pour la ligne en court-circuit (nous négligeons toujours les pertes).

Pour des dimensions différentes du quart d'onde ou de ses multiples impairs, la ligne se présente comme une impédance réactive. Dans le cas de la ligne en court-circuit, elle se comporte comme une inductance lorsque la longueur est inférieure au quart d'onde, et comme une capacité si cette longueur est supérieure.

Pour une ligne ouverte, c'est l'inverse qui se produit, car elle sera capacitive pour des longueurs inférieures au quart d'onde et inductive au-dessus.

La ligne quart d'onde présente donc des propriétés semblables à celles des circuits résonnants. En effet, la ligne en court-circuit est assimilable à un circuit résonnant parallèle, et la ligne ouverte à un circuit résonnant série.

Cette propriété des lignes quart d'onde de se comporter comme un circuit résonnant est mise à profit dans la réception des ondes décimétriques (U. H. F.). En effet, à ces fréquences, les circuits classiques comportant une inductance et une capacité, ne peuvent plus être employés, et les cavités résonnantes ne peuvent l'être également à cause de l'encombrement prohibitif qu'elles auraient à ces fréquences.

La ligne quart d'onde en court-circuit possède, comme un circuit résonnant classique, un coefficient de surtension. On démontre que ce coefficient, pour un câble coaxial construit avec le rapport optimum des diamètres des conducteurs $D/d = 3{,}6$, est : $Q = 730\,D/\sqrt{\lambda}$; où D (diamètre de la gaine extérieure) est exprimé en centimètres, et λ (longueur d'onde) en mètres.

Les coefficients de surtension peuvent donc atteindre de grandes valeurs, et il est courant, en technique d'émission, d'utiliser les lignes en tant que circuit résonnant, même pour les ondes métriques.

5 . 17 La ligne quart d'onde en tant qu'adaptateur d'impédance.

Lorsqu'une ligne quart d'onde est ouverte, elle se présente, pour la source, comme un court-circuit. Mais lorsque l'on referme une ligne quart d'onde sur une impédance résistive Z_F, l'impédance de l'ensemble vue de la source

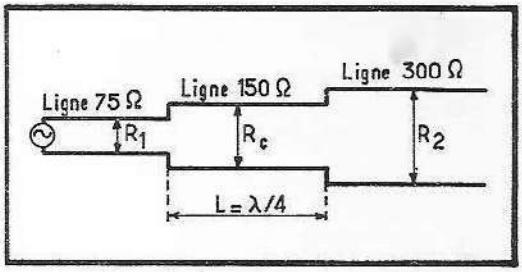


Fig. 217. — La ligne quart d'onde peut permettre l'adaptation correcte entre deux lignes d'impédance différente. L'impédance de la ligne d'adaptation sera $R_c = \sqrt{R_1 R_2}$.

est donnée par la relation : $Z_e = Z_c^2/Z_F$, où Z_c représente l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde d'adaptation, et Z_F l'impédance de fermeture de cette ligne.

On peut donc utiliser la ligne quart d'onde en tant que transformateur et adaptateur d'impédance. L'adaptation s'effectuera avec une ligne quart d'onde dont l'impédance caractéristique, tirée de la relation précédente sera $R_c = \sqrt{R_1 R_2}$.

Par exemple, lorsqu'un signal est délivré sous une impédance de 75 Ω et qu'on désire acheminer l'énergie dans une ligne d'impédance caractéristique 300 Ω, l'adaptation pourra s'effectuer avec une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique :

$$R_c = \sqrt{75 \times 300} = \sqrt{22\,500} = 150\ \Omega \qquad \text{(fig. 217).}$$

Lorsqu'une ligne quart d'onde n'est pas refermée sur une impédance purement résistive, la forme d'impédance vue par la source est l'inverse de la forme d'impédance de fermeture. Par exemple, si le câble est terminé par une impédance réactive capacitive, la source verra à travers la ligne une impédance inductive.

5 . 18 La ligne demi-onde.

La ligne demi-onde reflète vers l'entrée l'image exacte de l'impédance terminale. Si la ligne est ouverte, la ligne demi-onde présentera donc, pour la source, une impédance infinie, et si celle-ci est en court-circuit, une impédance nulle.

5 . 19 Elimination par lignes.

En utilisant les propriétés des lignes, on peut éliminer des porteuses indésirables. Par exemple, on peut connecter, en parallèle sur la source, une ligne quart d'onde ouverte qui représentera un court-circuit pour la fréquence à éliminer.

De même, s'il s'agit d'éliminer l'harmonique 2 d'un signal, on pourra connecter sur la source une ligne quart d'onde court-circuitée dont la longueur représente le quart de la longueur d'onde du signal fondamental. Pour ce dernier, la ligne représentera une impédance infinie, mais pour l'harmonique 2 de ce même signal, la ligne représentera une ligne demi-onde qui sera un court-circuit.

5 . 20 Passage d'une ligne symétrique à une ligne dissymétrique.

Il existe plusieurs procédés qui permettent le passage d'une ligne symétrique à une ligne dissymétrique, ou l'inverse.

L'un des plus courants consiste à utiliser en tant qu'adaptateur une ligne demi-onde connectée comme l'indique la figure 218.

L'une des branches de la ligne symétrique attaque directement le conducteur coaxial interne, et l'autre attaque le conducteur externe à travers une ligne coaxiale de longueur $1/2\ \lambda$.

Le courant délivré par la branche qui traverse la ligne d'adaptation est donc parfaitement en phase avec celui attaquant directement la ligne coaxiale.

On démontre que l'impédance de la ligne coaxiale est liée à celle de la ligne symétrique par la relation $Z_s = 4\ Z_c$, où Z_s représente l'impédance caractéristique de la ligne symétrique et Z_c celle de la ligne coaxiale.

Si l'impédance caractéristique de la ligne symétrique est de 300 Ω, l'adaptation ne sera correcte que si l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale est de $300\ \Omega/4 = 75\ \Omega$.

5 . 21 Répartition de signaux.

Il est souvent nécessaire de répartir dans plusieurs directions l'énergie transportée par une ligne.

Le système de répartition doit respecter à la fois la fermeture de la ligne par son impédance caractéristique et posséder une impédance correcte pour chacun des câbles secondaires.

Il existe également quelques moyens pour réaliser un système de distribution respectant ces impératifs. L'un des plus simples consiste à réaliser le montage représenté sur la figure 219.

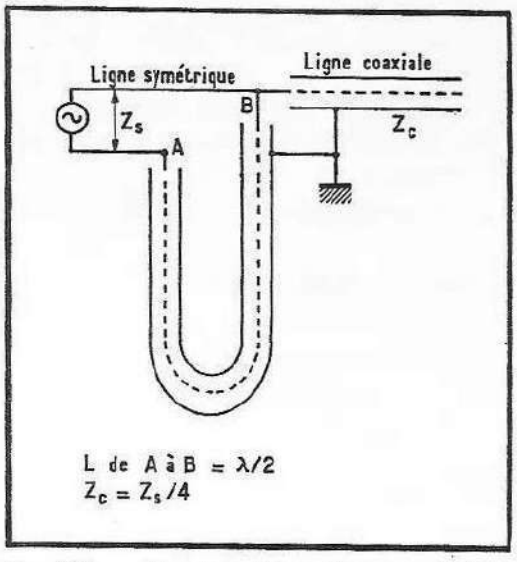


Fig. 218. — Passage d'une ligne symétrique à une ligne dissymétrique.

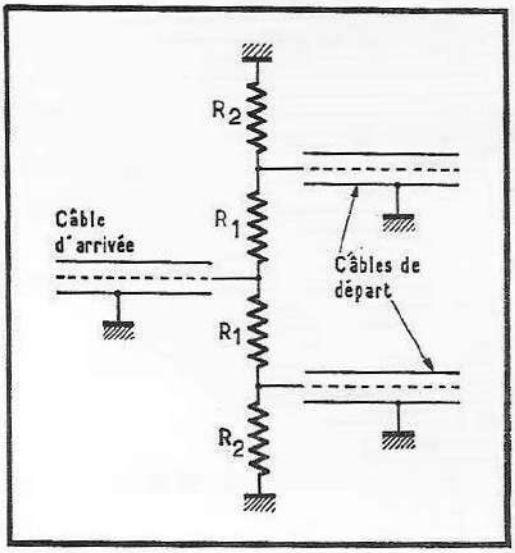


Fig. 219. — Schéma d'un distributeur à résistances.

Chaque direction est alimentée par une résistance série R_1 et la fermeture du câble au départ est réalisée à l'aide d'une résistance R_2. Le câble d'arrivée est refermé par une valeur de résistance qui est

$$R_F = \frac{R_1 + R_2}{n},$$

où n représente le nombre de directions que comporte le distributeur. Cette valeur R_F doit correspondre à l'impédance caractéristique du câble. Le départ d'un câble secondaire est refermé par R_2 sur laquelle se trouve en parallèle la somme de R_1 et de

$$\frac{R_1 + R_2}{n}.$$

Les valeurs qui permettent d'obtenir une adaptation correcte pour un câble de 75 Ω et pour différentes valeurs de n sont données ci-après.

Nombre de directions	R_1	R_2
2	56	100
3	100	100
4	120	82
5	150	82
6	180	82
7	240	82
8	270	82
9	290	82
10	330	82

Nota. — Les valeurs de R_1 et R_2 sont arrondies aux valeurs courantes et normalisées.

Lorsque le nombre de directions est faible, deux ou trois, et que le signal est largement suffisant pour tolérer une perte de distribution élevée, on peut également réaliser le schéma de la figure 220. Dans ce schéma les câbles d'arrivée et de départ sont interconnectés entre eux par une résistance R. La valeur à donner à cette résistance dépend de l'impédance caractéristique du câble, ainsi que du nombre n de distributeurs.

En effet, chaque câble possède à l'entrée une impédance caractéristique Z_c.

Dans ces conditions, l'impédance vue par un des câbles sera :

$$Z = R + \frac{R + Z_c}{n}$$

et si l'adaptation est désirée, on aura

$$Z_c = \frac{R_n + R + Z_c}{n}$$

et

$$Z_c\, n - Z_c = Rn + R$$

d'où l'on tire :

$$Z_c(n - 1) = R(n + 1)$$

et

$$R = \frac{Z_c(n - 1)}{n + 1}.$$

Par exemple, dans le cas d'une distribution à trois directions et pour un câble de 75 Ω, R sera :

$$\frac{75 \times 2}{4} = 37\ \Omega.$$

Ne jamais oublier, dans un distributeur utilisant ce système, de refermer toute prise inutilisée par une résistance de la valeur de l'impédance caractéristique du câble employé.

5 . 22 Atténuateur de signal.

Lorsque le signal transmis par une ligne doit être atténué parce que trop important, il est possible de parvenir à ce résultat en réalisant des atténuateurs à résistances.

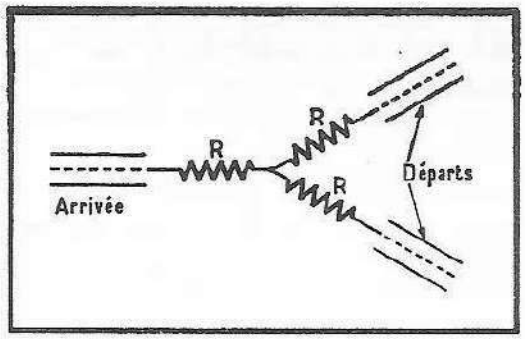


Fig. 220. — Variante de distributeur à résistances.

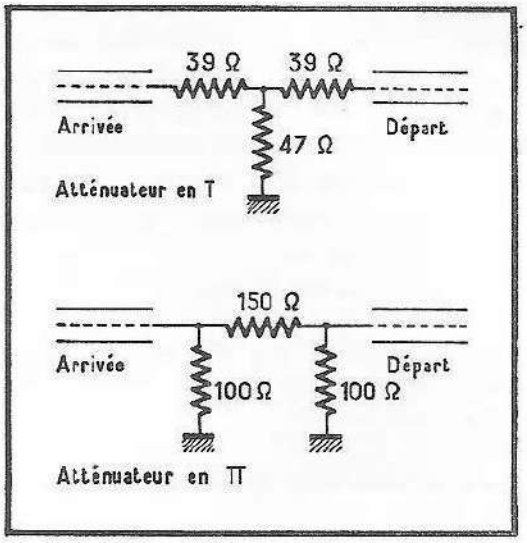


Fig. 221. — Divers types d'atténuateurs à résistances. Les valeurs indiquées permettent d'obtenir une atténuation voisine de 10 dB tout en adaptant des câbles de 75 ohms.

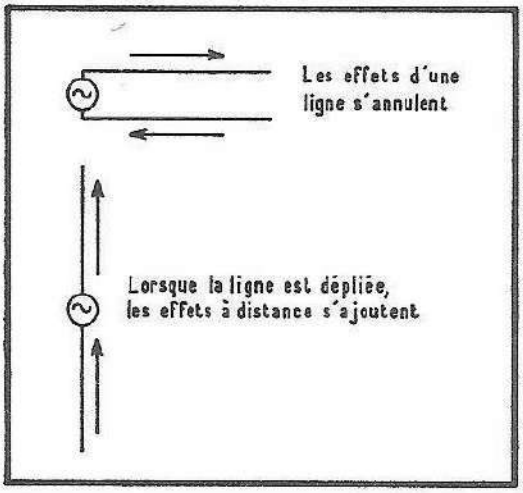


Fig. 222 (ci-contre). — Effets de la circulation d'un courant dans un conducteur.

Les montages les plus courants sont représentés sur la figure 221. Ces atténuateurs doivent respecter l'impédance caractéristique des câbles sur lesquels ils sont connectés. Il existe d'ailleurs dans le commerce de tels atténuateurs calibrés qui comportent des fiches coaxiales permettant le branchement instantané sur un câble.

Ce qu'il est important de retenir, dans le domaine des lignes, c'est que l'effet ligne apparaît dès qu'un conducteur dans lequel circule un signal alternatif est suffisamment long pour que le courant et la tension à la source ne soient pas identiques à ceux qui existent à ce même instant à la terminaison. L'effet de ligne apparaît nettement lorsque la longueur de la connexion dépasse 0,1 λ.

5 . 23 Les antennes.

Lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il perturbe l'état électrique et magnétique qui l'environne. Dans certaines conditions, cette perturbation est maximale et peut être perçue à des distances plus ou moins grandes.

Considérons la figure 222 qui représente un générateur chargé par une ligne. A un moment donné, un courant circule dans un sens dans la branche

supérieure et dans l'autre sens dans la branche inférieure. Il y a donc compensation des effets à distance et le rayonnement perceptible sera nul.

Si on écarte les deux conducteurs de façon qu'ils se trouvent dans le prolongement l'un de l'autre, les actions à distance sont maintenant orientées dans le même sens et seront donc perceptibles.

Déterminons les conditions de rayonnement optimum.

Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif, ce courant engendre autour de lui un champ magnétique et un champ électrique dont l'ensemble prend le nom de rayonnement électromagnétique. L'intensité de ce champ électromagnétique est proportionnelle à l'intensité du courant qui circule dans le conducteur, et l'énergie rayonnée passe par une valeur maximale lorsque les dimensions de chaque brin sont telles que ce courant soit maximum.

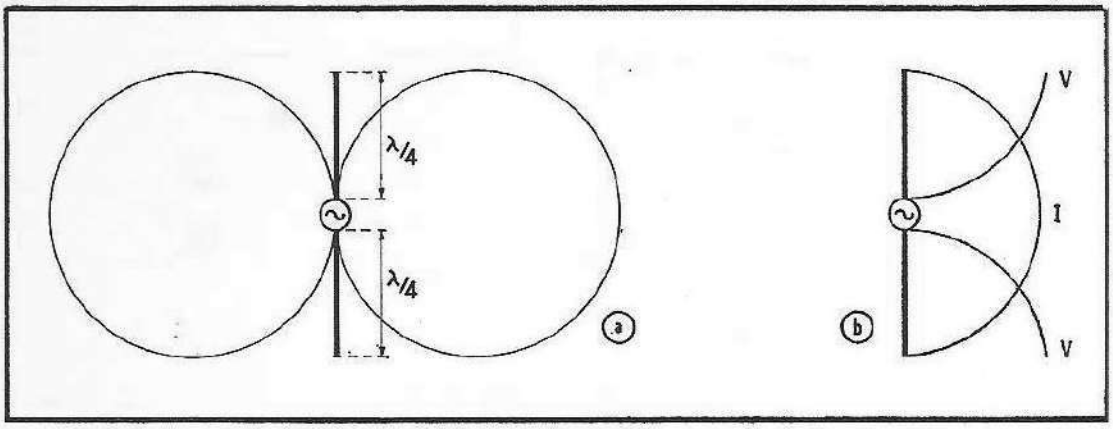


Fig. 223. — Le dipôle simple avec son diagramme de rayonnement et la répartition du courant et de la tension.

Nous savons que, dans le cas d'une ligne ouverte, l'énergie qui parvient à l'extrémité du câble est réfléchie et retourne ensuite à la source. Si les dimensions du brin rayonnant sont telles que l'énergie retourne en phase avec celle qui provient de la source, le courant sera maximum et l'énergie rayonnée également. Cette condition est remplie si la longueur de chaque brin correspond au quart de la longueur d'onde du signal. Dans ce cas, on obtiendra le long du brin rayonnant une distribution des courants et des tensions fixes, telle que celle représentée sur la figure 223. Le courant est alors maximum aux points d'alimentation, puis décroît et devient nul aux extrémités, tandis qu'à ces mêmes points la tension est maximale. Le même résultat est obtenu si la longueur des brins correspond à 3/4, 5/4, etc... de longueur d'onde, la condition requise étant le retour parfaitement en phase, et non en opposition, du courant réfléchi. Néanmoins, il existe une différence fondamentale entre une ligne ouverte et un brin rayonnant. Dans le cas de la ligne ouverte, toute l'énergie retourne intégralement à la source et aucune puissance n'est dissipée dans la ligne alors que le brin rayonnant ne retourne qu'une partie de l'énergie, la plus grande partie étant rayonnée sous forme du double champ qui compose le rayonnement électromagnétique. La source délivre donc une certaine puissance qui sera rayonnée, le brin étant alors une antenne qui agit comme un transformateur de forme d'énergie, c'est-à-dire transforme une énergie électrique en une énergie électromagnétique.

Les formes d'antennes d'émission sont très diverses suivant la fréquence de travail, la directivité désirée, etc... Nous ne nous attarderons pas dans

ce domaine, et nous évoquerons simplement quelques aspects de l'antenne en tant qu'organe de réception.

5 . 24 Antennes de réception.

L'antenne de réception la plus simple est constituée par deux éléments dont la longueur de chaque brin est sensiblement égale à celle du quart de l'onde à recevoir (fig. 223).

La directivité d'une telle antenne est faible, et le rapport de réception avant/arrière est égal à 1.

L'impédance centrale est variable avec la fréquence. Elle comporte un élément réactif qui s'annule à la résonance ; en d'autres termes, lorsque la fréquence du signal reçu correspond à une longueur quadruple de chacun des brins (ceci avec un facteur correctif égal à 5 %), l'impédance centrale devient une résistance pure d'une valeur très voisine de 75 Ω. La valeur de

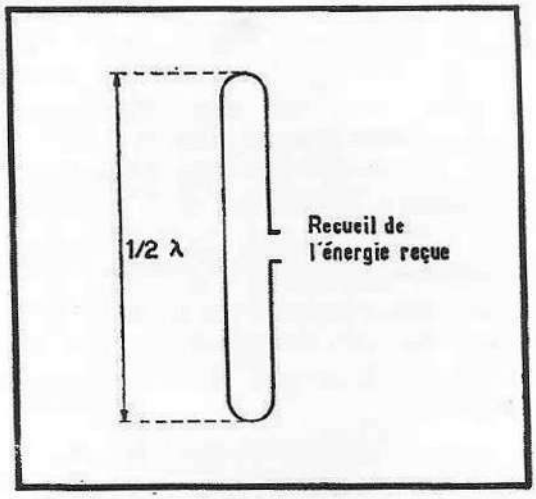


Fig. 224. — Le dipôle replié.

cette résistance à la résonance est influencée, ainsi que la bande passante, par le rapport du diamètre des brins et de leur longueur. En règle générale, la bande passante sera d'autant plus importante que le diamètre des brins sera grand.

Ce genre d'antenne peut convenir dans des cas très simples de réception où le champ est très important et où il n'existe pas de problèmes dus à des échos.

5 . 25 Le dipôle replié.

Le dipôle replié ne présente pas de caractéristiques différentes de celles du dipôle simple, sauf pour l'impédance qui avoisine 300 Ω, et la bande passante qui est plus élevée (fig. 224). Cette antenne n'est jamais utilisée seule.

5 . 26 Les antennes multiples.

L'antenne utilisée couramment à la réception comprend un dipôle replié auquel on adjoint un certain nombre de brins supplémentaires. Ces brins

permettent d'obtenir dans le dipôle replié, à égalité de champ, une tension induite plus importante, et d'améliorer la directivité de l'antenne. La directivité présente une importance très particulière dans le domaine de la réception de la télévision. En effet, étant donné la fréquence élevée, tout obstacle peut se comporter comme un miroir réfléchissant et renvoyer une fraction importante de l'énergie reçue. Dans ces conditions, une antenne peut recevoir en plus du signal incident, un ou plusieurs autres signaux réfléchis qui lui parviennent avec un certain retard et provoquent une ou plusieurs images secondaires espacées en fonction du retard. Ce phénomène très gênant, qui est connu sous le nom « d'échos », est parfois très difficile, sinon impossible, à supprimer. Il oblige à utiliser, même dans des conditions de réception très confortables en ce qui concerne le champ, des antennes très élaborées du point de vue directif. Ce phénomène est particulièrement gênant dans les grandes agglomérations où les immeubles jouent le rôle d'écran réfléchissant.

Il est d'ailleurs très difficile d'identifier l'origine de la réflexion. Un technicien eut un jour à résoudre un problème causé par de tels échos, mais qui présentaient la caractéristique curieuse de disparaître et de reparaître sans cause apparente. Après avoir inspecté et vérifié soigneusement l'antenne et son câble de descente (car une mauvaise adaptation peut également provoquer — du fait des réflexions multiples — un phénomène analogue à l'écho) le technicien allait abandonner la partie, lorsque par hasard il s'aperçut qu'à quelques centaines de mètres du lieu de réception il y avait un grand gazomètre régulateur dont la masse montait et descendait. Lorsque le gazomètre était très bas aucun écho n'apparaissait, lorsqu'il était haut sa masse réfléchissait les ondes provoquant les échos !...

Les brins supplémentaires sont de deux sortes : les réflecteurs et les directeurs. Le réflecteur est un brin légèrement plus long que le dipôle, et se monte parallèlement à une distance égale au quart d'onde et à l'opposé de l'émetteur.

Le fonctionnement de l'association réflecteur-dipôle s'établit de la manière suivante : le réflecteur reçoit le rayonnement émis par l'émetteur plus tard que le dipôle, avec un retard égal au temps que le rayonnement mettra pour parcourir la distance qui sépare le dipôle du réflecteur et qui correspond à un quart de période du signal. Le champ reçu induit un courant dans le réflecteur, courant qui, lui-même, engendre un champ électromagnétique rayonné dont une partie revient vers le dipôle avec un retard d'encore un quart de période. Mais, à ce moment, le signal induit directement dans le dipôle possède une avance d'une demi-période par rapport au signal réinjecté. Celui-ci est donc en phase, et il s'ajoute au premier.

Les directeurs sont des brins légèrement plus courts que le dipôle, placés entre celui-ci et la direction de l'émetteur, et qui jouent le même rôle de renforcement que le réflecteur quoique d'une manière différente.

L'étude d'une telle antenne est fort complexe car les brins supplémentaires, outre leur action de renforcement du signal qui apparaît sur le dipôle, modifient l'impédance caractéristique de ce dernier, ainsi que la bande passante. La mise au point s'effectue le plus souvent d'une manière expérimentale en essayant de faire dominer le facteur le plus désiré : bande passante, gain ou directivité.

L'adjonction d'un réflecteur procure un gain d'environ 3 dB, et un directeur un gain de supplémentaire 2 dB. Au-delà d'un directeur, chaque brin supplémentaire ne procure qu'un faible avantage qui décroît avec leur nombre.

Une antenne de trois éléments, donc composée d'un dipôle replié, d'un réflecteur et d'un directeur, possédera un gain de 5 à 8 dB par rapport à celui d'un dipôle simple, et un rapport avant-arrière de 10.

On couple parfois deux antennes ensemble pour améliorer le signal reçu. Cette solution est particulièrement délicate à mettre au point, notamment en ce qui concerne l'impédance caractéristique présentée par l'ensemble.

Les principales précautions à prendre lors de l'installation de l'antenne consistent à la dégager au maximum et à l'éloigner autant que possible des

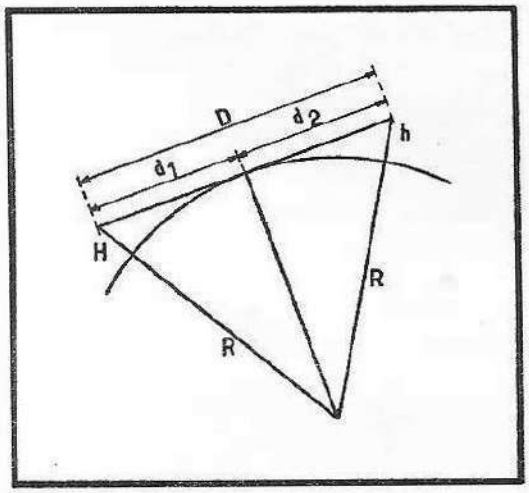


Fig. 225. — Portée d'une transmission optique.

lignes électriques. Son orientation s'effectuera très soigneusement, et elle sera ensuite fixée très solidement de façon que cette orientation soit durable.

5.27 Portée d'une transmission.

Les fréquences utilisées en télévision sont très élevées et leurs portées s'apparentent à celles de la transmission d'un signal lumineux.

Pour déterminer la distance théorique de portée entre un émetteur et un récepteur, considérons la figure 225 qui représente le schéma d'une transmission en tenant compte de la courbure de la terre.

La portée théorique maximale d'une telle transmission D, sera la somme de d_1 et d_2 qui représentent le petit côté d'un triangle rectangle dont R, qui représente le rayon de la terre, est le grand côté. H et h représentent respectivement les hauteurs de l'antenne d'émission et de celle de réception.

Nous avons

$$d_1^2 + R^2 = (R + H)^2 = R^2 + H^2 + 2RH$$

d'où

$$d_1^2 = 2RH + H^2.$$

Mais H^2 est négligeable devant $2RH$, ce qui permet de dire que $d_1 = \sqrt{2RH}$. De même, $d_2 = \sqrt{2Rh}$. Le rayon de la terre vaut un peu plus de 6 000 km, ce qui donne, pour une portée exprimée en kilomètres, H en mètres, $d_1 = 3{,}5\sqrt{H}$, et $d_2 = 3{,}5\sqrt{h}$, soit :

$$d_1 + d_2 = D = 3{,}5(\sqrt{H} + \sqrt{h}).$$

Prenons un exemple pratique et supposons qu'il s'agisse, avec une antenne de réception dont la hauteur est de 50 m, de recevoir un émetteur dont l'antenne a une hauteur de 200 m. Nous aurons

$$D = 3{,}5(\sqrt{200} + \sqrt{50}) = 3{,}5(21) = 73{,}5 \text{ km}.$$

En réalité les ondes ne se comportent pas exactement comme la lumière et la portée réelle sera augmentée de 30 à 50 %.

5 . 28 Polarisation du champ.

L'énergie rayonnée par une antenne se compose de deux formes de champs dont la somme représente le rayonnement électromagnétique : le champ électrique et le champ magnétique. Ces deux champs sont perpendiculaires l'un à l'autre et la polarisation du champ électrique est parallèle au brin rayonnant (fig. 226).

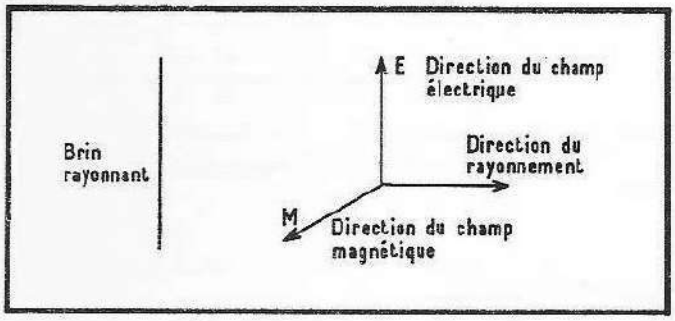


Fig. 226. — Polarisation des champs électrique et magnétique qui composent le rayonnement électromagnétique.

Lorsque ce brin, ou antenne, est vertical par rapport au sol, le champ électrique est également vertical, et l'antenne de réception recevra le maximum d'énergie lorsqu'elle sera également verticale. Le champ magnétique est alors horizontal et parallèle au sol. Dans ces conditions, le champ est dit à *polarisation verticale*.

Lorsque l'antenne d'émission est horizontale, la polarisation du champ électrique l'est également, ainsi que l'antenne de réception, qui doit donc être parallèle au sol. Le champ magnétique, lui, est alors vertical. C'est le cas de la *polarisation horizontale*.

La notion de polarisation de champ est relativement subtile à saisir mais elle mérite que l'on s'y attarde, car une fois ce phénomène parfaitement compris, il éclaire d'un jour nouveau tout ce qui concerne le problème des antennes.

Lorsqu'on fait circuler un courant dans un brin rayonnant, il se forme une certaine répartition du courant et de la tension. En un instant donné, l'état électrique est donc constamment variable le long du conducteur. Cet état électrique, qui varie également en fonction du temps, est émis sous forme de rayonnement, mais ne pourra être reçu par le brin récepteur avec le maximum d'intensité, que si celui-ci induit en même temps sur chaque point de sa longueur l'information correspondante. En d'autres termes, le brin réceptif devra être parallèle au brin rayonnant. Si le premier est horizontal, le second devra l'être également, et la polarisation sera horizontale.

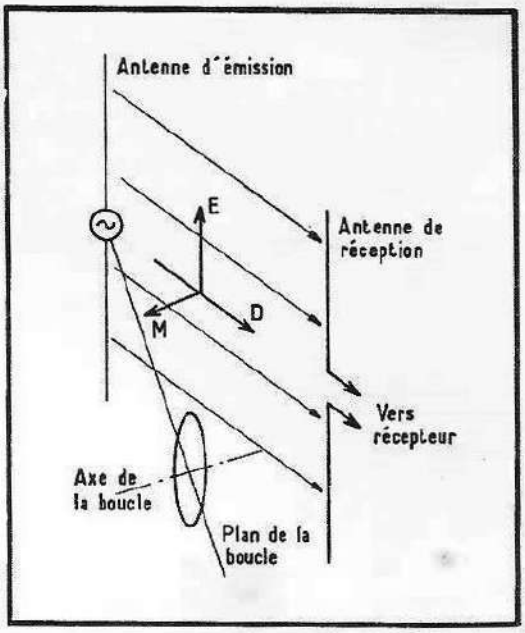


Fig. 227. — Positions optimales de l'antenne de réception captant le champ électrique, et d'une boucle captant le champ magnétique pour une émission polarisée verticalement.

Si l'on veut recevoir la composante magnétique du champ électromagnétique rayonné, le maximum de champ traversera une spire lorsque l'axe de celle-ci sera perpendiculaire à l'axe du brin rayonnant et son plan dans la direction de ce brin. Si l'antenne d'émission est verticale, le maximum de champ sera perçu lorsque l'axe de la spire sera horizontal et un plan dirigé vers l'antenne (fig. 227).

Nous conseillons au lecteur de réfléchir à la question de façon à l'approfondir et à la connaître parfaitement.

TROIS TÉLÉVISEURS MODERNES

6 . 1 Descriptions de réalisations pratiques.

Nous allons décrire deux types de récepteurs qui correspondent chacun à un usage bien défini, et qui contiennent des solutions appropriées à cet usage.

Le premier de ces récepteurs est un appareil d'usage courant en France, adapté aux normes 819 lignes françaises et au standard 625 lignes français.

Le second sera un récepteur multistandard spécialement conçu pour la réception très particulière des différentes émissions reçues en Belgique.

L'étude de ces montages pratiques est extrêmement importante, car elle permet de se familiariser avec certaines particularités qu'il serait difficile de traiter dans la partie purement théorique de ce livre.

6 . 2 Le récepteur 819/625 lignes.

Il s'agit du récepteur *Schneider*, montage type longue distance équipant la majorité des appareils produits par cette firme (voir schéma).

Ce récepteur comprend 14 tubes, plus les deux tubes du sélecteur U. H. F., et 6 diodes dont 2 sont utilisées pour le redressement de la haute tension.

6 . 3 Alimentation.

Elle s'effectue à l'aide d'un transformateur d'entrée qui comporte la particularité de posséder un enroulement primaire en deux parties connectées en série pour le 220 V, et en parallèle pour le 110 V. Un troisième enroulement permet l'ajustage pour des tensions de réseau variant entre 0 et 25 V au-dessus de la tension nominale.

Le secondaire comporte trois enroulements distincts :

— 6,3 V, pour le chauffage des filaments, qui sont tous connectés en parallèle ;

— 30 V qui, redressés, permettent d'obtenir une tension auxiliaire négative de 40 V destinée à certains usages, tels que la polarisation de certains tubes ;

— 105 V alimentant un doubleur de tension du type Latour.

La haute tension générale est ensuite, après filtrage, divisée en six branches comportant des éléments de filtrage différents et qui leur permettent d'alimenter chacune une certaine partie du récepteur.

6 . 4 Partie amplificatrice.

Elle comprend un sélecteur V. H. F. équipé de deux tubes, et un sélecteur U. H. F. muni également de deux tubes. La partie moyenne fréquence image comprend deux étages suivis d'un détecteur et d'un amplificateur vidéo. La partie son comprend un tube moyenne fréquence suivi d'un détecteur et d'un étage préamplificateur basse fréquence qui attaque le tube de sortie.

6 . 5 Sélecteur V. H. F.

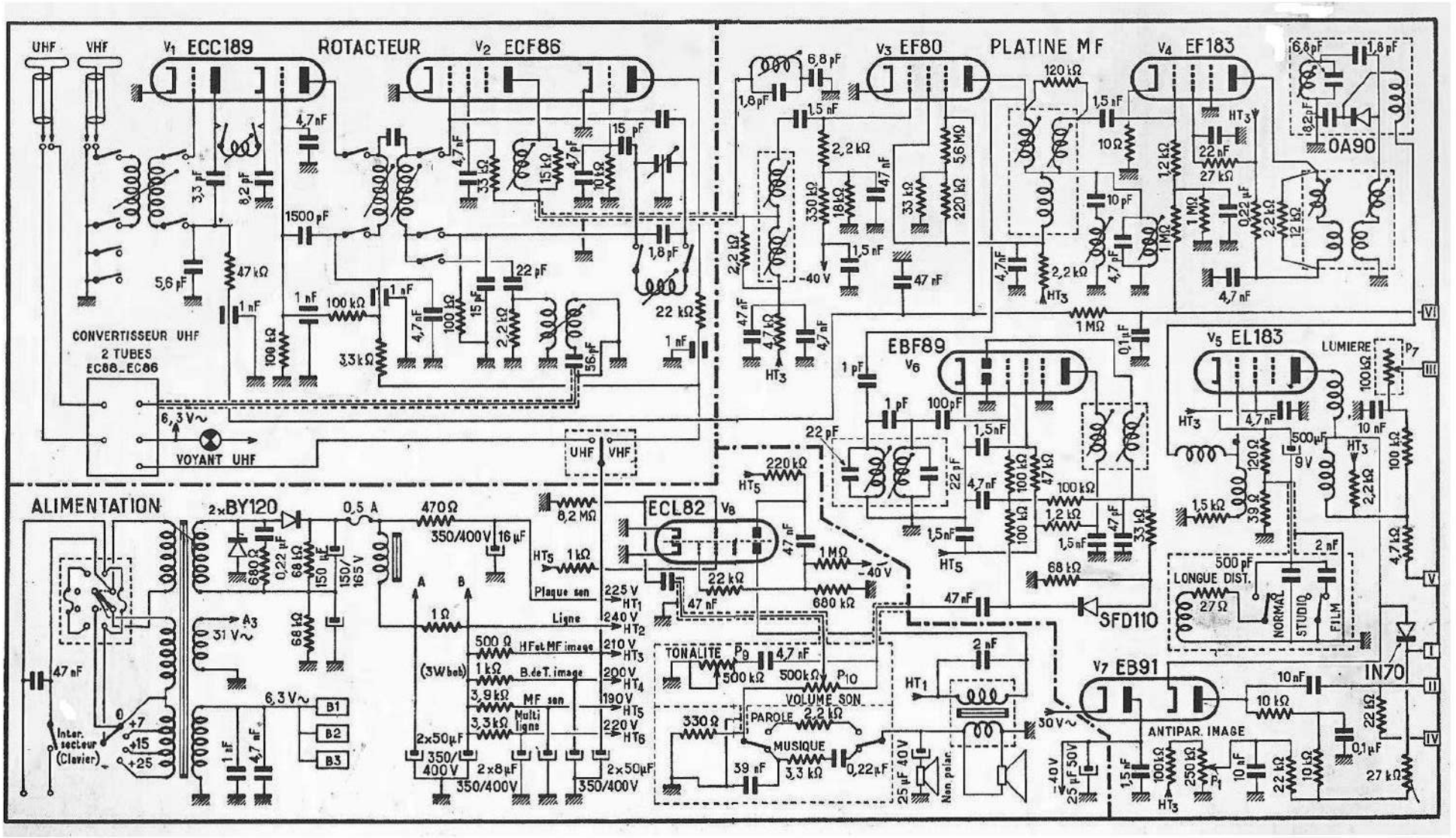
La partie haute fréquence de ce sélecteur est du type cascode. Elle comprend, à l'entrée, un circuit d'adaptation entre l'antenne et la grille de la première ECC189, tube muni d'une grille cadre, et à pente élevée. Le neutrodynage est du type en pont. Il est constitué par le condensateur de 3,3 pF qui renvoie de l'anode du tube vers la grille la tension compensatrice. L'enroulement de grille est connecté à la masse par un condensateur de 5,6 pF qui est le second condensateur de neutrodynage.

La commande du gain est effectuée par une tension négative provenant de la commande automatique de gain générale, et qui est retardée par l'espace grille suppressor-cathode du premier tube moyenne fréquence.

La liaison entre la première triode du cascode et la seconde est effectuée par un circuit réglable commuté pour chaque canal, qui s'accorde sur la capacité de l'anode de la première triode et sur un condensateur de 8,2 pF situé entre la cathode de la seconde triode et la masse. Ce condensateur permet un transfert d'énergie maximum en raison de la très faible impédance présentée par l'entrée du second tube.

La liaison entre le cascode et l'étage mélangeur (constitué par la pentode d'une ECF86) est réalisée à l'aide d'un filtre de bande à couplage capacitif en tête.

La tension de l'oscillateur, délivrée par la triode de l'ECF86, est appliquée à la fois au sommet et à la base du circuit grille de la pentode, de façon à obtenir une tension aussi constante que possible malgré les grandes différences de fréquence de l'oscillateur nécessitées par les divers canaux à recevoir. Cette fréquence est stabilisée par des condensateurs à coefficient négatif : 1,8 pF et 15 pF en série avec 4,7 pF vers la grille oscillatrice.



UHF
VHF
V1 ECC189
ROTACTEUR
V2 ECF86
V3 EF80
PLATINE MF
V4 EF183
OA90
CONVERTISSEUR UHF
2 TUBES
EC88_EC86
6,3 V~
VOYANT UHF
EBF89
V6
V5 EL183
LUMIERE
P7
ALIMENTATION
2×BY120
0,5 A
470 Ω
350/400 V
16 µF
8,2 MΩ
ECL82
V8
HT5
1 kΩ
Plaque son
225 V
HT1
Ligne
240 V
HT2
500 Ω
HF et MF image
210 V
HT3
(3W bob)
1 kΩ
B. de T. image
200 V
HT4
3,9 kΩ
MF son
190 V
HT5
3,3 kΩ
Multi ligne
220 V
HT6
2×50µF
350/400 V
2×8µF
350/400V
2×50µF
350/400V
A
B
1 Ω
A3
31 V~
6,3 V~
B1
B2
B3
Inter. secteur (Clavier)
47 nF
TONALITE
P9
4,7 nF
500 kΩ
500 kΩ
P10
VOLUME SON
PAROLE
2,2 kΩ
MUSIQUE
3,3 kΩ
0,22 µF
39 nF
330 Ω
HT1
2 nF
25 µF 40 V
Non polar.
SFD110
V7 EB91
ANTIPAR. IMAGE
30 V~
-40 V
25 µF 50 V
LONGUE DIST.
500 pF
27 Ω
NORMAL
STUDIO
FILM
2 nF
IN70
HT3
HT5
-40 V

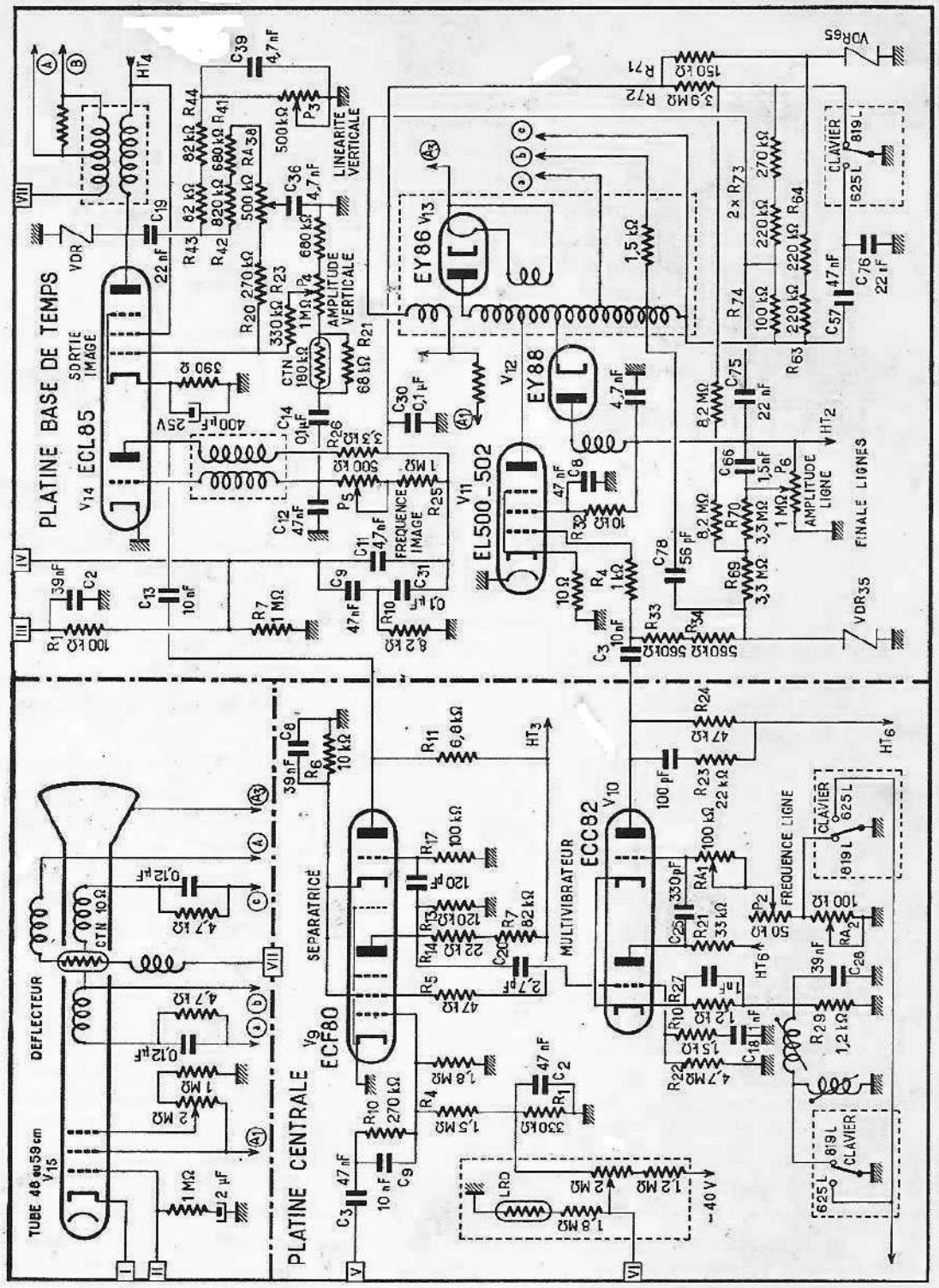


Schéma complet du récepteur « longue distance » *Schneider*.

Page 236 : les parties alimentation, rotacteur, M. F. image et son et vidéo.

Ci-contre : les bases de temps.

6.6 Moyenne fréquence image et vidéo.

L'amplification moyenne fréquence est assurée par deux étages. La liaison entre la plaque du mélangeur et la grille du premier étage M. F. est effectuée par un filtre de bande à couplage mixte. Le premier circuit de ce filtre est placé dans le sélecteur, et la liaison vers la M. F. s'effectue par un câble dont la valeur de capacité constitue le couplage à la base, couplage accordé par un circuit en parallèle réglable et délivrant de l'énergie au secondaire du filtre de bande qui attaque la grille du premier étage. En parallèle sur le couplage, un premier réjecteur permet d'obtenir la protection contre la porteuse son de F2 à 41,25 MHz, donc très voisine de la valeur de la M. F. son qui est de 39,2 MHz.

La liaison entre ce premier étage et le second est réalisée par un filtre de bande à couplage inductif à la base. Sur l'anode du premier tube, on trouve un réjecteur son qui permet en même temps de prélever la porteuse son et de diriger celle-ci sur l'amplificateur moyenne fréquence. Deux réjecteurs sont disposés sur le couplage du filtre de liaison entre la première et la seconde moyenne fréquence : le premier ajusté sur 26,05 MHz permet la protection contre les perturbations éventuelles du canal voisin, et le second, ajusté sur 39,2 MHz, constitue le second réjecteur son proprement dit.

Le gain du second tube amplificateur, un EF183, qui est un tube à pente variable, est contrôlé par la tension de commande automatique de gain qui peut également être dosée manuellement.

Cette tension est prélevée sur la grille de la séparatrice (V9) et injectée sur le potentiomètre P_8 (commande de contraste), et elle se superpose avec une tension continue négative de 40 V, qui permet d'effectuer la commande manuelle. La valeur de tension désirée est établie en prélevant, à l'aide du curseur de ce potentiomètre, une valeur plus ou moins grande de tension de commande, laquelle est également variable en fonction de l'éclairement du lieu de réception par l'action d'une cellule photo-résistante qui forme un pont atténuateur variable.

Le résultat, fonction donc de trois paramètres, est ensuite appliqué à la grille du second tube amplificateur et, avec un retard choisi, à la grille du premier élément du cascode d'entrée.

La liaison entre le second étage M. F. et la détection est effectuée par un filtre de bande à couplage inductif qui comporte, sur son secondaire, le troisième réjecteur son. La détection est assurée par une diode germanium OA90 qui attaque, après un filtre destiné à éliminer les harmoniques de la moyenne fréquence, un ensemble de correcteurs mixtes série parallèle qui comporte également la résistance de détection de 1,5 kΩ.

L'étage final vidéo est équipé d'une EL183, tube à forte pente dont la cathode est polarisée par une résistance partiellement découplée, et dont la courbe de réponse peut être modifiée par l'usager en commutant diverses valeurs de capacité en parallèle sur une fraction de la résistance de cathode.

L'anode du tube vidéo est chargée par une résistance de 2,2 kΩ et par un ensemble de bobines de correction mixte.

La liaison vers le tube cathodique comporte deux antiparasites. L'un d'eux est constitué par la diode EB91 (V7) dont le seuil de conduction est réglable. Lorsqu'une impulsion parasite apparaît et si la diode conduit, une impulsion négative est transmise sur le wehnelt et vient diminuer l'amplitude du blanc produit par le parasite. Le second antiparasite est constitué par la diode

1N70 en série avec la cathode du tube. Le point de fonctionnement de cette diode est ajusté de façon qu'elle soit conductrice pour le signal vidéo, et que sa conduction s'interrompe sur une impulsion parasite qui, dans ce cas, n'est pas transmise. Le point de fonctionnement des deux diodes est déterminé par le réglage d'un seul potentiomètre que le revendeur ajustera au moment de l'installation du récepteur en fonction des conditions locales de réception.

6 . 7 Chaîne son.

La chaîne son comporte un tube amplificateur M. F. suivi d'un détecteur, le tout contenu dans un tube EBF89 (V6).

La résistance de détection est fractionnée en deux parties et les deux tiers de la tension détectée sont appliqués sur un antiparasite série constitué par une diode SFD110 dont la cathode est portée à la tension crête de détection. Dans ces conditions, la diode est toujours conductrice pour un signal normal et ne l'est plus pour une impulsion parasite, puisqu'à ce moment son anode devient plus négative que sa cathode.

A la sortie de cet antiparasite, le signal est appliqué au potentiomètre de volume dont le curseur attaque la partie basse fréquence du récepteur qui se compose d'un étage pré-amplificateur (triode de V8) et d'un étage de sortie de puissance (pentode de V8).

L'amplificateur comporte une contre-réaction totale qui peut être, au choix de l'usager, sélective dans la position « musique » ou linéaire dans la position « parole ».

6 . 8 Séparation et tri des impulsions.

La séparation des impulsions du signal total vidéo est assurée par la partie pentode d'une ECF80 (V9). La tension vidéo est appliquée sur la grille de ce tube par une cellule à double constante. L'écran est porté à une trentaine de volts à l'aide d'un pont diviseur partant de la haute tension.

La charge anodique est fractionnée en deux parties. La totalité du signal est appliquée à la trieuse d'impulsions et une partie seulement est destinée à la synchronisation horizontale qui peut s'effectuer de deux façons différentes : soit par synchronisation directe du multivibrateur et, dans ce cas, la liaison s'effectue par un condensateur de 2,7 pF, soit par asservissement par un comparateur de phase additif du type à déclenchement. Il faut noter que la mise en place de ce comparateur additif élimine automatiquement la synchronisation directe puisque les impulsions lignes appliquées à travers le condensateur de 2,7 pF (point 2) sont découplées à la masse par un condensateur de 4 700 pF.

Le tri des impulsions est effectué par la partie triode de l'ECF80 (V9) dont la grille reçoit le signal de synchronisation à travers une cellule de différentiation. La cathode de ce tube étant fortement polarisée, seul le signal image peut influencer son courant anodique.

L'anode du tube trieur est chargée par une résistance de 6,8 kΩ, et un condensateur de 10 nF applique les impulsions de synchronisation image sur l'anode du tube relaxateur vertical.

6 . 9 Base de temps verticale.

Elle se compose d'un relaxateur du type blocking et d'un étage de sortie de puissance. Ces deux fonctions sont assurées par un tube double du type ECL85 (V14). La fonction de relaxation blocking est effectuée par la triode de ce tube et le montage comporte certaines particularités intéressantes.

L'alimentation en haute tension de ce relaxateur est assurée par la tension de récupération qui, du fait de la stabilisation de l'étage de sortie lignes, est beaucoup plus constante que la haute tension. De plus, en partant de la tension récupérée de 800 V, nous trouvons un pont diviseur constitué par deux résistances en série (R_{63} et R_{64}) avec une autre résistance spéciale V. D. R. qui permet d'obtenir une très grande stabilité de la tension d'alimentation du relaxateur.

Après cette V. D. R., nous trouvons encore un autre pont de résistances constitué par R_{71} et R_{72}, cette dernière étant commutée à la masse en 819 lignes, de façon que la tension d'alimentation du blocking soit constante pour les deux standards. Après ce pont commuté, la tension est appliquée à un condensateur réservoir de 0,1 µF (C_{30}) qui alimente l'anode du blocking à travers une résistance de 3,3 kΩ (R_{26}) limitant le courant de crête pendant la conduction.

La valeur du condensateur C_{30}, 0,1 µF, est relativement faible et il apparaît à ses bornes une tension en dents de scie, qui est utilisée à deux fins distinctes : en premier lieu, à produire la tension d'effacement image, qui est mise en forme par le circuit composé de C_{31}, C_9, C_{11} et R_{10}, et appliquée ensuite au wehnelt du tube cathodique ; en second lieu, à alimenter la résistance de recharge (R_{25} et P_5) du condensateur C_{12} qui détermine la fréquence de relaxation. L'avantage de cette solution réside dans le fait que le relaxateur sera beaucoup moins sensible aux perturbations qui peuvent apparaître et déclencher prématurément le blocking.

La tension en dents de scie apparaît donc aux bornes de C_{12} et est transmise vers l'étage de puissance à travers C_{14} et R_{21} en parallèle avec une résistance variable en fonction de la température, ce qui permet d'obtenir une tension constante appliquée sur le potentiomètre P_4 qui détermine l'amplitude du balayage vertical.

Le curseur de ce potentiomètre est connecté, à travers R_{12}, à la grille du tube de puissance sur laquelle est appliquée également, à travers R_{24}, la contre-réaction de mise en forme qui permet d'obtenir une bonne linéarité du balayage.

Ces circuits de mise en forme partent de l'anode du tube de sortie et comportent une branche parallèle ajustée par P_3 et une branche série ajustée par R_{A38}. Entre anode et masse du tube de sortie, une résistance V. D. R. permet l'absorption des surtensions produites au moment du retour.

Le courant de balayage est appliqué au déflecteur image à travers un transformateur, dans le secondaire duquel on fait circuler une partie du courant haute tension à l'aide d'une résistance de 1 Ω, ce qui permet d'obtenir un pré-cadrage de l'image. L'enroulement du déflecteur comprend, en série, une résistance C. T. N. permettant de conserver une même amplitude et une même linéarité malgré les variations de la température interne de l'appareil.

6 . 10 Base de temps horizontale.

Elle comprend un relaxateur du type multivibrateur à couplage cathodique assuré par une double triode ECC82 (V10) qui attaque le tube interrupteur EL500 ou EL502 (V11), la diode de récupération d'énergie, qui est une EY88 (V12), et le tube redresseur T. H. T., une EY86 (V13).

Le récepteur devant fonctionner en 819 ou en 625 lignes, le multivibrateur possède deux commutations, dont l'une modifie les caractéristiques du circuit accordé de la cathode, et l'autre, la valeur du circuit de constante de temps qui détermine la fréquence de relaxation.

Le point de fonctionnement du tube interrupteur est défini par la tension apparaissant aux bornes de la résistance V. D. R. de régulation (VDR_{35}), et qui est fonction de l'amplitude des impulsions qu'elle reçoit à travers C_{78} et de la position du curseur du potentiomètre P_6, qui permet d'ajuster ce point de fonctionnement.

Par ailleurs, afin d'obtenir une constance de largeur de balayage suivant le standard, le point de fonctionnement est modifié par l'adjonction ou la suppression d'une tension d'appoint, venant de R_{72} à travers deux résistances de 8,2 MΩ, qui est mise à la masse en 819 lignes.

L'anode d'accélération du tube cathodique est alimentée par la tension récupérée à travers R_{74} découplé par C_{75} ; l'effacement des traces de retour lignes est obtenue en appliquant sur cette anode la tension provenant d'un enroulement couplé spécial du transformateur T. H. T., et dont la mise en forme est effectuée par R_{55} et la capacité propre de cette électrode.

6 . 11 Récepteurs multidéfinitions du type « Belgique ».

Ce récepteur permet la réception des quatre standards différents reçus couramment en Belgique, c'est-à-dire les standards belges 819 et 625 lignes, le 819 français et le 625 C. C. I. R. hollandais dans le nord du pays et allemand à l'est.

De surcroît, il a la particularité, assez rare en Belgique, de posséder une bande passante large en 819 lignes français (9,5 MHz) et une bande étroite pour les autres standards.

Nous n'en décrirons, que les points particuliers qui ne présentent pas d'analogie avec les circuits décrits dans le précédent récepteur. Le schéma synoptique de cet appareil nous permet d'en suivre la conception avec une grande facilité.

6 . 12 Amplificateurs.

Les sélecteurs U. H. F. et V. H. F. ne présentent pas de caractéristiques spéciales, mais la partie moyenne fréquence image et son, ainsi que les circuits de base de temps, sont très différents et méritent donc une attention particulière.

L'amplification moyenne fréquence image est effectuée par deux tubes à pente élevée (V3 et V4), dont le premier possède une pente variable et dont le gain sera, par conséquent, commandé par application sur sa grille de la tension de commande.

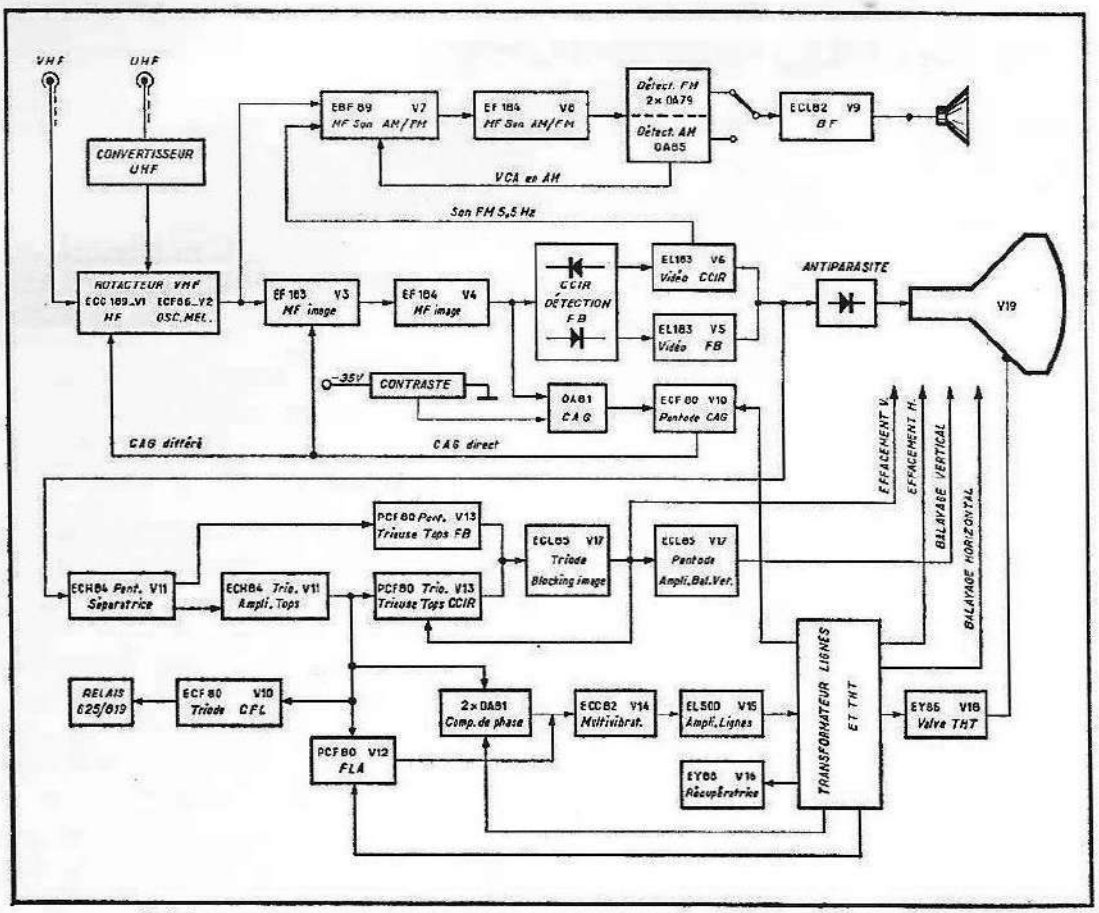


Schéma synoptique du récepteur quadristandard, type « Belgique ».

Les circuits de liaison sont constitués par trois filtres de bande permettant d'obtenir une bande globale de 9 MHz, et des réjecteurs commutables qui permettent de la rétrécir pour la réception des standards à bande étroite. Par ailleurs, la valeur de la moyenne fréquence son est identique pour tous les standards : 39,2 MHz, mais les standards dont le son est modulé en amplitude nécessitent une réjection de l'ordre de 60 dB, alors que le 625 C. C. I. R., dont le son est modulé en fréquence, ne nécessite que 20 dB.

C'est encore en commutant des réjecteurs que s'obtiendra la valeur requise pour chaque standard (fig. 228).

La commutation des réjecteurs s'effectue par un moyen électrique qui consiste à les éliminer, lorsque cela est nécessaire, en les désaccordant grâce à la conduction d'une diode qui connecte un condensateur supplémentaire sur le circuit. Le schéma de principe d'un réjecteur commutable par cette méthode est représenté sur la figure 229.

La détection vidéo s'effectue par deux détecteurs différents, l'un pour tous les standards à modulation positive, et l'autre pour le 625 C. C. I. R. Chaque détecteur attaque un étage vidéo distinct qui est bloqué ou mis en marche suivant le standard. Les sorties des deux étages vidéo sont interconnectées et la tension vidéo est appliquée sur la cathode du tube cathodique à travers une diode antiparasite.

La tension de commande automatique de gain est délivrée à partir d'un détecteur spécial qui, constitué par une diode OA81, est attaqué par la tension M. F. au niveau de l'anode du dernier tube amplificateur (V4). Cette tension détectée est superposée à une tension négative, réglable à l'aide du

potentiomètre de contraste laissé à la disposition de l'usager, tension qui est également influencée par la valeur présentée par une résistance L. D. R. en fonction de la lumière ambiante.

La tension résultante est appliquée à la grille de la partie pentode d'une ECF80 (V10) dont l'anode est alimentée par des impulsions provenant de la base de temps horizontale, qui font apparaître aux bornes de la résistance de charge des tensions négatives proportionnelles au courant anodique.

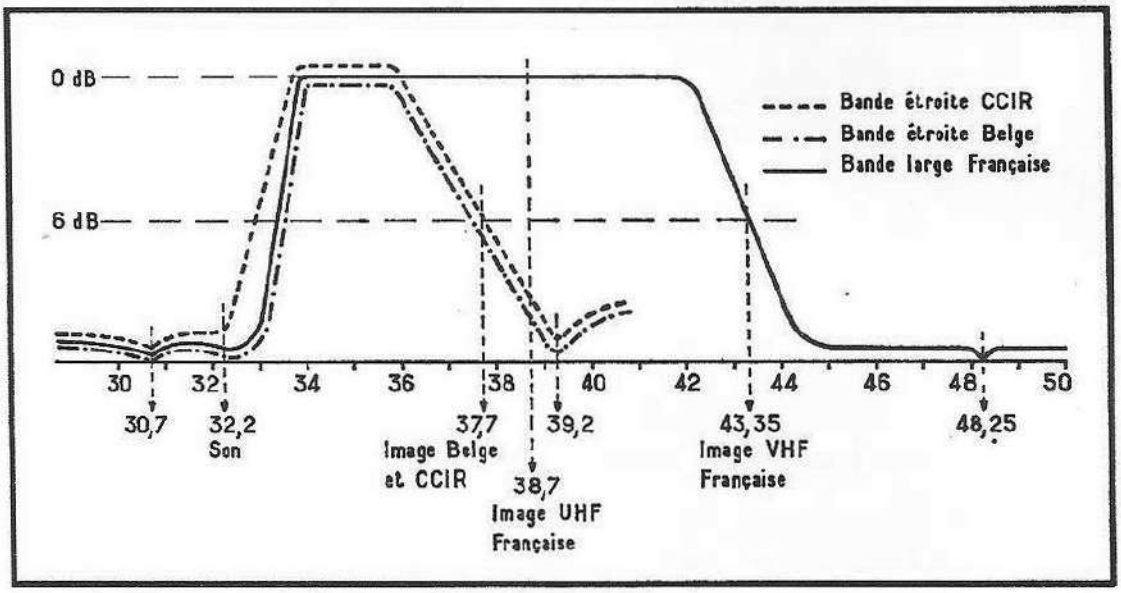


Fig. 228. — Les différentes formes de courbes à obtenir en commutant des réjecteurs, dans un récepteur quadristandard.

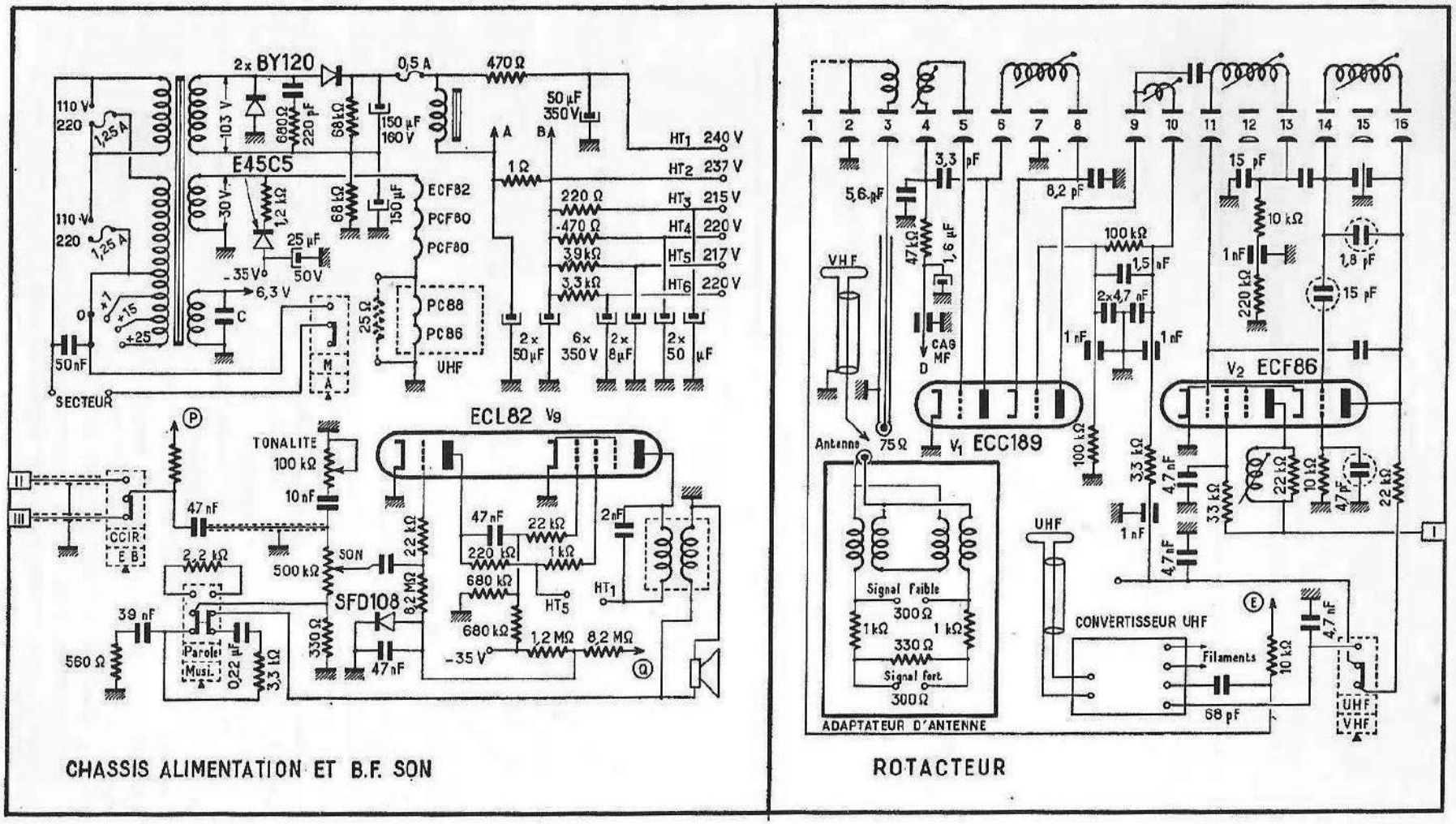
Il faut noter que l'écran de ce tube est connecté à l'écran du premier tube amplificateur moyenne fréquence, tube qui est commandé, et dont le potentiel d'écran varie en fonction de la tension appliquée sur sa grille. Ce couplage augmente sensiblement l'efficacité de la C. A. G.

La tension de commande est donc appliquée à la grille du premier étage M. F. image et, ensuite, avec un retard apporté par la diode de l'EBF89 (V7), sur la grille du premier élément du cascode d'entrée.

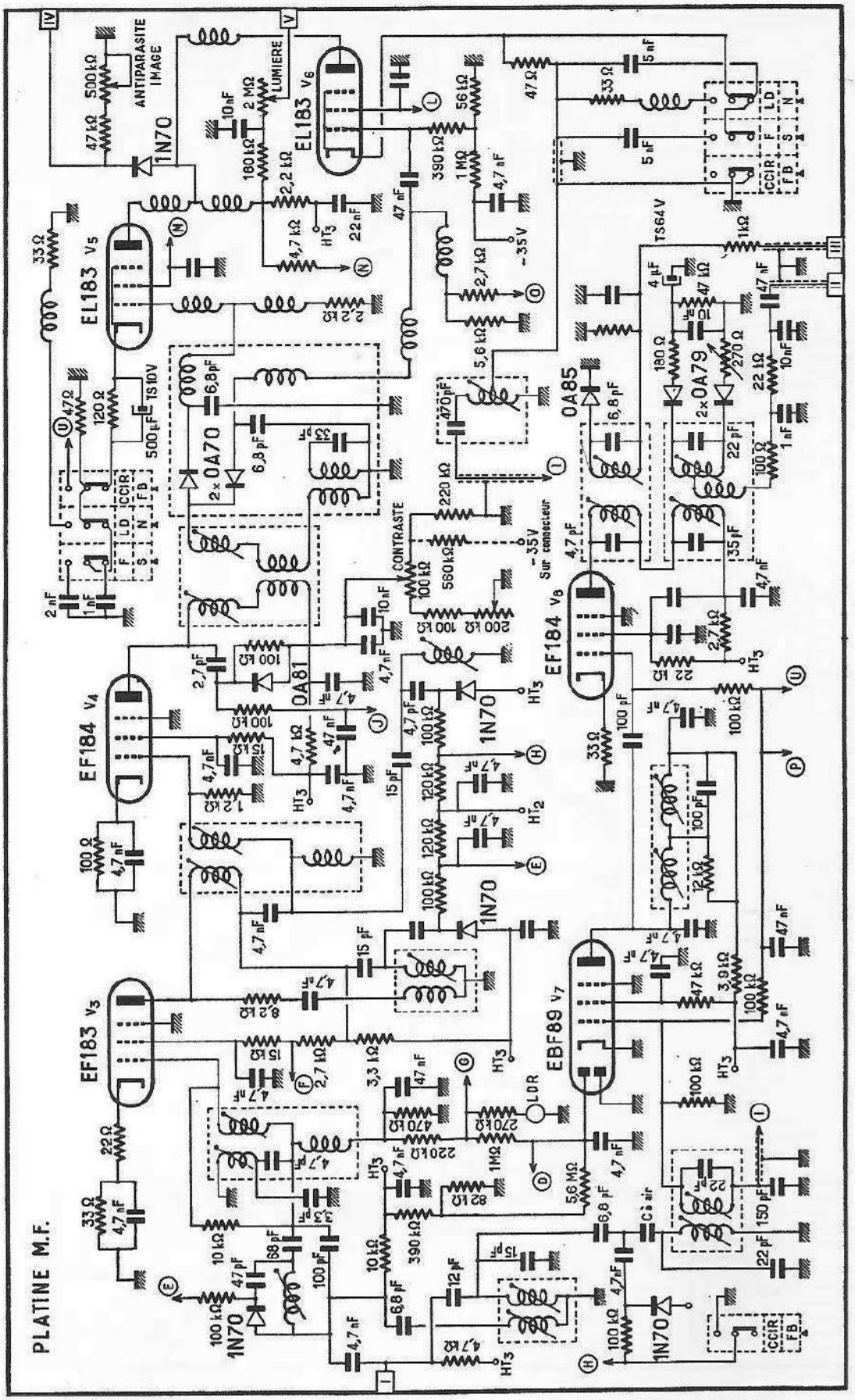
La chaîne son est mixte, c'est-à-dire qu'elle amplifie en même temps le signal à 39,2 MHz qui correspond à la valeur moyenne fréquence en modulation d'amplitude, et la porteuse 5,5 MHz provenant du battement qui apparaît à la détection vidéo entre les porteuses image et son en modulation de fréquence.

Cette chaîne se compose de deux tubes amplificateurs, la partie pentode d'une EBF89 (V7) et une EF184 (V8). Ces deux tubes sont suivis d'un détecteur pour la modulation d'amplitude et d'un détecteur de rapport dont les sorties sont appliquées à l'amplificateur basse fréquence après avoir été sélectionnées suivant le standard reçu.

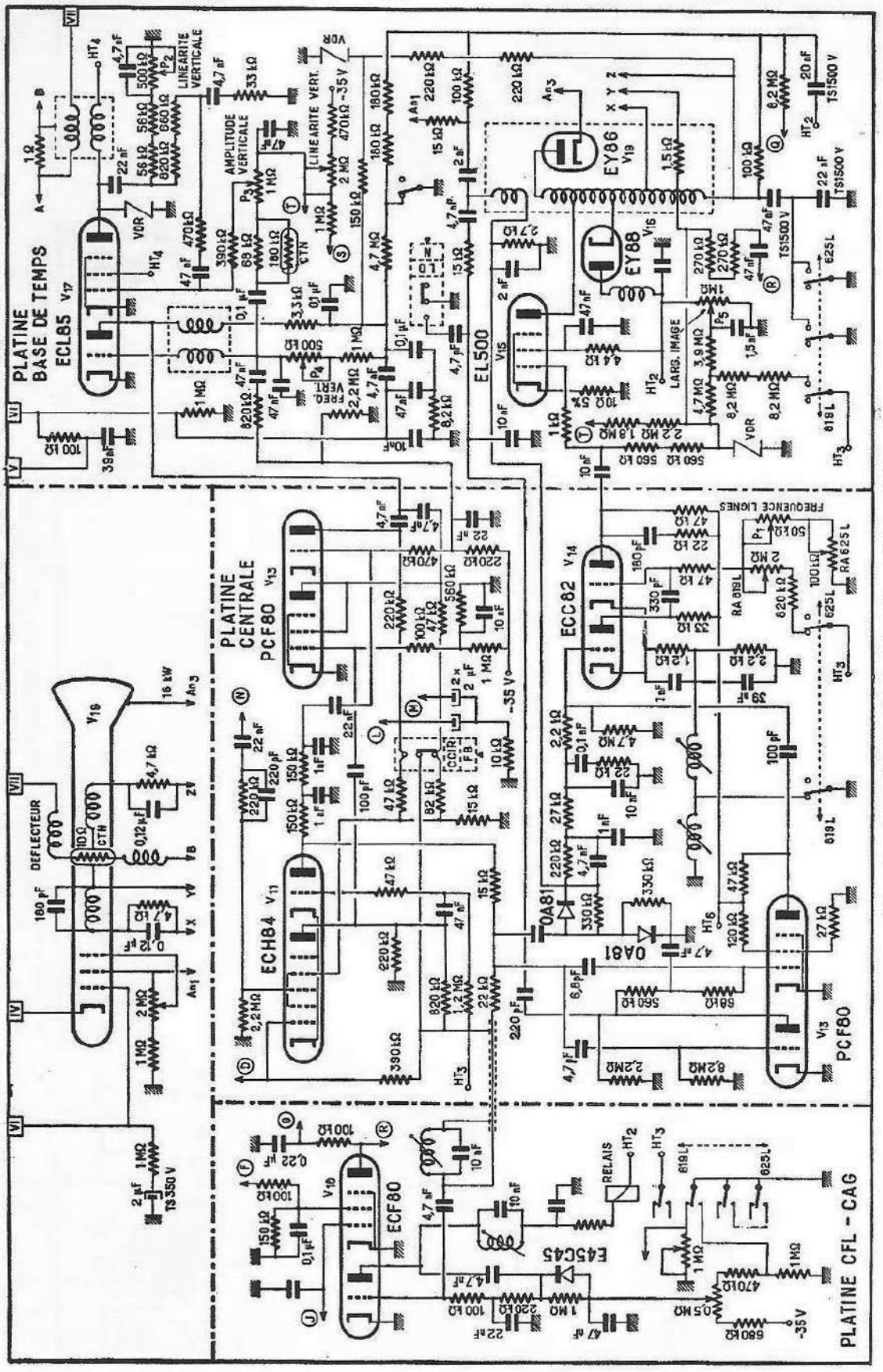
Dans le cas de la réception en 625 lignes, la porteuse 5,5 MHz, prélevée sur la cathode du tube vidéo par un circuit résonnant, est envoyée, à basse impédance, sur la base du circuit de grille du premier tube de la chaîne. Pour éviter toutes perturbations dans ce cas, la diode 1N70 devient conductrice et court-circuite, à la masse, un condensateur de 4,7 nF, ce qui élimine toutes les tensions qui provenaient du réjecteur 39,2 MHz à travers le condensateur de 6,8 pF.



Récepteur quadristandard *Schneider* (1re partie).



Récepteur quadristandard Schneider (2e partie).



Récepteur quadristandard *Schneider* (3e partie).

6 . 13 Bases de temps.

Cette partie est ici naturellement bien plus complexe que dans le récepteur précédent, d'autant que le montage comporte une commutation automatique du standard dans le cas de réception des émetteurs belges qui passent indifféremment du standard 625 au 819.

La séparation est effectuée par la partie heptode d'une ECH84 (V11). Le signal vidéo est appliqué sur la troisième grille à travers une cellule à double constante de temps et en modulation négative, la première grille est attaquée par un signal vidéo en opposition de phase mais, du fait que cette grille est

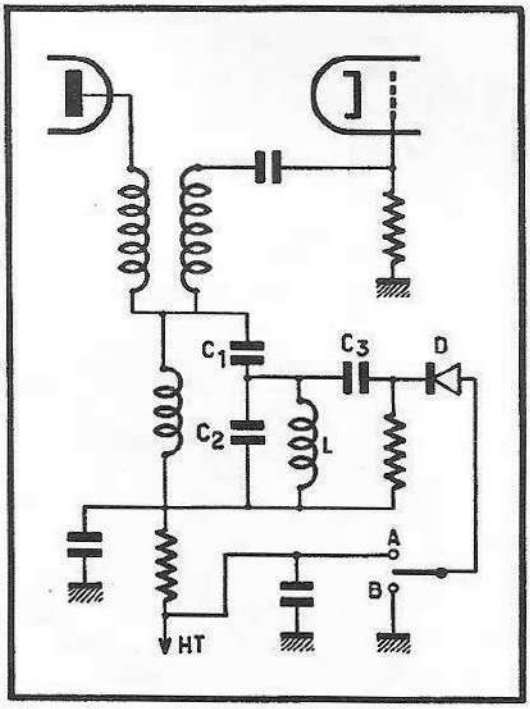


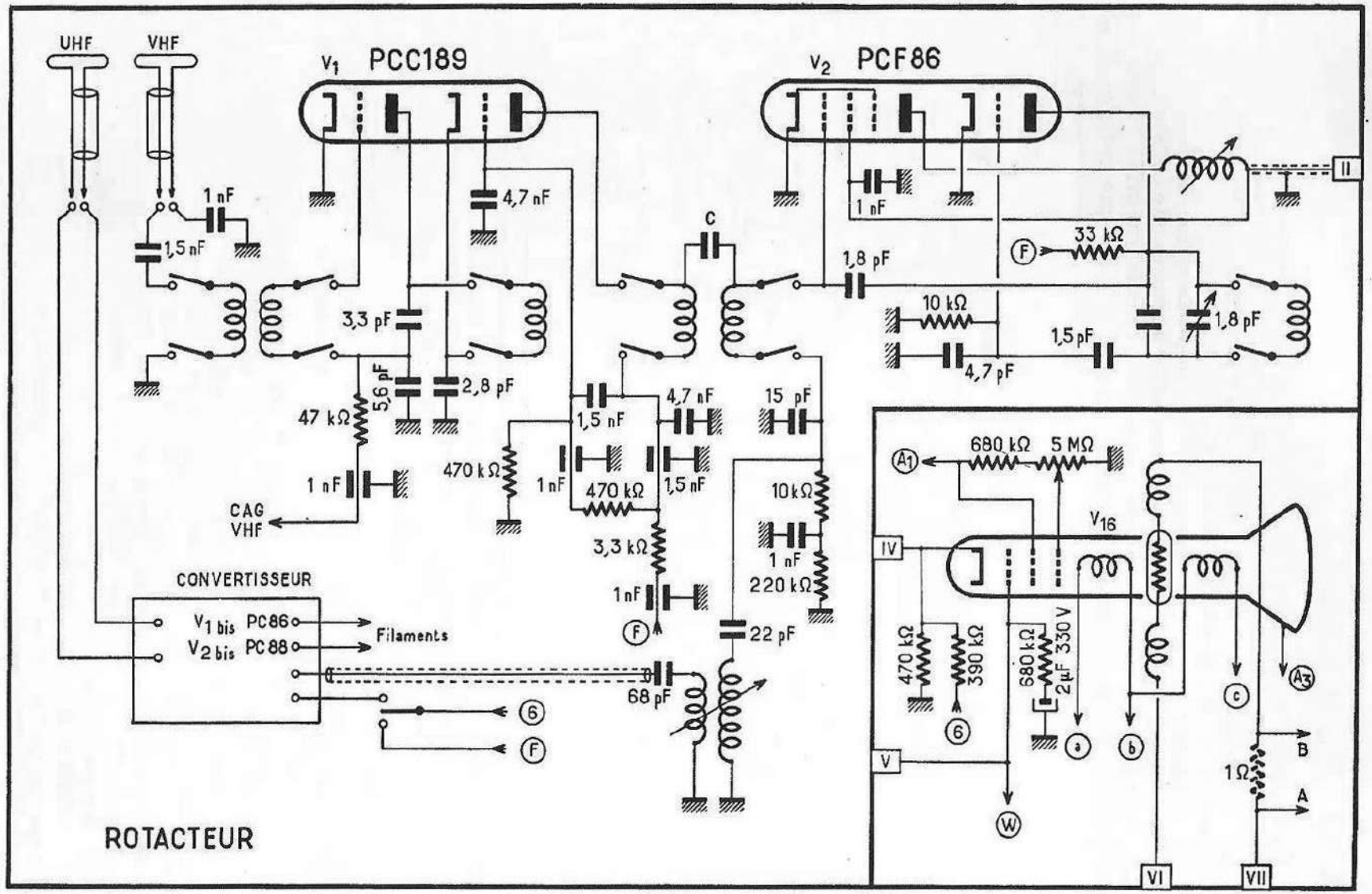
Fig. 229. — Schéma de principe d'une commutation de rejecteur par une diode. Le rejecteur, formé par C_1, C_2 et L, est placé sur le couplage d'un filtre de liaison M.F. Lorsque le contacteur est placé sur la position B, la diode n'est pas conductrice et le fonctionnement du rejecteur est normal. Sur la position A, la diode conduit et vient placer le condensateur C_3 en parallèle, ce qui modifie la fréquence de réglage et l'éloigne du point précédent.

reliée à la haute tension, le signal vidéo est pratiquement annulé par le courant grille et seules les impulsions parasites peuvent avoir un effet sur le courant anodique. Dans ces conditions, les impulsions parasites qui apparaissent en lancées positives sur la grille 3 ne peuvent donner lieu à un courant grille-cathode car à ce moment apparaît une forte impulsion négative sur la grille 1.

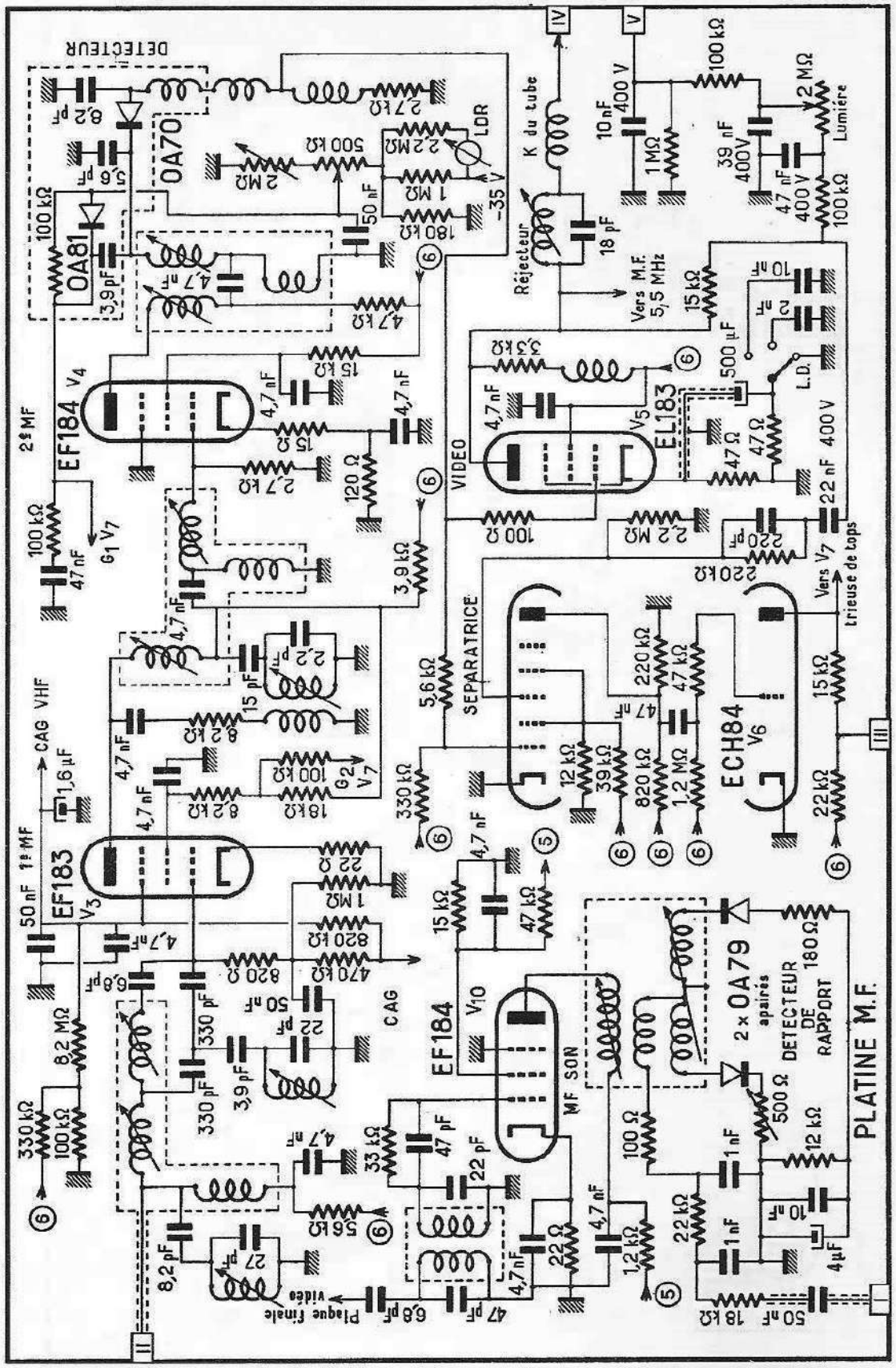
Le signal de synchronisation qui apparaît sur l'anode est envoyé, d'une part, sur la triode V11 pour une seconde amplification associée à une limitation énergique et, d'autre part, après différentiation, sur la grille de la pentode PCF80 (V13).

Le signal de sortie de la triode de l'ECH89 (V11) est ensuite intégré par une double cellule et appliqué sur la triode du tube V13. Les signaux de sortie de la pentode et de la triode de V13 sont appliqués en parallèle sur l'anode du blocking image. La synchronisation image s'effectue donc de deux manières suivant le sens de modulation. En modulation négative, le tri s'effectue par intégration et le signal séparé subit une amplification supplémentaire dans la triode de V11 puis, après avoir été intégré, est trié par la triode de V13. Il faut noter que la polarisation de V13 est assurée par une tension négative, laquelle se superpose aux dents de scie provenant du condensateur de fréquence du relaxateur blocking. Ce procédé rend beaucoup plus difficile le déclenchement prématuré du relaxateur par une perturbation parasite.

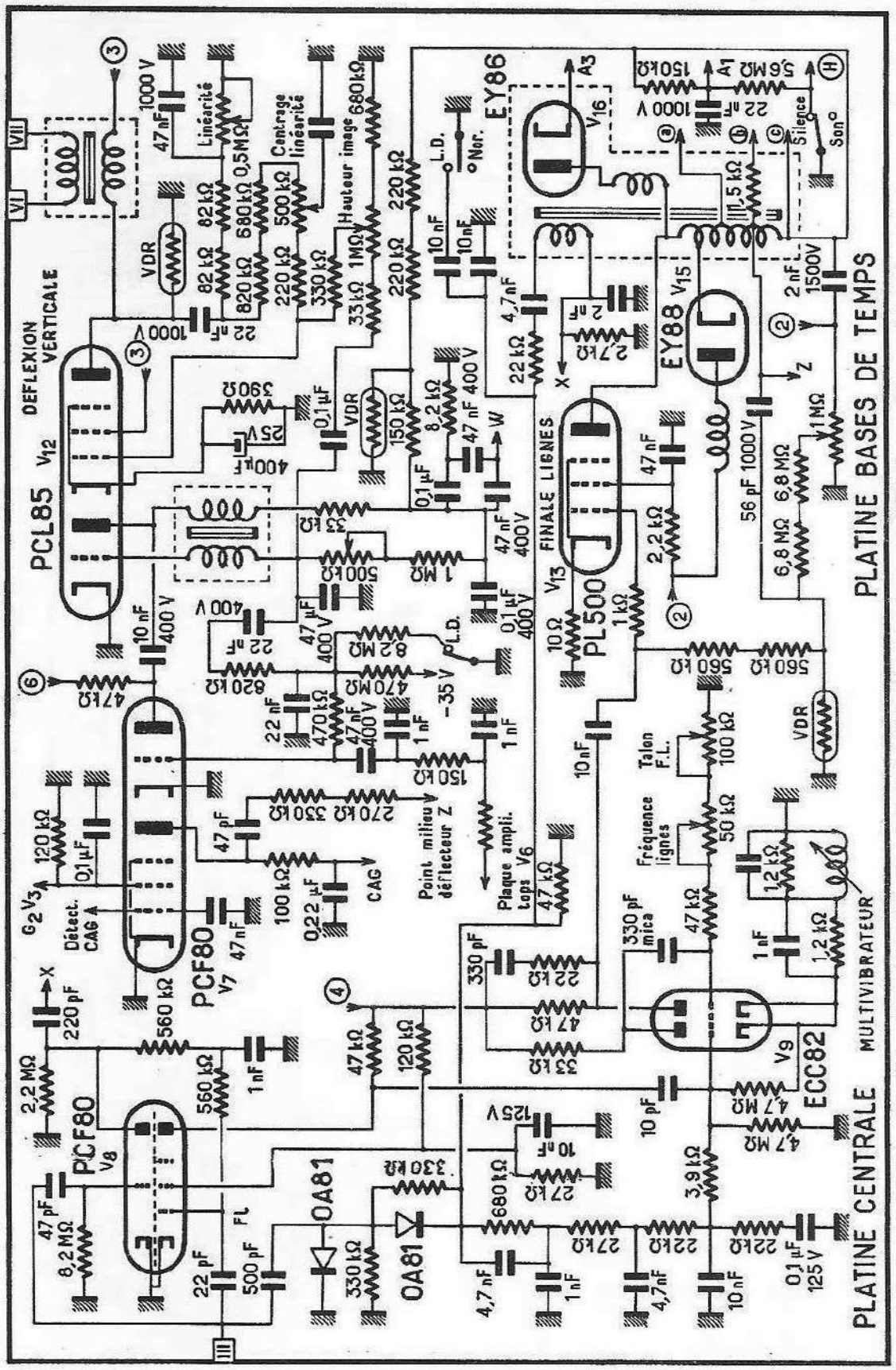
En modulation positive, c'est le procédé de tri par différentiation qui est adopté. Le signal séparé est directement différentié et appliqué à la pentode



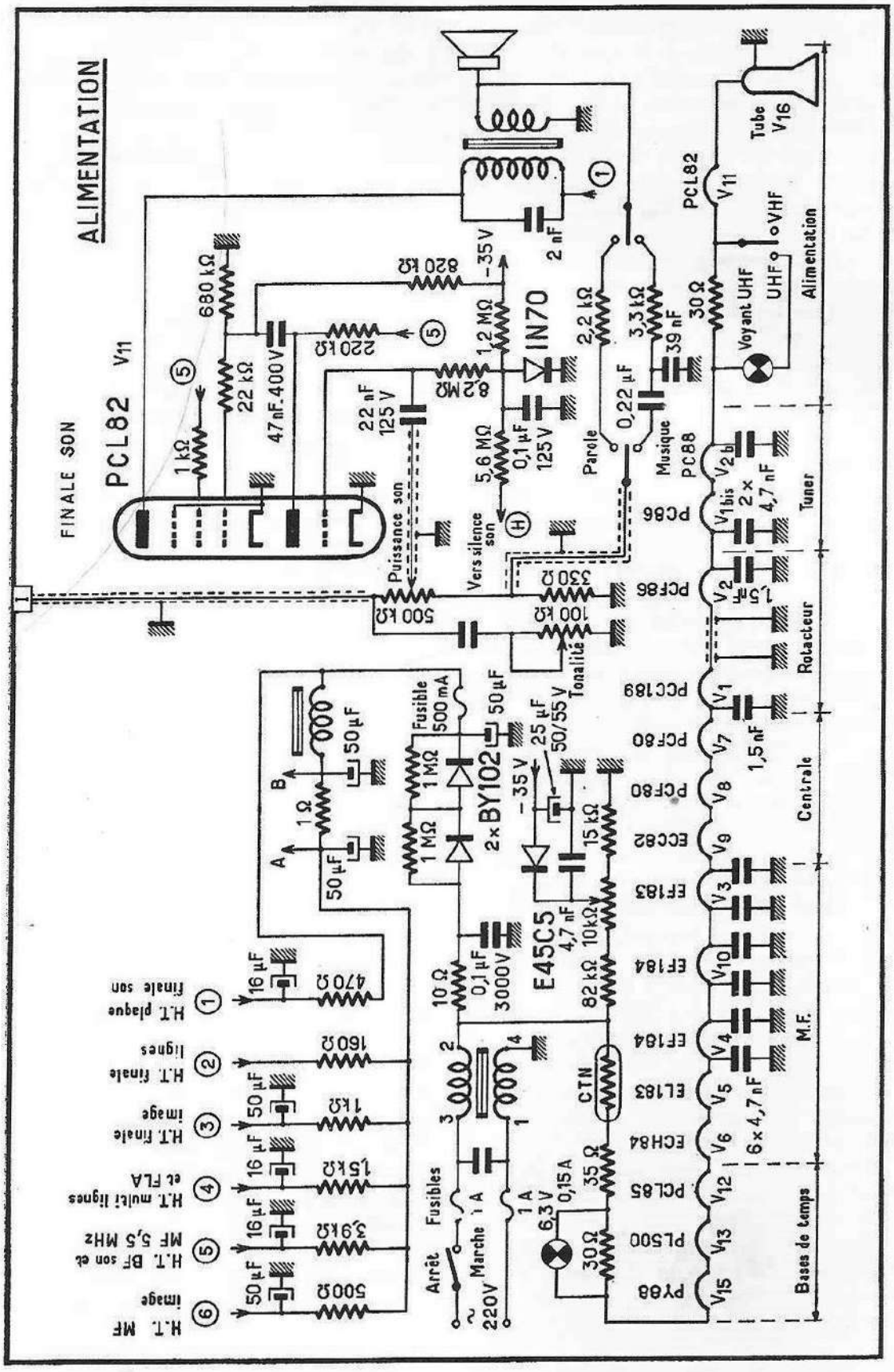
Récepteur *Schneider* destiné à la réception des normes 625 lignes (1re partie).



Récepteur *Schneider* destiné à la réception des normes 625 lignes (2e partie).



Récepteur Schneider destiné à la réception des normes 625 lignes (3e partie).



Récepteur Schneider destiné à la réception des normes 625 lignes (4e partie).

de V13. Ce double procédé de tri permet d'obtenir un fonctionnement optimum pour chaque standard reçu.

En ce qui concerne la synchronisation horizontale, le signal de synchronisation amplifié et limité par la triode de V11 est appliqué sur un comparateur à déclenchement constitué par deux diodes OA81, qui asservissent un multivibrateur à couplage cathodique utilisant une ECC82 (V14).

La plage de capture du comparateur étant très faible, un dispositif auxiliaire de capture est déclenché lorsque le multivibrateur oscille à l'extérieur de cette plage. Ce dispositif utilise les deux parties d'une PCF80 (V12). La partie triode de ce tube reçoit les impulsions de synchronisation sur sa grille et les impulsions provenant de la base de temps horizontale sur son anode. Lorsque les deux impulsions sont en phase, le courant anodique fait apparaître une tension négative aux bornes de la résistance de charge, tension négative qui est appliquée, après filtrage, à la grille de la pentode dont elle bloque le courant anodique. Lorsque les impulsions ne sont pas en phase, cette tension disparaît et permet le fonctionnement de la pentode de V12. Cette dernière reçoit également des impulsions de synchronisation qui sont amplifiées, apparaissent sur l'anode, et sont appliquées sur la grille du multivibrateur qu'elles synchronisent directement. Dès que la synchronisation est effectuée, la pentode est bloquée et ne transmet plus d'impulsions mais, à ce moment, le comparateur prend le relais et asservit la base de temps.

Le multivibrateur possède deux fréquences de fonctionnement suivant le standard. Ce changement s'obtient en commutant l'enroulement du bobinage de la cathode et en modifiant la fréquence par application ou suppression d'une tension positive sur le condensateur qui détermine la fréquence de relaxation. Ces deux commutations s'effectuent automatiquement à l'aide d'un montage comportant la partie triode de l'ECF80 (V10).

Les signaux de synchronisation sont appliqués à un circuit oscillant accordé sur la fréquence de relaxation qui correspond au standard 819 lignes, soit : 20 475 Hz. Les tensions développées aux bornes de ce circuit sont appliquées sur la grille de la triode qui les amplifie, et un second circuit accordé, disposé dans l'anode de cette triode, recueille ces impulsions et les applique à un détecteur qui fait apparaître une tension positive venant se soustraire à la tension négative de polarisation de la triode, ce qui augmente le courant anodique et enclenche un relais qui établit la commutation.

Lorsque l'émetteur change de standard et passe en 625 lignes, les tensions développées aux bornes des circuits oscillants deviennent très faibles, ainsi que la tension positive détectée. La polarisation négative du tube triode augmente donc, ce qui diminue le courant anodique de façon suffisante pour que le relais ne soit plus suffisamment excité et revienne à sa position de repos qui replace le multivibrateur dans les conditions de relaxation qui correspondent à celles du standard 625 lignes.

L'étude de ce récepteur est particulièrement intéressante, car les circuits employés réunissent les solutions des problèmes posés par la réception de différents standards dont les caractéristiques sont très différentes.

D'ailleurs, on peut déduire de ce récepteur ce que serait un appareil spécifiquement 625 lignes C. C. I. R., car il suffit d'en retrancher les circuits spécialement appropriés à la modulation positive en image et à la modulation d'amplitude en son, ainsi que ceux spécialement adaptés à la réception en Belgique, tels que le dispositif de changement automatique de fréquence lignes. C'est ce qui apparaît sur le schéma d'un récepteur spécifiquement 625 lignes C. C. I. R.

APPLICATIONS DES TRANSISTORS ET TÉLÉVISION

7.1 Considérations générales.

Les transistors sont des dispositifs amplificateurs qui comportent, par rapport aux tubes, un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Leur principale caractéristique est le rendement énergétique très important qu'ils permettent d'obtenir. Cet avantage les désigne tout particulièrement pour l'utilisation dans des récepteurs portables autonomes. Dans le domaine du récepteur classique d'appartement, les transistors permettent d'obtenir des températures intérieures de coffret beaucoup plus basses que celles qui règnent lors de l'utilisation de tubes amplificateurs. Néanmoins, les tubes sont arrivés à un tel état de perfection que les transistors, nouveaux venus, présentent, du moins actuellement, des caractéristiques inférieures dans certaines utilisations, telles que les bases de temps, et notamment en ce qui concerne la fonction d'amplificateur de puissance lignes. Le récepteur classique utilisera donc probablement encore assez longtemps des tubes amplificateurs, au moins dans certaines fonctions.

La transistorisation partielle se heurte également au fait que, si les transistors possèdent un grand rendement et ne dissipent donc que peu de calories inutiles, ils ne supportent pas de températures élevées. Cela oblige donc à prendre dans ce cas certaines précautions, notamment en ce qui concerne l'isolement calorifique nécessaire entre les parties du récepteur transistorisées et celles qui utilisent des tubes classiques.

L'adoption des transistors en tant que dispositifs amplificateurs ne modifie aucun des problèmes fondamentaux que nous avons étudiés précédemment.

Toutes les règles de base et toutes les solutions restent les mêmes que lors de l'emploi des tubes. Le remplacement de ceux-ci par des transistors ne modifie pas la structure du récepteur, qui gardera le même schéma synoptique.

Néanmoins, les transistors nécessitent des conditions d'utilisation et possèdent des caractéristiques bien particulières qui ne présentent que des analogies lointaines avec celles des tubes.

Nous allons donc examiner quelles sont ces conditions particulières, et ensuite nous verrons comment les transistors peuvent remplacer les tubes dans chaque fonction essentielle du récepteur.

7.2 Tensions et courants.

Le principe de fonctionnement des tubes consiste à créer un courant d'électrons émis par une cathode portée à une température convenable et collecté par l'anode. L'intensité de ce courant électronique peut être commandée par des potentiels appliqués sur les différentes électrodes du tube, et notamment sur la première grille de commande. Le dosage du courant à la valeur désirée est donc réalisé à l'aide d'un potentiel de commande, et le gain obtenu est le rapport entre la tension de sortie et la tension de commande. L'impédance d'un tube aux fréquences basses est très élevée et, la commande du courant ne demandant qu'une puissance très faible, l'on raisonne d'habitude en tension.

Il en est tout autrement dans la technique des transistors où la commande du courant électronique s'effectue, non pas par une tension, mais par un courant, et où le raisonnement doit toujours tenir compte de ce facteur très important. Il est donc recommandé au lecteur familiarisé dans la technique des amplificateurs à tubes de rejeter dans une certaine mesure la tentation d'essayer de faire une analogie avec ceux-ci, mais d'adopter dès le départ une base de raisonnement différente, où l'on ne parle que de courants et de gain en puissance, et non de tensions.

7.3 Les semiconducteurs.

La conduction, c'est-à-dire la faculté de produire un courant d'électrons en présence d'un champ électrique, est liée à la constitution même des atomes qui composent la matière. Les corps conducteurs, tels que les métaux, qui se caractérisent par une conduction élevée, sont constitués par des atomes dont les électrons situés à leur périphérie, sont très peu liés à eux et peuvent donc répondre à une sollicitation due à un champ électrique. Dans les corps isolants, au contraire, les électrons sont extrêmement liés à l'atome, et il n'existe pratiquement pas d'électrons libres pouvant permettre une conduction. Les corps dits « semiconducteurs » se rapprochent beaucoup des isolants, car ils ne possèdent normalement pas d'électrons libres, ceux-ci étant tous occupés dans les liaisons de valence, mais, sous diverses influences, des électrons périphériques peuvent être libérés et donner lieu à une possibilité de conduction.

Les trois causes principales de libération d'électrons de valence sont les suivantes :

1° L'élévation de la température, qui cause la dislocation des liaisons entre atomes par vibration de ceux-ci.

Dans ces conditions, les liaisons peuvent devenir incomplètes et permettent la libération d'électrons liés auparavant.

Par ailleurs, chaque fois qu'un électron est libéré, son absence donne lieu à une ionisation positive de l'atome dont il est absent. Ce manque d'électrons ou « trou » se déplace également, car chaque fois qu'un électron vient prendre la place de l'électron libéré, il crée lui-même un trou dans l'atome dont il provient.

La conduction due à l'augmentation de la température revêt donc deux formes : les électrons libérés et les « trous » créés par le manque d'électrons dans certains atomes.

Dans un corps semiconducteur pur, l'élévation de température produit exactement le même nombre d'électrons libres que de trous.

Contrairement à ce qui se passe dans les corps conducteurs, la conduction, dans un semiconducteur, augmente avec la température, puisque celle-ci est à l'origine des causes de conduction.

Ce type de conduction dû à l'élévation de température est dit « conduction intrinsèque ».

2° La seconde cause de conduction possible est due à l'action d'un rayonnement extérieur, de lumière par exemple, qui délivre aux électrons périphériques suffisamment d'énergie pour permettre à certains d'entre eux de se libérer et de participer ainsi, sous l'action d'un champ, à la formation d'un courant électrique.

Cette propriété est mise à profit dans la réalisation des résistances variables en fonction de la lumière ambiante. Ce mode de conduction est assimilable dans ses effets aux précédents : en effet, il s'accompagne de la création de paires d'électrons-trous.

3° La dernière cause de conduction, la plus importante, est due à l'introduction dans le semiconducteur pur d'infimes proportions d'un autre corps de structure atomique similaire, mais dont le nombre d'électrons périphériques n'est pas exactement le même.

Si ce corps étranger, que l'on appelle « impureté », possède un nombre d'électrons périphériques plus grand que celui du semiconducteur considéré, et si son introduction ne s'effectue que dans une faible quantité de façon à permettre l'intégration de ces nouveaux atomes dans la structure moléculaire de l'ensemble sans perturbations notables, les électrons excédentaires de l'impureté ne seront pas employés dans les liaisons et seront, par conséquent, libres. Le nouveau corps ainsi constitué possédera donc des électrons libres qui pourront donner lieu à une conduction.

Cette conduction par électrons libres, qui s'apparente à celles des corps conducteurs, s'appelle conduction du type *n*.

Si le corps ajouté en tant qu'impureté possède un nombre d'électrons inférieur à celui du semiconducteur, son introduction dans le réseau d'atomes donnera lieu à l'apparition d'atomes auxquels il manquera des électrons. Ce manque d'électrons, ou trou, peut également donner lieu à une conduction sous l'effet d'un champ électrique. Ce type de conduction dans lequel, en plus des paires électrons-trous créées par l'élévation de température, les trous sont majoritaires, s'appelle conduction du type *p*.

7 . 4 Germanium et silicium

Le germanium et le silicium sont les corps semiconducteurs dont les applications sont les plus répandues. Le nombre atomique du germanium est 32, c'est-à-dire que son atome comporte 32 électrons qui gravitent autour du noyau. Ses 32 électrons sont répartis en quatre couches qui comprennent respectivement, 2, 8, 18 et enfin, pour la couche périphérique, 4 électrons. Ce sont ces 4 électrons de valence qui permettent la liaison avec les autres atomes.

Dans la forme cristalline, les atomes de germanium sont régulièrement disposés et chaque atome est lié à quatre autres atomes par ses quatre électrons de valence. A la température du zéro absolu (— 273°), la structure cristalline est stable et, aucun électron n'étant libre, le germanium est un isolant parfait. Au-dessus de cette température, du fait des vibrations moléculaires, certaines ruptures de liaisons apparaissent, libérant des paires d'électrons-trous permettant une conduction.

A notre température ambiante, la conduction du germanium est déjà appréciable, mais elle est encore dix millions de fois plus faible que celle du cuivre.

Lorsque la température atteint 100° (473° absolu), la conduction devient si importante que l'échauffement dû au passage du courant peut amener la dislocation complète de la structure cristalline.

Il est possible, en introduisant des impuretés, d'obtenir une augmentation de la conduction qui s'ajoute à la conduction intrinsèque. Si, par exemple, on introduit des traces d'une substance telle que l'arsenic, qui a une structure similaire à celle du germanium, mais qui possède cinq électrons périphériques, elle s'intégrera au réseau cristallin, mais le cinquième électron, qui n'est lié à aucun atome, sera libre et pourra participer à la conduction. Cette conduction par électrons sera du type *n*.

Si l'impureté intégrée au réseau de germanium est de l'indium, par exemple, la conduction obtenue sera du type *p*. En effet, l'atome d'indium ne comprend que trois électrons de valence, et son intégration dans un réseau de quatre atomes de germanium provoquera donc l'apparition d'un manque d'électrons ou trou.

Le même processus est utilisé dans le cas du silicium. Ce corps semiconducteur comprend quatorze électrons dont quatre gravitent sur la couche périphérique et permettent les liaisons avec les atomes voisins. L'adjonction d'impuretés permet d'obtenir des conductions du type *n* ou du type *p*. La conduction intrinsèque du silicium est beaucoup plus faible que celle du germanium, et son haut point de fusion permet son utilisation à des températures beaucoup plus élevées qu'avec le germanium.

7 . 5 La jonction P-N.

Jusqu'à présent, nous avons vu le mécanisme de conduction d'un corps semiconducteur et la manière dont on pouvait augmenter cette conduction par l'adjonction de corps étrangers permettant l'obtention de porteurs de charges et d'une conduction du type *n* ou *p*.

Pour l'instant, le corps semiconducteur ainsi modifié, et étant devenu un conducteur *n* ou *p*, ne possède pas de caractéristiques particulièrement remarquables. En effet, sa principale caractéristique est une conduction relativement faible, mais qui croît avec la température et également sous l'effet d'un rayonnement extérieur.

La jonction de deux parties de germanium possédant chacune une forme particulière de conduction permet d'obtenir une caractéristique nouvelle : la propriété de redressement, c'est-à-dire de conduction non identique en fonction du sens de l'apparition du potentiel de la source qui est à l'origine du courant.

Essayons de définir ce qui se produit lorsque l'on associe intimement deux blocs de germanium dont l'un est du type *p* et l'autre du type *n*.

Dans le germanium du type *p*, en plus des paires électrons-trous créées par l'élévation de température, nous trouvons une prédominance de trous dus aux impuretés dont les atomes possèdent un nombre d'électrons périphériques insuffisant pour assurer les liaisons. Dans le germanium du type *n*, en plus des paires d'électrons-trous en quantités identiques à celles qui existent dans le germanium *p*, il existe un excédent d'électrons dû au fait que les atomes d'impuretés introduits et intégrés dans le cristal comportent un nombre d'électrons supérieur à celui du germanium.

En résumé, du côté du germanium *p*, il y a prédominance de trous, et dans le germanium *n* prédominance d'électrons.

On peut donc se demander si, tout simplement, les électrons de la zone *n* ne viendront pas neutraliser les trous de la zone *p*. En réalité, cela ne se passe pas ainsi malgré cette tendance. En effet, les électrons provenant de la zone *n* diffusent bien dans la zone *p*, dont les trous viennent également diffuser dans la zone *n*, mais lorsqu'un électron quitte cette dernière, elle s'ionise positivement et tend à le ramener et à repousser les trous provenant de la zone *p*.

De même, chaque fois qu'un trou de la zone *p* diffuse vers la zone *n*, la zone *p* s'ionise négativement, ce qui tend à rappeler les trous et à repousser les électrons provenant de la zone *n*.

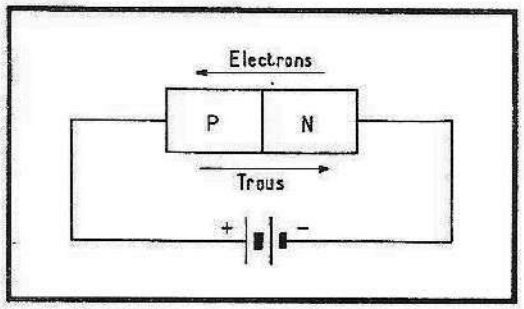


Fig. 230. — Lorsqu'on connecte une source de tension de manière à appliquer une tension positive sur la jonction P, et négative sur la jonction N, le courant circule.

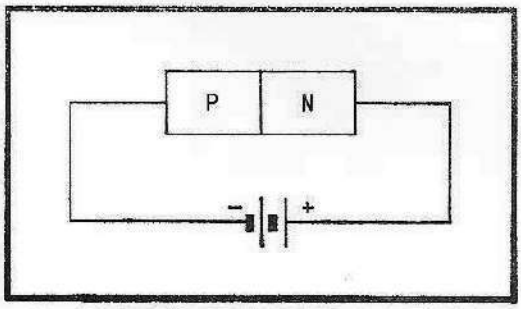


Fig. 231. — Lorsque la source extérieure est connectée de la façon représentée, le courant ne circule plus dans l'association P-N.

Après quelques diffusions, une barrière de potentiel apparaît donc et empêche toute nouvelle recombinaison entre les trous et les électrons. Dans la zone de jonction des deux types de germanium, les trous et les électrons sont extrêmement raréfiés, et cette zone peut être assimilée à une source de potentiel dont la polarité positive est tournée du côté de la zone *p*, et la polarité négative du côté de la zone *n*.

Si l'on connecte maintenant une source de potentiel, telle que le représente la figure 230, sur un bloc de germanium formé par la jonction de deux parties dont l'une est du type *p* et l'autre du type *n*, que va-t-il se passer ?

L'application de la tension positive sur le bloc du type *p* va repousser les trous vers le bloc du type *n* et attirera, à travers le bloc *p*, les électrons de la zone *n*. L'effet sera donc une accentuation de la diffusion et le passage d'un courant, les électrons allant du pôle négatif vers le pôle positif de la source et les trous circulant dans le sens inverse.

Ce courant sera relativement important car nous n'avons plus affaire à un semiconducteur pur qui ne possède que sa conductivité intrinsèque, mais à un semiconducteur possédant des porteurs de charges libres, électrons de la zone *n* et trous de la zone *p*. Naturellement, le courant ne circulera que si le potentiel de la source extérieure est plus élevé que celui de la barrière de potentiel interne qui s'était créée du fait de la tendance à la diffusion. Ce potentiel de barrière est de l'ordre de 0,35 V pour le germanium et de 0,7 V pour le silicium.

Connectons maintenant la source extérieure de potentiel à l'inverse, c'est-à-dire le pôle positif à la zone *n* et le pôle négatif à la zone *p* (fig. 231). Que va-t-il se passer ? Eh bien, rien. En effet, cette fois le potentiel négatif, appliqué sur la zone *p*, retiendra les trous et les empêchera de diffuser dans la zone *n*, et le potentiel positif appliqué sur la zone *n* attirera les électrons, leur interdisant la diffusion vers la zone *p*.

Cette fois-ci, le potentiel de la source extérieure ne viendra pas contrebalancer le champ produit par la barrière de potentiel, mais au contraire

s'additionnera à lui. La conduction par donneurs n'existera donc plus, mais, en revanche, la conduction intrinsèque, due à la création des paires électrons-trous, continuera à permettre le passage d'un faible courant proportionnel à la température. Ce courant, très faible, croît brusquement pour une certaine tension dite « tension de Zener ». La zone d'apparition de ce fort courant peut être utilisée, dans certaines conditions, pour réguler une tension, notamment avec les diodes au silicium dans lesquelles ce coude est particulièrement marqué.

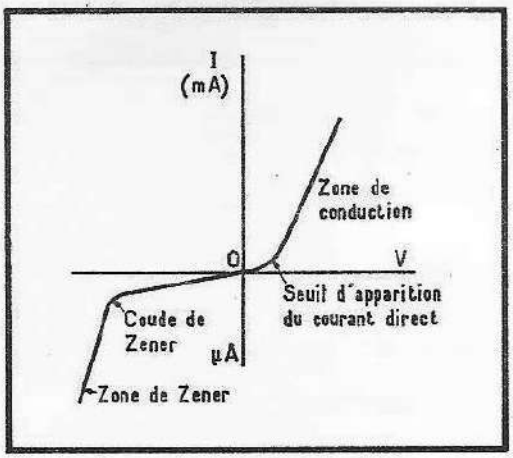


Fig. 232. — Courbe du courant en fonction de la tension pour une jonction P-N.

La jonction *p-n* permet donc d'obtenir un résultat particulièrement remarquable : l'effet de redressement.

Cet effet, ainsi que la manière de créer la conduction dans une jonction, seront mis à profit pour l'obtention de l'effet transistor.

En fin de compte, la courbe de courant en fonction de la tension obtenue avec une jonction *p-n* est représentée sur la figure 232. Il faut remarquer que l'échelle de courant pour le sens conducteur est exprimée en milliampères, alors que celle du courant dans l'autre sens est exprimée en microampères.

Une telle jonction, qui s'appelle couramment diode, par analogie à la diode classique à vide, est donc utilisable pour effectuer des fonctions de redressement de courant alternatif.

Pour obtenir un effet de conduction unilatérale, il n'est pas obligatoire d'associer deux parties de germanium de conduction différente, mais il est possible d'appliquer simplement un conducteur métallique sur un morceau de germanium du type *n*. En effet, on obtient une zone *p* en faisant circuler des impulsions importantes de courant dans le conducteur et la zone *n*. Dans ces conditions, le conducteur métallique diffuse dans la zone *n* des impuretés du type *p*, et il se forme tout autour de la soudure de ce conducteur une zone de type *p* séparée de la zone *n* par une barrière de potentiel. Ce type de diode s'appelle « diode à pointe ».

7.6 La double jonction ou transistor.

Considérons la figure 233 qui représente trois blocs de germanium joints intimement. La partie centrale est constituée par du germanium de type *p* pris entre deux morceaux de type *n*. Les électrons des zones *n* vont tendre à diffuser vers les trous de la zone *p*, et ces derniers tendront à neutraliser les électrons en diffusant vers les zones *n*. Cette double diffusion créera une ionisation des zones telle que les zones *n* seront ionisées positivement et la zone *p* le sera négativement. A la jonction des blocs, on observera donc une barrière de potentiel interne qui immobilisera les porteurs de charge empêchant ainsi toute nouvelle diffusion.

Les électrons libres des zones *n* seront retenus par la polarisation positive de leur zone et repoussés par la polarisation négative de la zone *p*. De même, les trous de la zone *p* seront retenus par la polarisation négative de leur zone et repoussés par la polarité positive des zones *n*.

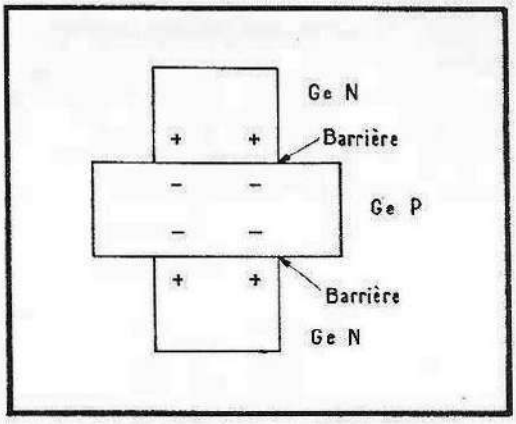


Fig. 233. — La jonction de deux blocs de germanium du type N sur un bloc du type P fait apparaître deux barrières de potentiel qui s'opposent à la diffusion des porteurs de charge.

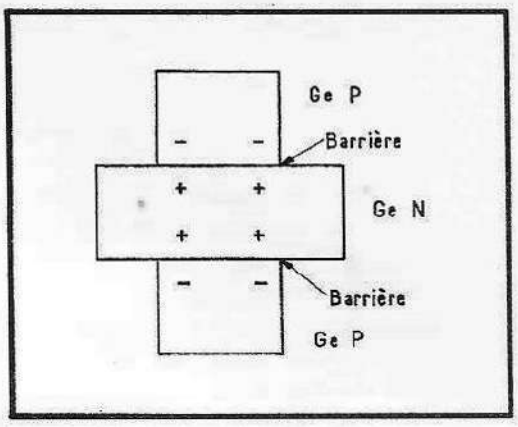


Fig. 234. — La jonction de deux blocs de germanium P sur un bloc de type N fait apparaître deux barrières de potentiel qui s'opposent à la diffusion des porteurs de charge.

Considérons maintenant la figure 234 représentant un bloc de germanium du type *n* pris entre deux morceaux de germanium du type *p*. Exactement comme dans le cas précédent, les trous des zones *p* vont tendre à diffuser vers la zone *n*, et les électrons de cette dernière vers la zone *p*. Cela provoquera l'apparition de deux barrières de potentiel qui s'opposeront à toute nouvelle diffusion.

Connectons maintenant ce bloc *p-n-p* à deux sources de potentiel de la manière indiquée sur la figure 235.

Le pôle négatif de la source V_1 est connecté, à travers l'interrupteur 1, sur le bloc de germanium de type *p*, et le pôle positif de cette source au bloc de type *n*. La seconde source V_2 a son pôle négatif connecté au germanium *n*, et son pôle positif, à travers l'interrupteur 2, au second bloc de type *p*.

Fermons l'interrupteur 1, et voyons ce qui va se passer. Le pôle négatif étant appliqué au germanium *p* attirera les trous de cette zone et viendra

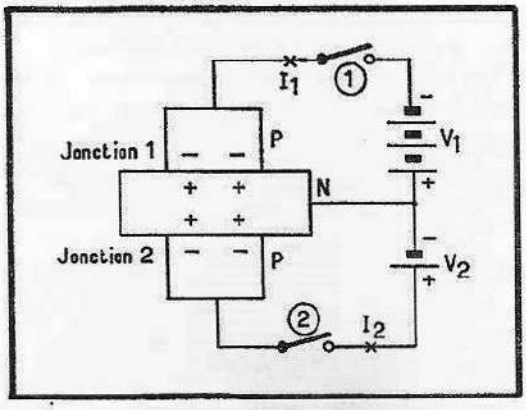


Fig. 235. — Lorsque l'interrupteur 1 est fermé, la jonction 1 n'est pas passante. Elle le devient si l'on ferme l'interrupteur 2 et que les trous provenant de la zone P inférieure traversent la barrière de potentiel de la jonction 1.

encore accentuer l'action anti-diffusion du champ interne. Il en est de même pour le pôle positif qui, appliqué sur la zone *n*, s'opposera à la diffusion des électrons de cette zone vers les trous de la zone *p*. Nous avons déjà examiné cette action pour les diodes à jonction et nous nous trouvons, en somme, en présence d'une diode à laquelle nous appliquerons une tension dans le sens

inverse de celui de la conduction, et la jonction 1 dans ce cas est non conductrice. Naturellement, la conduction intrinsèque due à la création des paires électrons-trous subsistera, et augmentera en fonction de la température, mais la conduction due aux impuretés, appelée « conduction extrinsèque, » de beaucoup la plus importante, n'existera pas.

Fermons maintenant l'interrupteur 2 et ouvrons bien les yeux, car c'est à ce moment que l'effet transistor va apparaître.

Le potentiel de la source V_2 est appliqué à la jonction *p-n* (jonction 2) dans le sens de la conduction passante. Si le potentiel de V_2 est supérieur à celui de la barrière d'arrêt interne, les trous de la zone *p*, repoussés par le potentiel positif de la source vont diffuser dans la zone *n*, et les électrons de cette dernière, repoussés par le potentiel négatif, viendront diffuser dans la zone *p*.

Toutes les conditions sont donc remplies pour qu'un courant puisse s'établir dans la jonction 2.

La barrière de potentiel interne étant vaincue par le potentiel de la source externe V_2, les trous de la zone *p* diffusent dans la zone *n* mais, s'ils atteignent le voisinage de la jonction 1, le potentiel de barrière de cette jonction ne sera plus un obstacle mais deviendra, au contraire, un champ accélérateur qui tendra à projeter les trous dans la zone *p* supérieure. Par ailleurs, dès que les trous pénètrent dans cette zone, ils sont soumis au champ développé par la source V_1, champ qui est orienté dans le bon sens puisque le potentiel négatif de V_1 est connecté à la zone *p* dans laquelle les trous pénètrent.

En somme, un certain nombre de porteurs de charges provenant de la zone *p* inférieure parviendra jusqu'à la zone *p* supérieure et donnera lieu à un courant de la source V_1.

Le courant I_1 qui passait primitivement dans la jonction 1 était très faible, mais dès que l'interrupteur 2 est fermé, la conduction intrinsèque s'augmente d'une partie de la conduction extrinsèque de la jonction 2.

Ainsi, en créant un courant dans la jonction 2, on en crée également un dans la jonction 1. Le courant dans cette dernière ne peut être qu'inférieur à celui de la jonction 2, puisqu'une certaine partie seulement des trous ne se recombine pas avec les électrons de la zone *n* et parvient à la traverser et à arriver dans la zone *p* supérieure.

Le courant de la jonction 2 étant proportionnel à celui de la jonction 1, mais inférieur en valeur, nous nous trouvons en présence d'un dispositif permettant une commande en courant, mais dont le gain en courant sera inférieur à l'unité. Mais, même dans ce cas, on peut déjà introduire la notion de gain en puissance. En effet, la jonction 2 est polarisée dans le sens conducteur et sa résistance est donc très faible, alors que la jonction 1, polarisée dans le sens inverse, présente une résistance élevée. Un courant dans une impédance élevée produit une puissance plus grande que ce même courant dans une impédance faible, puisque $W = RI^2$. De même, par ce procédé, un gain en tension pourra être obtenu puisque $V = RI$.

Revenons maintenant à nos deux jonctions. Nous avons vu que le courant de la jonction 1 était constitué par les trous qui pouvaient traverser la zone *n* sans se recombiner avec les électrons de celle-ci. Il est donc intéressant, pour que la jonction 1 possède un courant se rapprochant le plus possible de celui de la jonction 2, que cette recombinaison s'effectue le moins possible, et que le plus grand nombre de trous provenant de la zone *p* inférieure puisse parvenir à la zone *p* supérieure. On arrive à ce résultat de trois manières.

En premier lieu, le pourcentage d'impuretés de la zone *n* est beaucoup plus faible que celui des zones *p*, de l'ordre de cent fois moins. Dans ces conditions, un trou provenant de la zone *p* ne rencontre que peu d'électrons libres et les possibilités de recombinaison sont faibles. La seconde manière

d'arriver à ce résultat est de donner une très faible épaisseur à la zone *n* de façon à ce que le trajet des trous entre les deux zones soit le plus court possible. En dernier lieu, on donne à la zone *p* supérieure qui est collectrice, des dimensions plus grandes que celles de la zone *p* inférieure qui est émettrice, de façon à ce que le plus grand nombre possible de trous émis possèdent une chance d'arriver et d'être collectés.

En définitive, le transistor réel possède la forme indiquée sur la figure 236.

La zone *p* émettrice prend le nom d'*émetteur*, la zone *p* collectrice celui de *collecteur*, et la zone *n* le nom de *base*.

Les trois conditions que nous venons de voir étant remplies, on arrive à obtenir un courant de collecteur qui atteint et dépasse même 98 % du courant d'émetteur, c'est-à-dire que moins de 2 % des trous provenant de l'émetteur se recombinent dans la base et ne parviennent pas au collecteur.

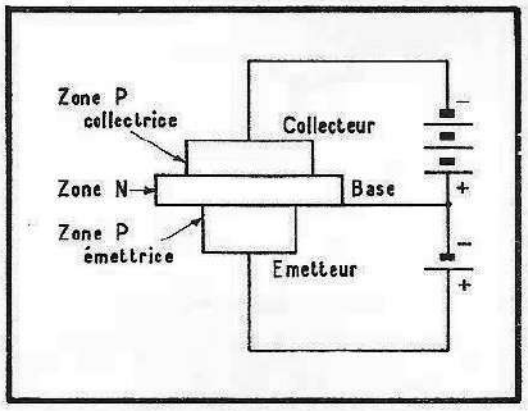


Fig. 236. — Pour obtenir un grand coefficient de trous collectés, trois conditions doivent être remplies : la base mince, l'émetteur plus petit que le collecteur, et le degré d'impuretés de la base beaucoup plus faible que celui des zones P.

Le rapport entre le courant de collecteur et le courant d'émetteur, inférieur à l'unité, est appelé coefficient α et sera donc, dans ce cas, de 0,98.

Nous venons d'étudier l'effet transistor dans une double jonction *p-n-p*, mais cet effet est exactement identique dans une double jonction *n-p-n* à la condition d'inverser le sens des batteries d'alimentation. La différence entre les deux types de transistors est que l'effet de conduction est dû aux trous dans un transistor *p-n-p* et aux électrons dans un transistor *n-p-n*.

Il faut noter que le courant de l'émetteur est toujours la somme des courants du collecteur et de la base. Si le courant de l'émetteur est de 2 mA, par exemple, et que le coefficient α du transistor considéré est de 0,96, le courant de la base sera de 80 µA, et celui du collecteur de 1,92 mA.

7 . 7 Utilisation des transistors.

Les transistors peuvent s'utiliser de trois manières fondamentales : en émetteur commun, en base commune, et en collecteur commun.

Chacune de ces utilisations a des caractéristiques définies, et sera ainsi apte à remplir un emploi particulier. Nous ne pourrons étudier, dans le cadre de cet ouvrage, tous les paramètres et toutes les conditions d'utilisation possibles qui figurent dans d'excellents ouvrages spécialisés dans cette question. Nous ne verrons donc que les caractéristiques générales des trois montages fondamentaux, et nous verrons ensuite quelques applications pratiques dans des montages de récepteurs de télévision.

7 . 8 Montage en base commune.

Ce montage est représenté sur la figure 237, et est celui qui se rapproche le plus ceux qui nous ont permis de comprendre l'effet transistor.

Dans le montage en base commune, le générateur qui délivre la tension d'entrée est connecté entre l'émetteur et la base, et la tension de sortie est prélevée aux bornes de l'impédance Z, insérée entre le collecteur et la base.

Il ne produit donc pas de gain de courant, puisque le courant de sortie du collecteur est inférieur au courant d'entrée de l'émetteur. Néanmoins, du fait de la grande différence d'impédances entre l'entrée et la sortie, on obtient un gain en tension et un gain de puissance. En effet, l'émetteur étant connecté dans le sens direct, il suffira d'une très faible tension pour provoquer un courant élevé que le collecteur, étant connecté dans le sens inverse de la conduction normale, délivrera sous une impédance élevée.

En somme, ce montage agit comme un transformateur d'impédance, ce qui se traduit par un gain de tension et de puissance.

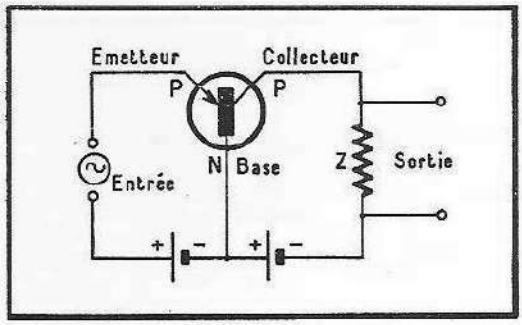


Fig. 237. — Montage d'un transistor en base commune. Le générateur d'entrée est connecté entre émetteur et base, et la tension de sortie est prélevée sur l'impédance Z insérée entre collecteur et base.

La forme de la caractéristique d'entrée, courant $I_{émetteur}$ fonction de la tension $V_{émetteur}$, est donnée dans la figure 238. On voit sur cette courbe, qu'après un seuil situé aux environs de 40 mV au-dessous duquel le courant est faible, ce courant croît très rapidement, et que, pour 250 mV, il dépasse déjà 10 mA.

En effet, l'émetteur est polarisé dans le sens conducteur et il suffit d'une très faible tension pour amener un fort courant.

La caractéristique du courant de sortie du collecteur en fonction de la tension est représentée sur la figure 239. Nous voyons que, dès que la polarisation du collecteur atteint une faible valeur, 0,2 à 0,4 volt, le collecteur capte tous les porteurs de charges provenant de l'émetteur. A partir de ce moment, le courant n'augmente pratiquement plus en fonction de la tension. L'impédance de sortie est donc très élevée.

L'impédance d'entrée et celle de sortie sont d'ailleurs extrêmement influencées l'une par l'autre et peuvent varier considérablement suivant les valeurs adoptées.

On peut faire une analogie entre le montage en base commune et le montage d'une triode avec attaque sur la cathode et grille à la masse.

Notons que la fréquence de coupure, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le gain est inférieur de 3 dB à celui que l'on obtient à une fréquence voisine de zéro, est beaucoup plus élevée dans le montage base commune que dans les autres.

Ce montage sera donc employé dans les amplificateurs très haute fréquence.

7.9 Montage en collecteur commun.

Ce montage est représenté sur la figure 240. La tension de commande est appliquée entre la base et le collecteur car, en alternatif, les batteries sont

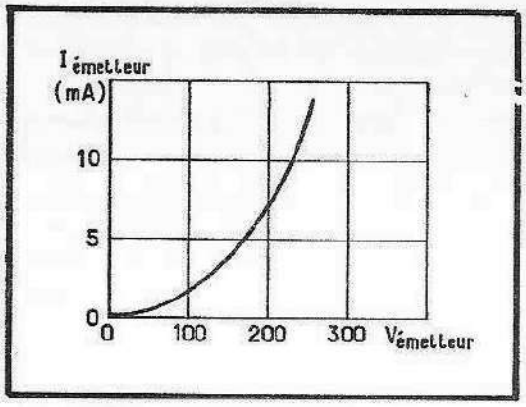


Fig. 238. — Caractéristique de courant en fonction de la tension de l'émetteur. Cette courbe est assimilable à la courbe de conduction d'une diode dans le sens conducteur.

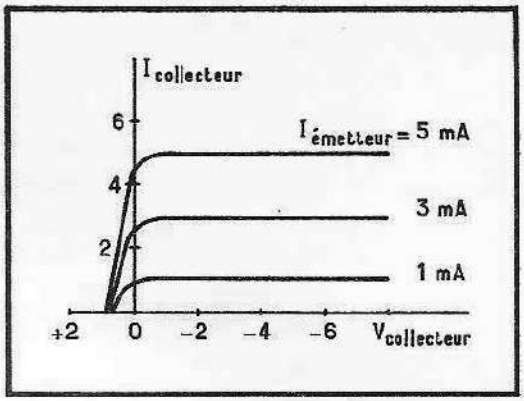
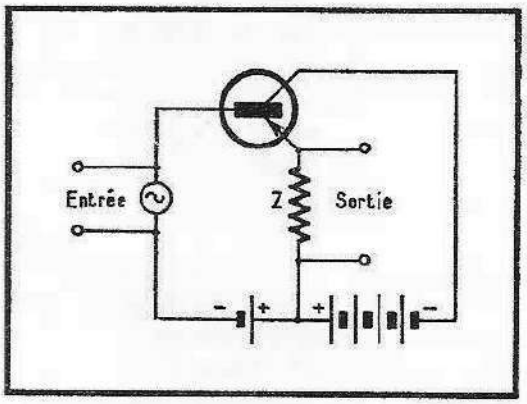


Fig. 239. — Caractéristique de sortie du collecteur en base commune. La courbe du courant en fonction de la tension montre que, dès que le collecteur atteint une très faible valeur de polarisation, il recueille tous les porteurs de charges provenant de l'émetteur. L'impédance de sortie est donc très élevée.

considérées comme des impédances nulles. La tension de sortie est prélevée sur l'impédance Z en série dans l'émetteur. Ce montage présente beaucoup d'analogie avec le montage cathodyne, dans lequel le signal est appliqué sur la grille et prélevé sur la cathode.

Fig. 240. — Montage en collecteur commun. La tension d'entrée est appliquée entre la base et le collecteur (les batteries d'alimentation sont considérées comme des impédances nulles en alternatif). La tension de sortie est prélevée aux bornes de la résistance Z insérée en série dans l'émetteur.



Son gain en courant est très élevé, en effet il est donné par le rapport du courant de l'émetteur et du courant de la base. Soit $G_c = I_e/I_b$ or $I_b = I_e - I_c$, où I_c représente le courant du collecteur.

$$I_c = I_c \alpha$$

donc
$$I_b = I_c - I_e \alpha = I_e(1 - \alpha)$$

et
$$G_c = \frac{I_e}{I_e(1 - \alpha)} = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Le coefficient α atteignant couramment 0,98, le gain de courant atteint donc dans ce cas 50, et il est fonction de la résistance insérée dans l'émetteur, décroissant au fur et à mesure que celle-ci augmente.

Le gain en tension de ce montage est toujours inférieur à l'unité et s'en rapproche au fur et à mesure que l'on augmente la résistance d'émetteur. Son gain en puissance est le plus faible des trois montages fondamentaux.

Sa caractéristique la plus intéressante réside dans sa grande résistance d'entrée. Il pourra donc servir d'adaptateur entre une source à haute impédance et un organe à basse impédance.

7 . 10 Le montage en émetteur commun.

Ce montage est représenté sur la figure 241. Nous voyons que la tension d'entrée est appliquée sur la base, et la tension de sortie prélevée sur l'impédance Z placée en série avec le collecteur. C'est le montage le plus couramment utilisé, car il procure le gain en tension et en puissance le plus élevé des trois montages fondamentaux. Ce n'est que lorsque la fréquence de coupure du transistor ne permet pas son emploi en émetteur commun que l'on utilisera le montage en base commune. Le gain en puissance du montage en émetteur commun est très légèrement inférieur à celui du montage en collecteur commun.

Le gain en courant du transistor en émetteur commun est défini par le rapport : $G_c = I_c/I_b$ où I_c est le courant de collecteur et I_b le courant de base. Ce rapport prend le nom de coefficient β (bêta) (appelé parfois également α_1). Donc,

$$\beta = G_c = I_c/I_b$$

mais

$$I_c = I_e \alpha$$

et

$$I_b = I_e - I_c = I_e - I_e \alpha = I_e(1 - \alpha)$$

donc,

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_e \alpha}{I_e(1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Dans un transistor où α vaut 0,98, le gain de courant (β) sera de : 0,98/1 − 0,98 = 49, soit donc très légèrement plus faible, mais pratiquement identique à celui en montage collecteur commun. Ce gain décroît en fonction de l'impédance de charge du collecteur.

Le gain en tension d'un transistor monté en émetteur commun est élevé et croît proportionnellement à la valeur de l'impédance de charge. Il oscille couramment entre 400 et 1 000. Le gain en puissance varie également avec l'impédance de charge et passe par une valeur maximale lorsque la résistance de charge est adaptée à la résistance du collecteur. Suivant le cas où l'on recherche le gain en puissance ou en tension, on adoptera donc une valeur d'impédance de charge permettant d'obtenir le meilleur résultat.

7 . 11 Application des transistors en télévision.

Nous allons maintenant passer en revue un certain nombre d'applications des transistors à la technique de la télévision. Cet examen nous permettra d'entrevoir comment s'utilisent les transistors dans les fonctions principales des circuits d'un récepteur.

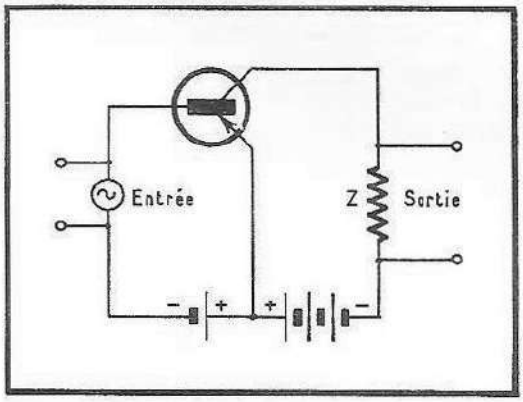


Fig. 241. — Montage en émetteur commun. La tension d'entrée est appliquée entre base et émetteur, et la tension de sortie est prélevée aux bornes de l'impédance Z insérée dans le circuit du collecteur.

La technique des transistors est arrivée maintenant à un point tel que l'on peut dire que les tubes peuvent être en toutes occasions remplacés par eux, mais pas encore partout dans des conditions économiques. Cette situation, ne manquera pas d'évoluer avec le progrès de la technologie, et également par des séries de fabrication de plus en plus grandes de types spécialement adaptés aux besoins de la télévision.

7 . 12 Le sélecteur U. H. F.

Aussi paradoxalement que cela puisse paraître, les transistors qui, au début ne permettaient pas une utilisation aux fréquences élevées se révèlent dans ce domaine supérieurs aux tubes. Cela est dû, d'une part, au progrès de la technologie des transistors, mais, d'autre part, également au fait qu'aux fréquences utilisées en U. H. F., les tubes ne donnent que des performances si basses qu'ils peuvent aisément être dépassés par les transistors.

La figure 242 représente le schéma d'un sélecteur U. H. F. équipé de transistors. La tension délivrée par le câble d'antenne est appliquée directement sur l'émetteur du premier transistor, qui fonctionne donc en base commune. Ce choix est rendu nécessaire, car la fréquence étant très élevée, ce montage est le seul qui permet d'obtenir encore un gain. La base est polarisée par un pont de deux résistances, R_3 et R_2, en partant de la tension d'alimentation de 12 V. La résistance R_1 limite le courant d'émetteur, et sa valeur oscille entre 1 000 et 1 500 Ω.

Le collecteur, sur lequel on retrouve le signal amplifié, attaque une ligne quart d'onde, accordée d'une façon permanente par un condensateur ajustable en tête et une inductance (L_1) à la base. Cette ligne est également accordée tout au long de la gamme de fréquences à recevoir par un condensateur variable à la base, et elle est couplée à une seconde ligne L_2, avec laquelle elle forme un filtre de bande, et qui est également ajustée par des éléments

fixes et accordée par un condensateur variable couplé mécaniquement au premier.

La ligne L_2 est couplée à une ligne apériodique L_4 de façon à injecter les tensions amplifiées à travers C_5 à l'émetteur du second transistor qui remplit les fonctions d'oscillateur-mélangeur. L'oscillation est produite à l'aide de la ligne accordée L_3 placée dans le collecteur et dont l'accord est également effectué par un condensateur variable couplé aux deux premiers.

L'entretien des oscillations s'effectue, d'une part, par le couplage de la ligne L_3 avec la ligne L_4 et, d'autre part, par le condensateur C_4. La base de ce transistor est polarisée par le pont formé par les résistances R_5 et R_6, partant de la tension d'alimentation.

La sortie moyenne fréquence s'effectue sur le collecteur, et une inductance de choc, L_4, s'oppose au passage des tensions de l'oscillateur.

L'ensemble apporte un gain de 20 à 26 dB, suivant la fréquence, avec un facteur de bruit de 6 à 8 dB.

7 . 13 Le sélecteur V. H. F.

Si les performances obtenues en U.H.F. par les transistors sont supérieures à celles des tubes, il n'en est plus ainsi dans le domaine des V.H.F. dans lequel les tubes modernes à grilles cadres soutiennent encore victorieusement la comparaison avec les transistors, mais pour combien de temps ?... Il existe en V. H. F. une complication supplémentaire : la commande de gain ; et cette complication est encore plus particulièrement sensible dans les standards où le son est modulé en amplitude et où le risque d'intermodulation est grand.

Le gain d'un transistor peut être contrôlé de différentes manières. En premier lieu, lorsque la tension du collecteur diminue de façon à devenir inférieure à la tension de coude (ou de saturation), c'est-à-dire à la tension où le collecteur prélève tous les porteurs de charges provenant de l'émetteur, le coefficient α diminue, de même que le gain. Pour obtenir ce résultat, on diminue donc la tension V. C. E. en insérant une très forte résistance dans le circuit collecteur, et en augmentant le courant de ce dernier par croissance de la tension entre base et émetteur. Si l'émetteur est connecté à la masse, et donc la base négative, on augmentera encore plus la valeur négative du potentiel de base.

Ce mode de contrôle introduit de très grandes variations d'impédance d'entrée et de sortie, et il n'est généralement pas utilisé.

Le second mode de contrôle consiste à utiliser la courbure de la naissance de la caractéristique du courant de base en fonction de la tension émetteur-base.

La forme de naissance de ce courant possède le même aspect que celui d'une diode dans le sens direct.

La pente du transistor est définie par le rapport $\Delta I_c/\Delta V_{be}$, qui représente le rapport de la valeur de la variation du courant de collecteur pour une variation de la tension entre base et émetteur.

Le rapport entre une variation du courant de collecteur et une variation du courant de base, le coefficient β, est constant quelle que soit la valeur de I_c, tout au moins dans les transistors de faible puissance. Au fur et à mesure que la tension base-émetteur diminue, la résistance présentée par cette jonction augmente et il faudra une variation ΔV_{be} de plus en plus grande pour obtenir une même variation de courant I_b. La pente d'un transistor en émetteur commun diminue donc très rapidement lorsque le potentiel V_{be} se trouve

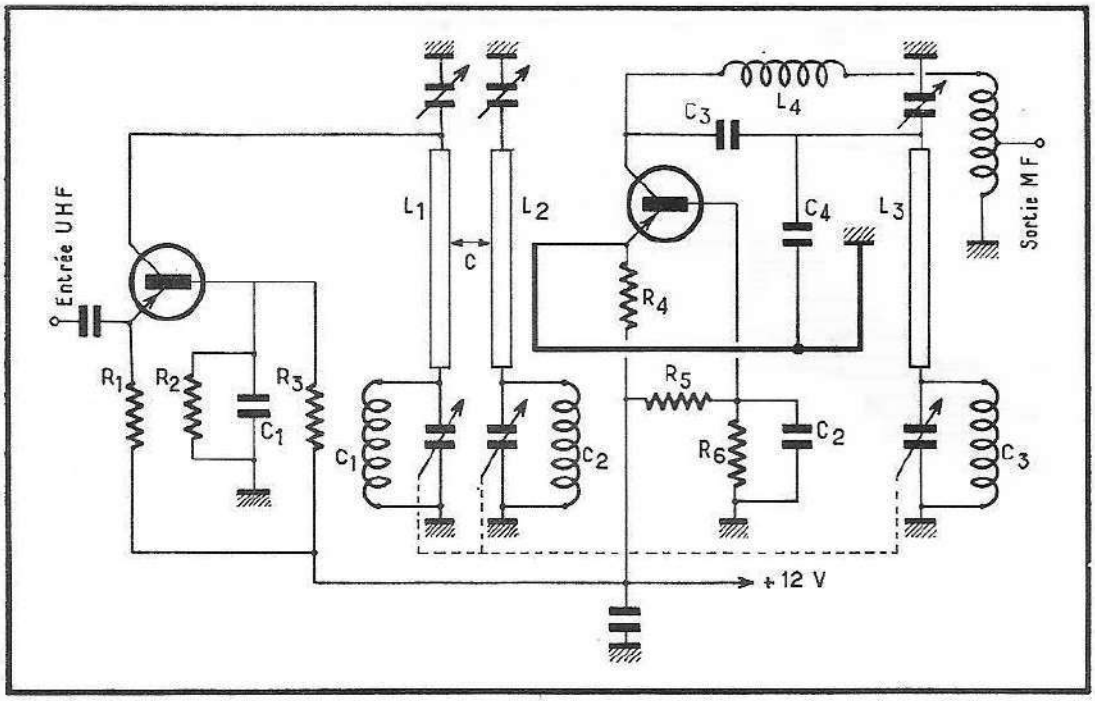


Fig. 242. — Schéma de principe d'un sélecteur U. H. F.

en dessous de la valeur pour lequel l'accroissement du courant en fonction de la tension est linéaire.

Cette forme de contrôle fait également varier de façon notable les caractéristiques d'entrée et de sortie du transistor. Elle est néanmoins très utilisée, notamment dans la technique de réception radio et également en télévision.

Pour effectuer le contrôle avec cette méthode, on diminuera le courant de collecteur pour diminuer le gain et, pour cela, on diminuera la tension entre base et émetteur. Si l'émetteur est à la masse et, par conséquent, la base portée à un potentiel négatif, on réduira la valeur de ce potentiel par application d'une tension positive de compensation provenant de la détection, par exemple.

On peut également commander le gain par augmentation du courant de collecteur. En effet, le gain augmente lorsque le courant de collecteur croît, mais, après être passé par une valeur maximale, il décroît à nouveau.

Cette diminution est due à deux facteurs différents. En premier lieu, le coefficient β diminue lorsque le courant collecteur dépasse une certaine valeur, et en second lieu, la résistance de sortie du transistor décroît rapidement en fonction de ce courant.

Si la charge du collecteur est adaptée, le gain en puissance diminuera et cette diminution s'additionnera à celle due à la diminution de β.

Ce mode de contrôle est celui qui modifie le moins les caractéristiques du transistor, et il présente donc un net avantage par rapport aux précédents. Il nécessite toutefois des transistors pouvant fonctionner avec un courant de collecteur élevé. Avec ce système de contrôle on augmentera donc le courant de collecteur pour diminuer le gain et cela s'obtiendra par augmentation de la tension V_{be}. Si l'émetteur est à la masse et la base négative, on accroîtra donc ce potentiel négatif.

En général, on constate une orientation vers ce système de commande.

La figure 243 représente le schéma de principe d'un sélecteur V. H. F. utilisant trois transistors.

Les tensions provenant de l'antenne sont appliquées à la base du transistor T1 fonctionnant en émetteur commun. L'inductance L_1 forme un circuit accordé en série par C_1 et la capacité d'entrée du transistor. A la fréquence de résonance, l'impédance du circuit devient nulle, et seule subsiste l'impédance d'entrée du transistor représentée par la résistance de base dont la valeur est voisine de celle permettant une adaptation correcte du câble d'arrivée. La base est polarisée en partant de la tension d'alimentation par un pont formé par R_1 et R_2. En plus, le point de fonctionnement peut être modifié par l'adjonction d'une tension de C. A. G. La sortie de ce transistor s'effectue sur le collecteur, et il est nécessaire, pour assurer la stabilité du fonctionnement, d'éliminer le couplage existant entre le collecteur et la base. Cela s'obtient par une inductance de neutralisation, L_2, qui, accordée par la capacité base-collecteur sur la fréquence reçue, introduit entre ces deux électrodes une impédance très élevée.

Nous avons déjà vu ce mode de neutralisation lors de l'étude des amplificateurs à tubes, et comme pour ceux-ci, il est également possible de prévoir un dispositif de neutralisation fixe à condensateur.

Le courant du collecteur de T1 traverse l'inductance L_3 qui, couplée avec L_4, forme un filtre de bande dont le courant de sortie est appliqué sur la base du transistor mélangeur T2.

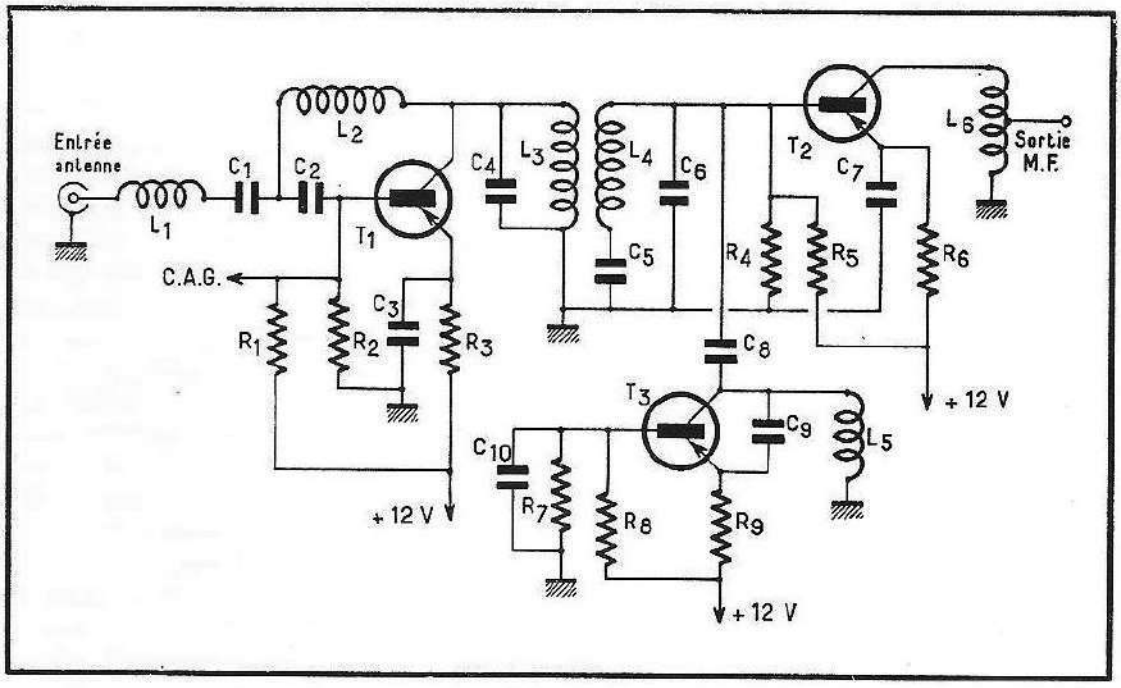


Fig. 243. — Schéma de principe d'un sélecteur V. H. F.

Les condensateurs C_5 et C_6 permettent d'obtenir la meilleure adaptation possible du circuit à l'impédance d'entrée du transistor. La base est polarisée par un pont fixe formé par les résistances R_4 et R_5. La tension d'oscillation nécessaire au mélange est délivrée par un oscillateur auxiliaire qui utilise le transistor T3. Cette tension est appliquée sur la base de T2, à travers C_8, en même temps que le signal à mélanger.

L'entretien des oscillations s'effectue du collecteur, dans le circuit duquel se trouve l'inductance d'accord L_5, vers l'émetteur par le condensateur C_9. La base est alimentée par le pont formé par R_7 et R_8.

La moyenne fréquence est prélevée sur le collecteur de T2.

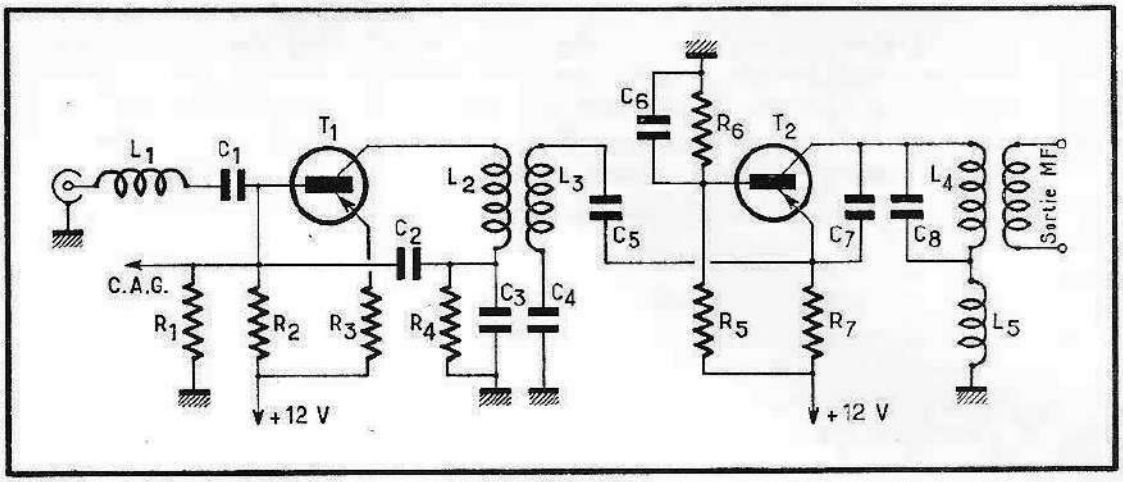


Fig. 244. — Schéma d'un sélecteur V. H. F. à deux transistors seulement.

On peut également réaliser un sélecteur V. H. F. plus simple avec seulement deux transistors. Le schéma de principe d'un tel montage est représenté sur la figure 244.

L'étage d'entrée, qui utilise le transistor T1, est similaire à celui que nous avons vu précédemment, et ne mérite pas de commentaires particuliers, sauf en ce qui concerne la neutralisation qui s'effectue par le condensateur C_2, ramenant vers la base des tensions en opposition de phase avec celles qui y sont amenées par la capacité base-collecteur. Le secondaire du filtre de bande (L_3) attaque cette fois l'émetteur du second transistor, qui est à la fois oscillateur et mélangeur. La bobine d'accord de l'oscillateur (L_5) est connectée sur le collecteur à travers le primaire du transformateur moyenne fréquence qui, accordé par C_8, dont la valeur est relativement forte, présente à la fréquence de l'oscillateur une impédance faible. L'entretien des oscillations est assuré par le condensateur C_7, connecté entre le collecteur et l'émetteur.

7 . 14 L'amplification moyenne fréquence.

La constitution d'un amplificateur à transistors ne diffère guère de celle du même amplificateur muni de tubes. Il faut noter néanmoins que, si parfois dans ce dernier le premier étage est commun au son et à l'image, dans le cas des transistors la porteuse son est immédiatement séparée de la porteuse image de façon à éviter tout risque d'intermodulation. Cette remarque est évidemment valable seulement pour les standards dont le son est modulé en amplitude. Dans le cas où le son est modulé en fréquence, ce risque n'existe pas et l'amplificateur est commun aux porteuses son et image.

La figure 245 représente le schéma de principe d'un étage amplificateur moyenne fréquence. Le transistor est du type *p-n-p* monté en émetteur commun. L'énergie de commande provenant de l'entrée est appliquée, à travers le transformateur d'adaptation T1 et le condensateur de couplage C_1, à la base du transistor, dont la polarisation est assurée par un pont fixe partant de la tension positive vers la masse, et composé de R_3 et R_2. Une polarisation supplémentaire de commande de gain est appliquée également sur cette même base. Une résistance (R_4), découplée par le condensateur C_2, est insérée en série dans l'émetteur. Le rôle de cette résistance, dont la valeur se

situe aux environs de 200 Ω, est de stabiliser le fonctionnement du transistor en fonction de la température. En effet, nous savons déjà que la conduction intrinsèque du transistor augmente avec la température, et cela d'une manière assez rapide. Par ailleurs, au fur et à mesure que le courant collecteur aug mente, la puissance dissipée par ce dernier augmente et, par conséquent,

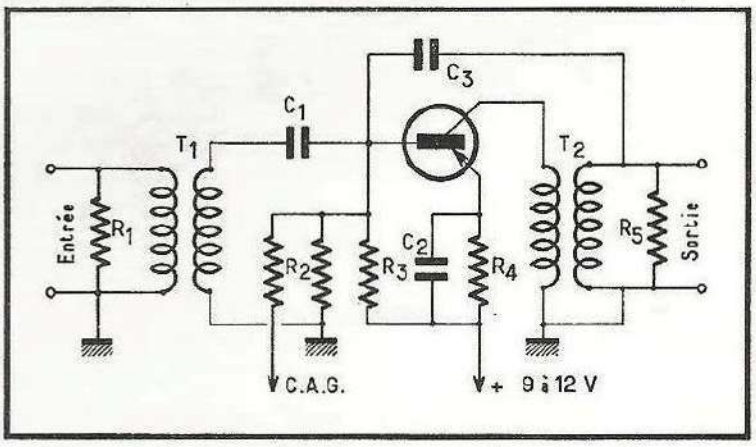


Fig. 245. — Schéma de principe d'un étage amplificateur moyenne fréquence. Cet étage comporte un transistor *p-n-p* utilisé en émetteur commun.

également la température, ce qui risque de provoquer encore un nouvel accroissement du courant collecteur, et ainsi de suite jusqu'à destruction de la jonction collecteur-base du transistor. Cet emballement thermique peut être évité avec certaines précautions. Ces précautions consistent à compenser chaque tendance d'augmentation du courant collecteur par une diminution du courant de base correspondant, de façon à tendre à maintenir constant le courant collecteur.

On peut arriver à ce résultat en remplaçant une des résistances du pont de polarisation de la base par une résistance C. T. N. dont la valeur diminue en fonction de la température. Dans le cas du schéma de la figure 245, la résistance R_3 sera remplacée par une résistance présentant cette caractéristique, et de valeur appropriée. Dans ces conditions, au fur et à mesure de l'accroissement de la température, la tension entre base et émetteur, V_{be}, décroîtra, ce qui diminuera le courant d'émetteur et stabilisera ainsi à une valeur fixe le courant collecteur.

Ce même résultat peut être obtenu également en connectant en série dans l'émetteur une résistance de valeur appropriée. En effet, le courant du collecteur traverse également l'émetteur. Si ce courant augmente, la chute de tension aux bornes de R_4 augmentera et le potentiel de l'émetteur sera plus faible, ainsi que la tension existant entre cet émetteur et la base. Cette diminution de la tension V_{be} aura pour conséquence la stabilisation du transistor.

La résistance en série avec l'émetteur sera découplée par un condensateur de façon à ce qu'il ne puisse y avoir de contre-réaction ayant pour effet une diminution de gain.

L'énergie de sortie du transistor M. F. est prélevée sur le collecteur et est appliquée à la résistance de sortie (R_5) à travers le transformateur d'adaptation T2.

L'adaptation correcte à l'entrée et à la sortie joue un rôle très important dans le domaine des transistors. Il est nécessaire de considérer que la commande s'effectue avec une énergie qui se traduit par un courant aux bornes d'une résistance. De même, la sortie s'effectue sur la résistance du collecteur et la puissance maximale ne sera délivrée que si l'impédance de sortie est bien adaptée, c'est-à-dire égale à l'impédance de ce même collecteur.

Les impédances d'entrée et de sortie sont variables en fonction du type de transistors employé, de la fréquence, du point de fonctionnement utilisé, et

de la charge. Ajoutons également que les impédances de sortie et d'entrée possèdent une influence réciproque. Cela constitue évidemment beaucoup de paramètres, beaucoup plus que dans le cas des tubes, et cela peut créer quelques difficultés dans la conception. Il faut donc veiller particulièrement sur ce point primordial.

Il existe une certaine réaction entre la sortie et l'entrée du transistor. Cette réaction, en haute fréquence, est principalement due à la capacité collecteur-base et pour éviter un risque d'instabilité de l'étage, il est nécessaire de neutraliser cette influence de la sortie sur l'entrée. Cette neutralisation s'effectue le plus souvent de la manière simple représentée sur la figure 245 en ramenant sur la base, à l'aide du condensateur C_3, une tension en opposition de phase avec celle due à la réaction collecteur-base, tension prélevée sur le secondaire du transformateur de sortie.

Le contrôle du gain de l'étage s'effectue en modifiant la tension base-émetteur de façon à faire varier le courant de collecteur. Pour diminuer le gain, cette variation s'effectuera dans le sens de la diminution du courant du collecteur si l'on désire utiliser la non-linéarité du courant d'émetteur pour de faibles

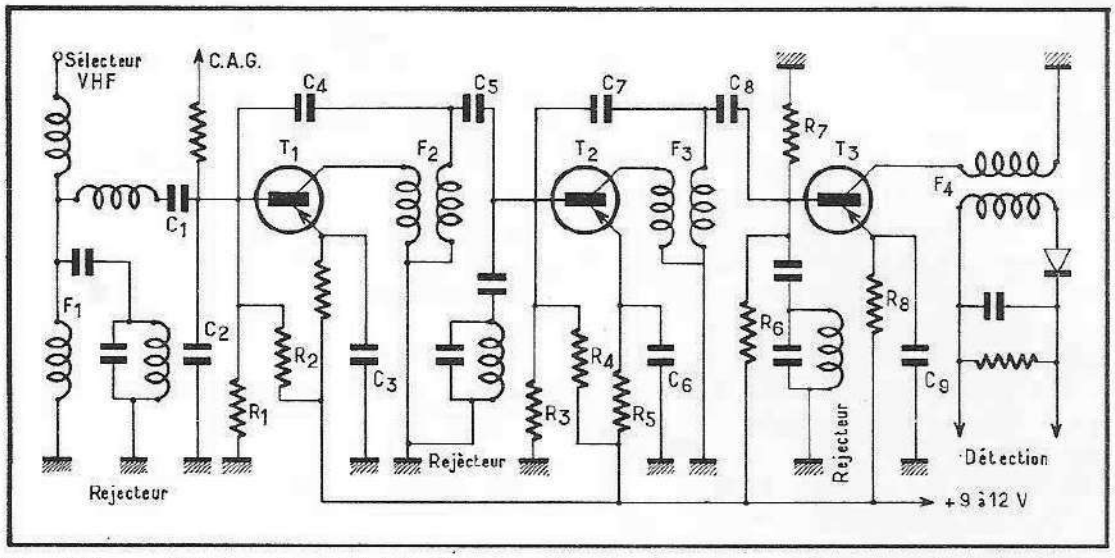


Fig. 246. — Schéma de principe d'un amplificateur moyenne fréquence à trois étages.

tensions base-émetteur, ce qui se traduira par une diminution de pente. Au contraire, on pourra toujours, pour diminuer le gain, augmenter fortement le courant de collecteur, ce qui diminue également la résistance de sortie, et ainsi, par désadaptation, le gain de l'étage.

Le schéma de principe d'un amplificateur moyenne fréquence complet, est représenté sur la figure 246. Cet amplificateur comporte trois étages couplés entre eux par des filtres de bande. Le signal provenant du sélecteur V. H. F. (ou U. H. F.) est appliqué à la base du premier transistor (T1) à travers un transformateur avec couplage à la base. Un premier réjecteur son est connecté sur ce couplage et l'adaptation d'impédance s'effectue à l'aide du pont de capacités constitué par C_1 et C_2.

Le point de fonctionnement déterminé par la tension de base, est défini par le pont de résistances R_1 et R_2, mais également par l'apport d'une tension complémentaire de commande automatique de gain. Le courant du collecteur traverse le primaire du transformateur de liaison F2, dont le secondaire attaque la base du second transistor T2 à travers le condensateur C_5. Un second réjecteur est placé entre base et masse. La neutralisation du premier étage est effectuée par les tensions en opposition de phase ramenées

du secondaire de F2 sur la base du premier transistor à travers C_4. Les second et troisième étages ont une constitution similaire à celle du premier. Le collecteur du dernier transistor est connecté au primaire du transformateur F4, dont le secondaire est chargé par le détecteur vidéo.

Le gain total d'un amplificateur moyenne fréquence à trois étages à large bande (819 lignes français) est de 60 à 70 dB, ce qui est à peu près le même que le gain obtenu avec un amplificateur utilisant trois tubes.

7 . 15 L'amplificateur vidéo.

Nous ne nous préoccuperons pas des problèmes de détection car ceux-ci ne diffèrent en aucun point de ceux que nous avons déjà évoqués précédemment. Nous viendrons donc directement à l'étude de l'amplificateur vidéo.

Nous savons déjà que la modulation du tube cathodique exige une tension relativement élevée qui atteint 100 V crête à crête. Pendant longtemps, il n'a pas été possible d'obtenir une tension si élevée avec un seul transistor. En effet, le transistor vidéo doit permettre l'amplification de fréquences très élevées, et cette possibilité s'obtient par la diminution des dimensions des zones du transistor. Cette diminution, surtout dans le sens de l'épaisseur, va à l'encontre de tensions inverses élevées. Aussi, pendant longtemps l'amplificateur vidéo a été constitué par deux transistors en série, mais, grâce au développement des types au silicium, il est maintenant possible d'obtenir le même résultat avec un seul transistor.

Le transistor de sortie doit pouvoir également admettre des courants de collecteur très élevés, de 25 à 50 mA, et donc dissiper une puissance relativement grande tout en possédant une rapidité de coupure élevée. Il s'agit donc d'un transistor de puissance moyenne, à coupure rapide, et pouvant supporter une tension collecteur-base plus grande que 100 V.

Ce transistor présentera une impédance d'entrée relativement faible qui peut apporter une grande diminution du rendement du détecteur si elle était directement connectée à son entrée. Il est donc d'usage de faire précéder le transistor de sortie vidéo d'un étage d'adaptation qui est généralement monté en collecteur commun. En effet, nous avons vu que ce montage présente une résistance d'entrée élevée et une résistance de sortie faible, ce qui correspond exactement au but recherché. Cet étage pré-amplificateur (dénommé souvent « driver ») adapte donc l'impédance de sortie de détection, relativement forte, à l'impédance d'entrée du transistor de sortie qui est faible.

La figure 247 donne le schéma de principe d'un amplificateur vidéo précédé d'un tel étage d'adaptation.

Nous voyons sur cette figure le dernier transformateur moyenne fréquence de la chaîne image dont le secondaire est connecté à une diode de détection. La tension vidéo détectée apparaît aux bornes de la résistance R_1 et du condensateur C_1 en parallèle, qui sont connectés d'une part à la base du premier transistor préamplificateur, et d'autre part au point commun du diviseur formé par R_3 et R_2 qui détermine la tension moyenne de la base. La résistance R_2 est découplée par le condensateur C_2, de très forte valeur, de façon à ce que la base puisse être considérée au potentiel de la masse en alternatif. Le collecteur du premier transistor est à la masse et la sortie s'effectue sur l'émetteur sur la résistance R_4. Les tensions développées aux bornes de cette résistance sont appliquées à la base du second transistor constituant l'étage de sortie, et qui fonctionne en émetteur commun. Les tensions vidéo amplifiées sont recueillies dans le circuit collecteur aux bornes de R_5, connecté en série avec ce dernier, et appliquées à la cathode du tube image.

En résumé, le transistor de sortie présente une résistance d'entrée très faible qui ne permet pas son attaque directe par la détection, car celle-ci s'effectuerait dans de très mauvaises conditions. On place donc entre eux un étage adaptateur d'impédance qui ne procure aucun gain de tension, mais un gain de puissance et de courant. La résistance d'entrée de ce transistor est élevée, ce qui est favorable pour le détecteur, et sa résistance de sortie faible, ce qui convient parfaitement pour l'attaque de l'étage de sortie.

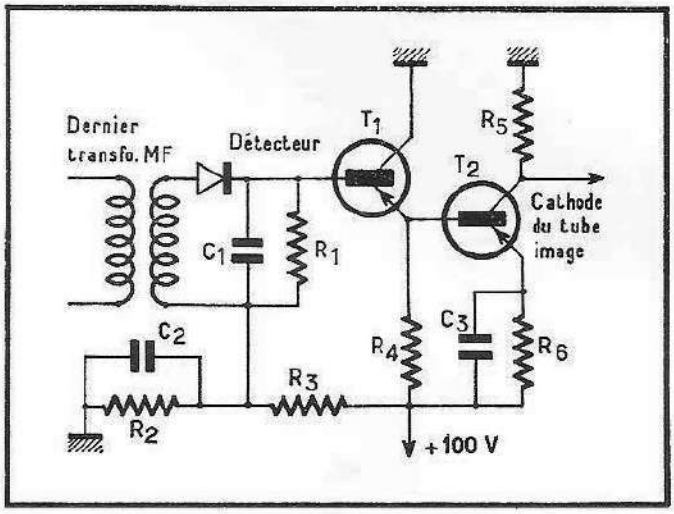


Fig. 247. — Schéma de principe d'un amplificateur vidéo composé d'un étage adaptateur (T_1) en collecteur commun, et d'un étage de sortie en émetteur commun.

Il faut noter que la résistance d'entrée d'un transistor monté en émetteur commun décroît avec la fréquence, ainsi ce que nous venons de voir est plus valable pour les standards à bande passante large que pour ceux à bande étroite. Pour ces derniers, il est possible, dans certaines conditions, de pouvoir se dispenser de l'étage adaptateur.

Le sens de montage de la diode, telle qu'elle est représentée sur la figure 247, est prévu pour le fonctionnement avec un standard à modulation positive tel que le 819 lignes français. En effet, sur la cathode du tube image, un blanc doit se caractériser par une tension plus basse que celle d'un noir. Il faut donc, pour respecter cet impératif, que la diode soit connectée dans le sens indiqué dans la figure. En effet, à la détection, un blanc se traduira par une tension plus élevée qu'un noir. Ce blanc créera donc une diminution du courant de base du premier transistor, ainsi que du courant émetteur qui traverse R_4. Le potentiel de cet émetteur augmentera donc, de même que la tension de base du second transistor, ce qui diminuera son courant émetteur-collecteur.

La tension qui apparaît aux bornes de R_5 est proportionnelle au courant qui la traverse. Elle sera nulle pour un courant zéro et voisine de la tension d'alimentation pour le courant maximum. Si le courant décroît, la tension diminuera également, et nous remplissons donc bien la condition qui exige qu'un blanc soit caractérisé par une tension plus faible que celle d'un noir.

Si le standard reçu est à modulation négative, la diode sera inversée.

Comme dans le cas de l'utilisation des tubes, il est nécessaire de corriger l'amplificateur pour compenser la perte de gain aux fréquences élevées. On pourra utiliser à cet effet tous les dispositifs de correction que nous avons étudiés précédemment. La figure 248 montre les divers points dans lesquels on peut insérer de tels dispositifs. Nous voyons en premier lieu les inductances L_1 et L_2, qui forment respectivement une correction parallèle et une correction série telles que nous les avons déjà étudiées précédemment.

Nous voyons également la cellule R_2-C_1, en liaison entre l'émetteur du premier étage et la base du second. Cette cellule forme un circuit passe-haut qui favorise les fréquences élevées du spectre transmis. Nous trouvons une autre cellule en série dans l'émetteur de l'étage de sortie (R_3 et C_2). La résistance R_3 introduit une contre-réaction dont l'action, du fait du condensateur C_2, décroît avec la fréquence, ce qui favorise également les fréquences élevées. Le collecteur comporte les circuits correcteurs classiques, série et parallèle, que nous connaissons déjà.

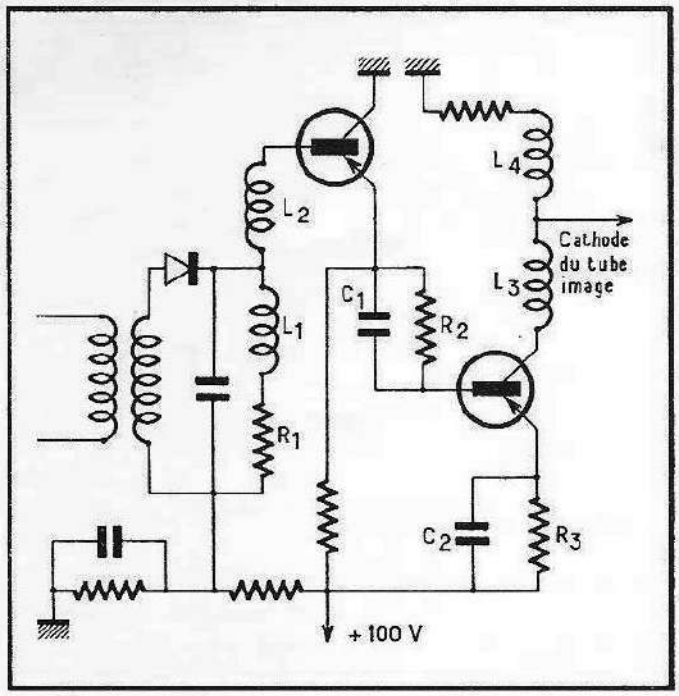


Fig. 248. — Cette figure montre les divers points où l'on peut insérer des dispositifs de correction qui compenseraient la perte de gain aux fréquences élevées.

On peut, et c'est un avantage des transistors, prévoir une commande de contraste additionnelle en vidéo qui permettra à l'usager d'ajuster ce dernier à la valeur qui lui paraît la plus convenable. La commande s'effectue en modifiant la valeur de la résistance en série avec l'émetteur du transistor de sortie. La modification de cette valeur de résistance change quelque peu la réponse de l'amplificateur mais, avec certaines précautions, de façon peu visible pour l'usager.

On peut également utiliser en tant qu'étage de sortie un transistor du type *n-p-n*. Dans ce cas, le schéma de principe se ramène à celui qui est représenté sur la figure 249. On voit sur cette dernière que le sens de la détection n'est pas inversé pour autant. En effet, en modulation positive, un blanc se traduira par une tension détectée plus grande que celle d'un noir. Cette tension plus grande diminuera le courant du premier transistor, ce qui augmentera la tension de l'émetteur de ce dernier et la tension de base du second. Si cette tension de base s'accroît, le courant base-émetteur croîtra également, ainsi que le courant du collecteur, ce qui abaissera la tension de ce dernier.

Le sens de modulation est donc bien respecté puisque un blanc se traduira par une tension appliquée sur la cathode du tube image plus faible que celle qui caractérise un noir.

Nous avons, jusqu'à présent, négligé l'action du courant émetteur-base du premier transistor. Ce courant, bien que très faible, 100 à 200 µA, traverse la résistance R_1 (fig. 247, 248 et 249), et crée aux bornes de celle-ci une chute de tension dont la polarité positive est appliquée sur la cathode de la diode. Si le courant est de 100 µA, et la résistance R_1 de 2 000 Ω, la chute de tension

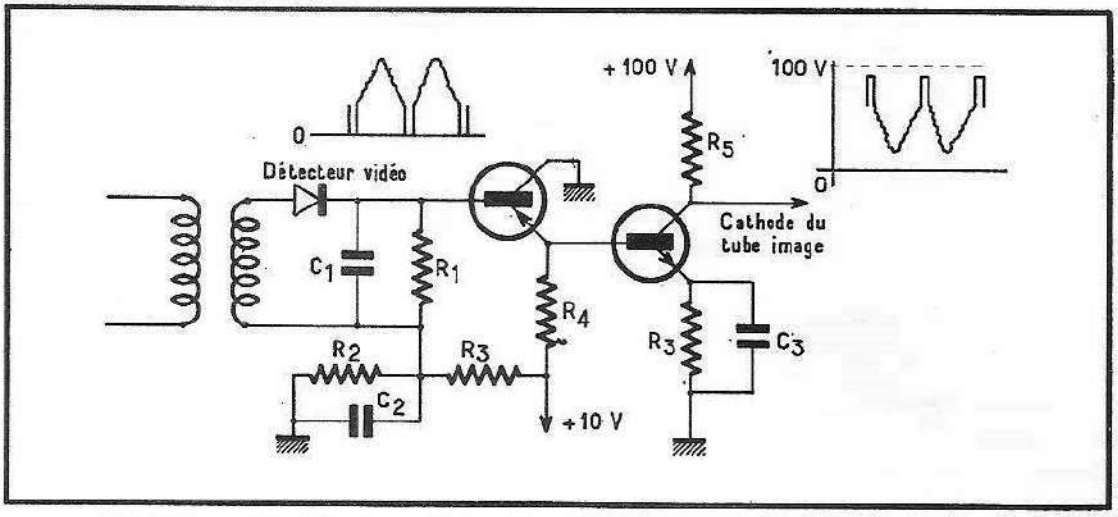


Fig. 249. — Amplificateur vidéo utilisant en sortie un transistor du type *n-p-n*.

sera de 0,2 V. Cette tension positive appliquée sur la cathode de la diode interdira la détection des signaux faibles de valeur inférieure à cette tension. Même si la tension moyenne fréquence est plus élevée, seul le niveau qui dépassera la tension de 0,2 V rendra la diode conductrice et sera détecté. Il en résultera une altération de la tension vidéo qui concernera les impulsions de synchronisation en modulation positive, et les parties les plus claires de l'image en modulation négative. Il est donc nécessaire, pour compenser l'apparition de cette tension, d'en appliquer une autre de même valeur sur l'anode de la diode de détection. Cette compensation peut s'obtenir de la manière décrite dans la figure 250. On voit sur celle-ci que l'on peut former un pont équilibré dont l'une des branches comporte R_5 en série avec la résistance base-émetteur (R_{BE}) et R_2, et l'autre branche par R_3 et R_4. Les points A et B sont au même potentiel pour un courant de base moyen ainsi que la cathode et l'anode de la diode de détection.

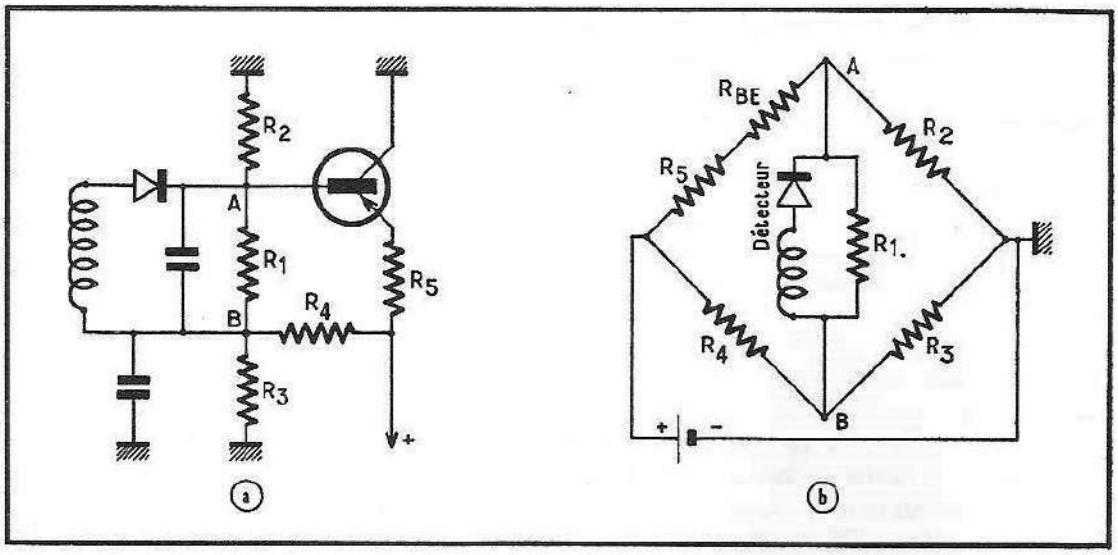


Fig. 250. — Compensation de la tension positive qui apparaît aux bornes de R_1, et limite la détection des courants faibles. Les résistances forment un pont dont les points A et B sont au même potentiel. En l'absence de signal, la cathode et l'anode de la diode sont donc au même potentiel.

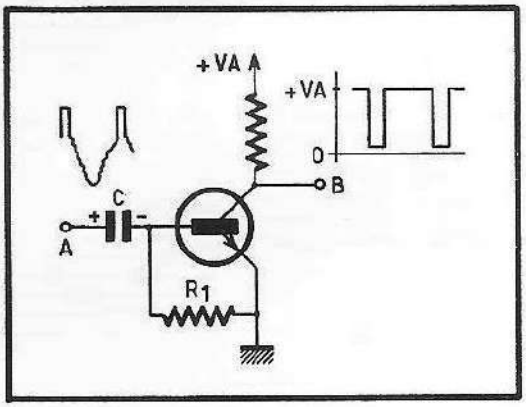


Fig. 251. — Schéma d'un séparateur attaqué avec un signal vidéo négatif du type *n-p-n*.

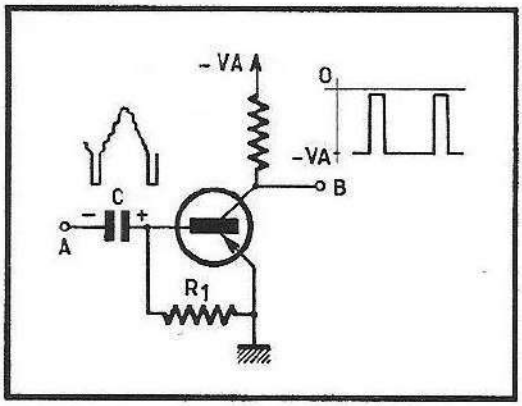


Fig. 252. — Schéma de principe d'un séparateur pour un signal vidéo positif, utilisant un transistor du type *p-n-p*.

Il existe également un autre moyen d'éviter cet inconvénient qui est encore plus radical, il consiste à supprimer tout simplement la liaison continue entre la détection et la base du premier transistor en insérant un condensateur entre eux. Cette solution n'est pas la plus mauvaise.

7 . 16 La séparation des signaux de synchronisation.

La séparation des impulsions de synchronisation du signal vidéo s'effectue à l'aide d'un transistor *p-n-p* ou *n-p-n* à vitesse de coupure rapide. Pour des raisons qui ne sont pas encore exactement élucidées mais qui sont la conséquence des porteurs stockés dans la base, le passage du courant de saturation au courant nul est plus long dans un transistor que le temps d'établissement du courant. Pour respecter la raideur des fronts avant et surtout arrière des impulsions, il est donc nécessaire d'utiliser des transistors dont la fréquence de coupure est relativement élevée.

Le transistor séparateur peut être attaqué par un signal vidéo positif ou négatif. Dans ce dernier cas, qui se rapproche le plus de la méthode de séparation avec des tubes, on utilisera un transistor du type *n-p-n*. Le schéma de principe d'un tel séparateur est représenté sur la figure 251.

Nous voyons que le signal vidéo est appliqué sur la base du transistor à travers le condensateur C, et que cette base est ramenée à la masse à travers la résistance R_1. Les impulsions de synchronisation sont recueillies aux bornes de la résistance R_2 qui est placée en série avec le collecteur.

Le montage présente la caractéristique de procéder à la fois à l'alignement des sommets des impulsions, et de séparer celles-ci du signal vidéo. En effet, lorsque la première impulsion, en lancée positive, parvient sur la base, elle donne naissance à un fort courant base-émetteur. Ce courant charge le condensateur de liaison C de façon à ce que le pôle négatif soit orienté du côté base. Entre deux impulsions, le condensateur C se décharge lentement dans la résistance R_1 dont la valeur a été choisie de façon à ce que le condensateur ne perde qu'une très faible partie de sa charge dans l'intervalle qui sépare deux impulsions de synchronisation. La seconde impulsion provoquera une augmentation de charge du condensateur et ainsi de suite, jusqu'à ce que le sommet des impulsions soit aligné sur le point d'apparition du courant base-émetteur. Le processus est exactement identique à celui qui apparaît dans l'espace grille-cathode d'un tube séparateur.

A partir du moment où l'alignement est établi, chaque nouvelle impulsion provoquera une conduction base-émetteur, ainsi que l'apparition d'un courant dans le collecteur. Ce courant créera une chute de tension dans la résistance R_2, et les impulsions de synchronisation, en lancées négatives, apparaîtront sur le collecteur.

La constante de temps R_1 C sera choisie de façon que le condensateur se décharge lentement, mais suffisamment, entre deux impulsions, pour provoquer à chaque nouvelle impulsion un courant de base-émetteur amenant le transistor à saturation. La valeur du condensateur de liaison est d'environ 1 µF, et la valeur de la résistance se situe autour de 50 kΩ. Il est naturellement possible d'utiliser des cellules de liaison plus élaborées, telles que nous les avons étudiées dans les séparateurs à tubes. La valeur de la résistance de sortie en série dans le collecteur est d'environ 5000 Ω.

La séparation avec un signal vidéo positif s'effectue avec un transistor du type *p-n-p*. Le schéma de principe est représenté sur la figure 252. Sa conception ne diffère pas de celle du précédent, et, comme dans ce dernier, chaque impulsion de synchronisation provoquera un courant base-émetteur qui chargera le condensateur de liaison, mais cette fois en polarité inverse. Les charges s'effectueront jusqu'à ce que la base des impulsions de synchronisation soit alignée sur le point d'apparition du courant émetteur-base. L'alignement étant effectué, chaque nouvelle impulsion donnant lieu à un courant émetteur-base, provoquera également l'apparition d'un courant collecteur qui, traversant la résistance R_2, créera une chute de tension. Les impulsions apparaissant sur le collecteur seront en lancées positives.

L'énergie recueillie à la sortie du séparateur est en général trop faible pour synchroniser directement les relaxateurs. Il est donc habituellement suivi d'un étage amplificateur monté en émetteur commun.

7 . 17 Le tri des impulsions de synchronisation image.

Le tri des impulsions image s'effectue, comme pour les récepteurs à tubes, par différentiation ou par intégration. Le tri par différentiation est préférentiel pour les standards à modulation positive, et celui par intégration pour ceux à modulation négative.

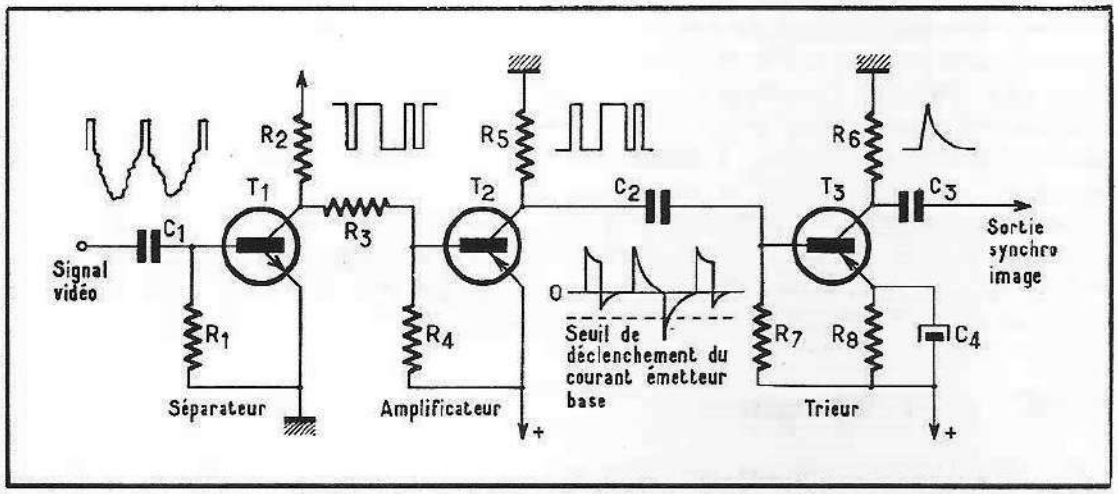


Fig. 253. — Schéma d'un dispositif de synchronisation image par différentiation des impulsions.

La figure 253 montre le schéma de principe d'un dispositif de synchronisation par différentiation des impulsions. Le transistor T1, du type *n-p-n*, est monté en séparateur, et est attaqué sur sa base par un signal vidéo négatif. Les impulsions séparées qui apparaissent sur le collecteur sont appliquées sur la base d'un transistor *p-n-p* (T2) monté en amplificateur-limiteur. Ce transistor délivre sur son collecteur les impulsions amplifiées et en polarité positive. Ces impulsions sont différentiées par le circuit formé par C_2 et R_7 (valeurs 10 000 pF et 1000 Ω environ) et appliquées sur la base du transistor T3 qui est également du type *p-n-p*. Ce transistor possède dans son émetteur une résistance R_8, découplée par le condensateur C_4, qui assure une polarisation d'émetteur constante et inférieure à la valeur de la tension d'alimentation. La base du transistor T3 retourne au pôle positif de la tension d'alimentation par la résistance R_7. Il est donc clair que le courant de base-émetteur ne prendra naissance que si la tension de la base devient inférieure à celle de l'émetteur qui est fixée par la polarisation. La valeur de celle-ci sera ajustée de façon à ce que, seules, les extrémités négatives du signal d'image (c'est-à-dire son front arrière) puisse amener une conduction base-émetteur, conduction amenant un courant collecteur traversant R_6 et faisant apparaître à ses bornes les impulsions de synchronisation image, en lancées positives.

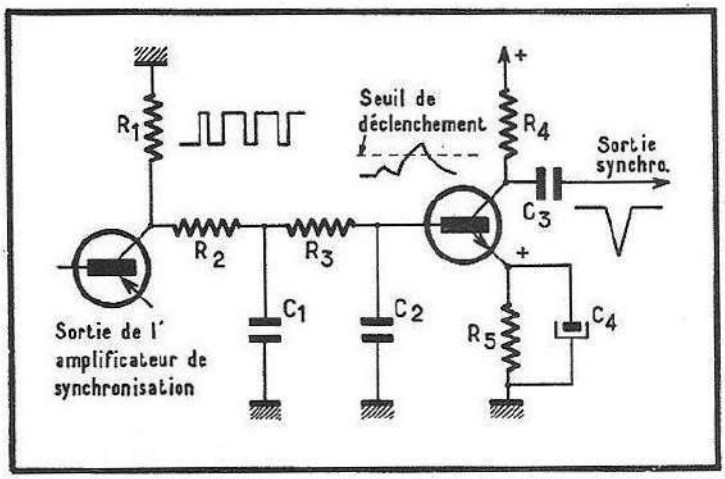


Fig. 254. — Tri des impulsions par intégrateur à l'aide d'un transistor *n-p-n*.

Dans le cas de l'intégration, le tri des impulsions sera effectué par le montage représenté sur la figure 254. Le tri s'effectue cette fois avec un transistor du type *n-p-n*. Les impulsions, provenant du collecteur du transistor amplificateur des impulsions de synchronisation suivant le séparateur, sont appliquées à une cellule d'intégration double formée par les résistances R_2 et R_3, ainsi que par les condensateurs C_1 et C_2. Les impulsions intégrées sont appliquées ensuite sur la base d'un transistor *n-p-n*. L'émetteur de ce dernier comporte une cellule formée par R_5 et C_4, qui lui assure une polarisation positive permanente. Cette polarisation est fixée à une valeur telle que seuls les sommets des impulsions image intégrées puissent donner lieu à un courant base-émetteur. Seuls ces sommets peuvent donc provoquer un courant collecteur, courant qui traverse R_4 et permet d'obtenir sur le collecteur des impulsions de synchronisation image en lancées négatives.

7 . 18 Les relaxateurs.

Les transistors conviennent parfaitement bien dans les fonctions de « tout ou rien » telles que l'exigent généralement les montages relaxateurs. Néanmoins, il faut toujours se souvenir que le temps de coupure d'un transistor

varie suivant sa technologie, et qu'il est nécessaire de sélectionner le type utilisé suivant la rapidité de coupure exigée.

Bien que tous les types de relaxateurs dont nous avons étudié précédemment le fonctionnement avec des tubes puissent être réalisés avec des transistors, on utilise le plus souvent en base de temps télévision le relaxateur du type « blocking ». En effet, le transistor n'est pas stable en fonction de l'élévation de la température, et ses caractéristiques propres influencent grandement les résultats obtenus avec un montage multivibrateur, alors qu'elles ont beaucoup moins d'importance dans un relaxateur du type blocking.

Nous allons tout de même examiner le fonctionnement d'un relaxateur du type multivibrateur dont le schéma de principe est représenté sur la figure 255. Son fonctionnement est identique à celui d'un multivibrateur classique utilisant des tubes. Les courants et les tensions développés sur les différents points du montage sont représentés sur la figure 254. Nous voyons sur le schéma que le collecteur du transistor T1 est relié, à travers le condensateur C_1, à la base du transistor T2, laquelle revient à la source positive à travers R_2. Le collecteur du transistor T2 est relié à la base du transistor T1 à travers le condensateur C_2, et cette base revient au potentiel positif de la source à travers la résistance R_3.

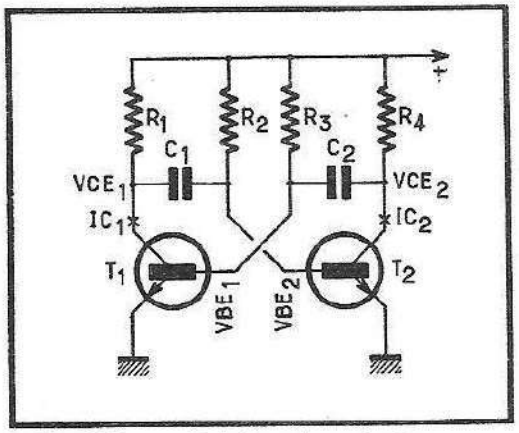


Fig. 255. — Schéma de principe d'un relaxateur du type multivibrateur utilisant deux transistors du type *n-p-n*.

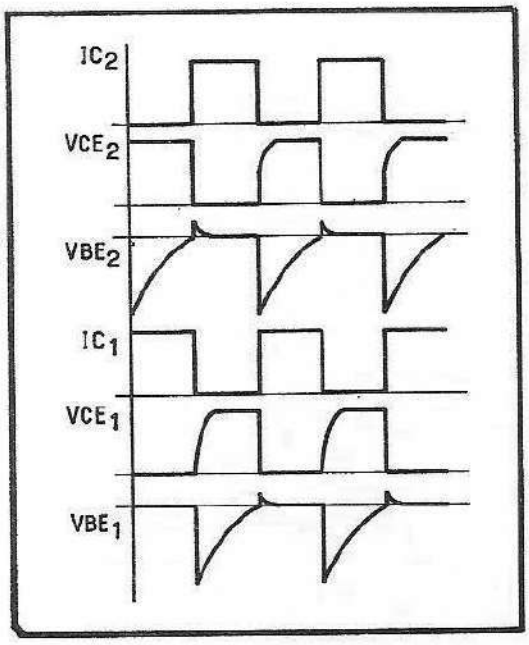


Fig. 256. — Formes des tensions et des courants apparaissant sur les différentes électrodes d'un relaxateur du type multivibrateur tel que celui représenté figure 253. Les constantes de temps sont supposées égales et symétriques.

Dans ces conditions, le montage possède une réaction totale, en effet, une infime variation de courant de l'un des transistors sera énormément amplifiée. Si, par exemple, le courant collecteur du transistor T2 diminue très légèrement, la tension de son collecteur devient plus positive, et cette augmentation est transmise à la base du transistor T1, ce qui a pour effet d'augmenter le courant collecteur de ce dernier dont la tension collecteur devient moins positive. Cette variation de tension est transmise à la base du transistor T2, et a pour conséquence une nouvelle diminution de son courant, et ainsi de suite, jusqu'à ce que le transistor T1 arrive au courant de saturation et que le transistor T2 soit entièrement bloqué. Dans la transition blocage-courant de saturation, la tension du collecteur du transistor T1 est passée de

la valeur de la tension positive de la source à un potentiel voisin de celui de la masse. Cette variation dans le sens négatif a été intégralement transmise à travers le condensateur C_1, à la base du transistor T2 et l'amène au blocage complet.

La tension de base du transistor T2 devient donc brusquement négative, puis elle va maintenant diminuer graduellement. Au bout d'un certain temps, fonction de la valeur de la capacité C_1 et de la résistance R_2, la tension de la base atteindra la valeur à laquelle le courant émetteur-base prend naissance. A partir de ce moment, la tension collecteur du transistor T2 va devenir moins positive, et cette variation sera transmise à la base du premier transistor dont le courant décroîtra, entraînant l'augmentation de la valeur positive de la tension de son collecteur. Cette nouvelle variation, transmise à travers le condensateur C_1, à la base du second transistor accroîtra à nouveau le courant collecteur de ce dernier.

Ce phénomène cumulatif très rapide prendra fin par le blocage complet du courant du premier transistor, alors que le courant du second atteindra la valeur de saturation.

Le temps de blocage du premier transistor dépend du temps que mettra la tension négative de base, qui bloque ce dernier, à atteindre la valeur d'apparition du courant émetteur-base. Ce temps dépend de la valeur de la constante de temps formée par C_2 et R_3, ainsi que de celle de la tension d'alimentation.

On peut, en jouant sur les valeurs des constantes de temps de liaison, obtenir des temps de blocage très différents et des impulsions rectangulaires ou, au contraire, en égalisant les deux constantes, obtenir des impulsions symétriques.

On peut également, en intégrant le signal rectangulaire apparaissant sur l'un des collecteurs, obtenir des tensions en forme de dents de scie. Mais, répétons-le, le relaxateur du type multivibrateur à transistors est assez rarement utilisé dans les récepteurs de télévision, et pour les raisons exposées plus haut, c'est le relaxateur à blocage dit « blocking » qui est le plus couramment utilisé.

Le schéma de principe d'un tel relaxateur est représenté sur la figure 257. Nous voyons que le transistor utilisé est du type *n-p-n*, non pas parce que cela est absolument nécessaire, mais uniquement afin de permettre une analogie facile avec le même type de relaxateur utilisant un tube classique. Le mode de fonctionnement du relaxateur représenté sur cette figure est exactement le même, d'ailleurs, que celui que nous avons eu l'occasion d'étudier précédemment. Le primaire du transformateur est inséré entre le pôle positif de la source et le collecteur du transistor. Une des extrémités du secondaire est connectée à la base, et l'autre au condensateur C, dont l'autre armature est à la masse, et également à la résistance R qui retourne au pôle positif de la source. L'émetteur est connecté à la masse et le sens du branchement du transformateur est tel qu'une augmentation du courant de collecteur se traduira par l'apparition d'une tension dans le secondaire, orientée avec le positif vers la base et le négatif vers le condensateur.

Au moment où la tension est appliquée à l'ensemble, un courant commence à circuler dans le collecteur, et ce courant fait apparaître, à travers le transformateur, une tension positive sur la base. Cette tension augmente le courant du collecteur et provoque également l'apparition d'un courant base-émetteur qui traverse le condensateur et le charge de façon à ce que l'armature reliée au secondaire devienne un pôle négatif. On trouve donc dans le circuit de base d'une part, le secondaire qui développe une tension tendant à augmenter le courant de base, et d'autre part le condensateur C, qui se charge par ce courant. Le courant du collecteur augmente de plus en plus

jusqu'à la saturation. A partir de ce moment, le courant ne croît plus et aucune tension n'apparaît donc dans le secondaire du transformateur, ce qui provoque une diminution de la tension de base, diminution qui a pour effet de diminuer le courant collecteur.

Lorsque le courant collecteur diminue, la tension qui apparaît aux bornes du secondaire du transformateur s'inverse et c'est une tension négative qui apparaît maintenant sur la base. Cette tension représente la somme de la tension délivrée par le transformateur et de la tension négative existant aux bornes du condensateur.

L'apparition de cette tension négative provoque une nouvelle diminution rapide du courant collecteur, et le phénomène cumulatif se poursuit jusqu'au blocage complet de ce courant. Lorsque celui-ci est atteint, le secondaire du transformateur ne délivre plus aucune tension, mais le condensateur est encore chargé et une tension négative étant toujours appliquée sur la base, le blocage persiste. Il persistera jusqu'à ce que, le condensateur se déchargeant dans la résistance R, le potentiel de la base atteigne une valeur telle qu'un courant base-émetteur puisse prendre naissance. Dès ce moment, un courant collecteur réapparaît, déclenchant un nouveau phénomène cumulatif.

Si l'on désire utiliser un transistor du type *p-n-p*, le schéma restera identique mais le collecteur devra être relié à une source de tension négative, et le sens de branchement du transformateur sera tel qu'il fera apparaître,

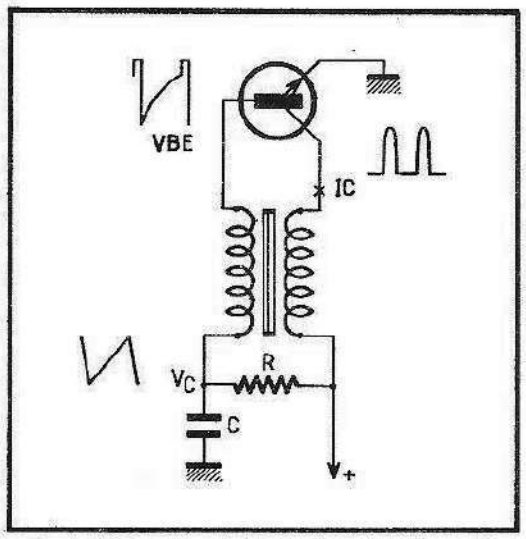


Fig. 257. — Schéma de principe d'un relaxateur « blocking » utilisant un transistor du type *n-p-n*.

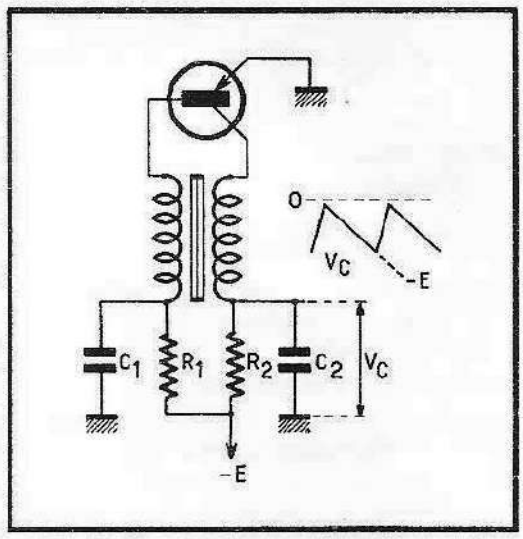


Fig. 258. — Générateur blocking utilisant un transistor du type *p-n-p* dont la sortie s'effectue sur le collecteur. Le condensateur C_2 se charge à travers la résistance R_2 et se décharge rapidement au moment de la conduction.

lors d'une augmentation du courant du collecteur, une tension *négative* sur la base.

Le sens des dents de scie obtenues avec un tel montage utilisant un transistor *p-n-p* sera décroissant, c'est-à-dire très positif au blocage, et au voisinage de la tension de la masse au moment de la naissance de la conduction.

On peut également utiliser un montage où le couplage par le transformateur vers la base s'effectue, non dans le circuit du collecteur, mais dans celui de l'émetteur. Comme dans le cas des tubes, la tension de sortie en dents de scie peut être prélevée directement sur le condensateur de constante de

temps, tel que nous venons de le voir, mais également sur un condensateur placé dans le circuit du collecteur ou de l'émetteur, condensateur qui est déchargé rapidement au moment de la conduction, et qui se recharge lentement ensuite.

Un montage de ce type est représenté sur la figure 258. Il utilise un transistor du type *p-n-p*, et le transformateur de couplage est inséré dans le circuit du collecteur. Le sens de connection est tel qu'une tension négative apparaît sur la base lorsque le courant du collecteur augmente. Pendant la période de blocage, le condensateur C_2 se charge lentement à travers la résistance R_2 à une valeur tendant à atteindre le potentiel négatif de la source. Pendant la conduction, le potentiel du condensateur passe très rapidement à un potentiel voisin de celui de la masse. Si le temps de blocage est petit par rapport à la constante de temps formée par R_2 et C_2, la variation de la tension aux bornes du condensateur C_2 ne représentera qu'une petite partie de l'exponentielle de charge et pourra donc être considérée comme linéaire, et dans ces conditions, cette tension aura la forme d'une dent de scie.

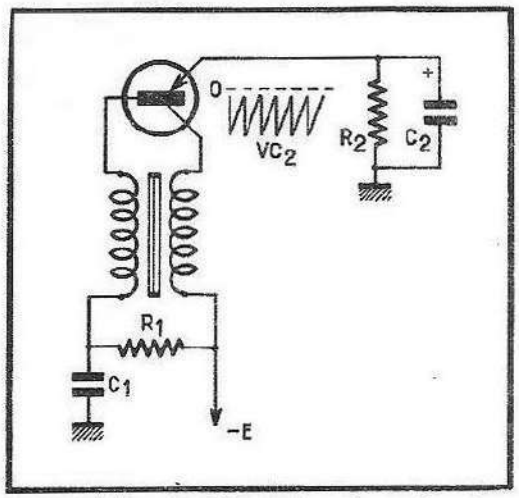


Fig. 259. — Variante de relaxateur « blocking » avec le circuit de sortie dans l'émetteur. Ce montage délivre des tensions en dents de scie inversées par rapport à celles que délivrait le montage de la figure 258.

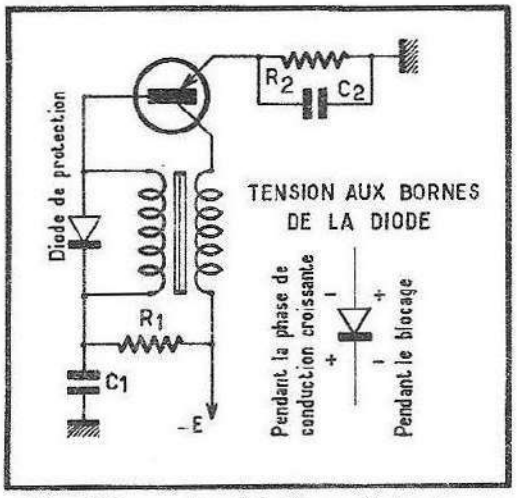


Fig. 260. — Emploi d'une diode de protection destinée à éliminer les surtensions apparaissant au moment du blocage.

Une variante de ce montage est représentée sur la figure 259. Elle utilise également un transistor du type *p-n-p*, mais le circuit de sortie est placé en série dans le circuit de l'émetteur. Pendant la période de conduction, un courant traverse le condensateur C_2 et le charge avec la polarité négative vers l'émetteur. Pendant la période de blocage, le condensateur se décharge lentement à travers R_2. Les tensions en dents de scie obtenues sont donc inversées par rapport à celles du montage précédent, dans lequel, au moment de la conduction, le potentiel du condensateur passait d'une certaine valeur négative à un potentiel voisin de celui de la masse, alors que, dans cette variante, et à ce même moment, il devient plus négatif par rapport à la masse.

Dans tous les montages décrits, la coupure rapide du courant de collecteur et d'émetteur provoque l'apparition de surtensions importantes. Par exemple, sur le montage représenté dans la figure 260, la coupure rapide du courant du collecteur fera apparaître de fortes tensions qui seront négatives sur le collecteur et positives sur la base. La tension collecteur-base deviendra donc très importante et pourra atteindre le coude de Zener, où l'augmentation de courant devient très importante avec la tension. L'appari-

tion de ce courant intense, et répété à chaque blocage, amènera un échauffement anormal de la jonction qui pourra aller jusqu'à la destruction. On peut d'ailleurs, si le transistor est construit de façon à supporter ce régime de fonctionnement, utiliser cette zone pour amortir les surtensions de blocage, mais, dans la plupart des cas, il est préférable d'utiliser un autre mode de protection. Cette protection consiste à connecter, sur le secondaire du transformateur, une diode qui ne sera pas conductrice pendant la phase de conduction croissante, mais le deviendra pendant le blocage. Sur le schéma de la figure 259, l'anode de la diode sera connectée à la base du transistor, et sa cathode au pied de l'enroulement secondaire du transformateur (fig. 260). De cette façon, pendant la phase de conduction croissante, le potentiel appliqué à la diode sera dans le sens non conducteur, et son influence sera négligeable, alors que pendant la phase de blocage, la tension à ses bornes s'inversant, la diode est conductrice et diminue la surtension due à la coupure du courant. Une certaine protection peut également être obtenue en plaçant en parallèle sur un des enroulements du transformateur, une résistance variable en fonction de la tension (V. D. R.).

7 . 19 La base de temps verticale.

Nous avons déjà vu que le déflecteur vertical pouvait être, en raison de la faible valeur de la fréquence image, considéré comme une résistance au moment de l'aller. Par ailleurs, contrairement aux tubes, l'impédance de sortie des transistors est très faible. On pourrait donc songer à connecter directement l'enroulement de déviation dans le circuit de collecteur d'un transistor. Cette

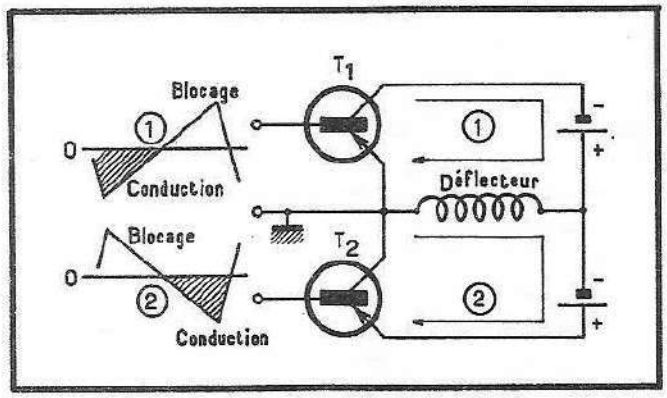


Fig. 261. — Etage de sortie de base de temps verticale utilisant deux transistors alternativement conducteurs et bloqués.

méthode n'est pas praticable car, en effet, le faisceau du tube cathodique se trouvant au centre de l'écran, pour un courant nul dans le déflecteur, le courant de déviation nécessaire doit donc être orienté dans un sens, repasser ensuite par la valeur zéro, puis recommencer à croître dans l'autre sens pour obtenir l'exploration verticale complète.

On pourrait, pour obtenir ce résultat, faire appel à deux transistors montés en push-pull qui conduiraient alternativement. Cette formule est illustrée par la figure 261. Elle utilise deux transistors, T1 et T2, du type *p-n-p*, la base de chacun d'eux étant alimentée par une dent de scie inverse de l'autre. Le premier transistor, T1, est alimenté par une dent de scie croissante, et ne sera conducteur que pendant la première moitié de l'aller, alors que la base du second, alimentée par une dent de scie décroissante, le sera pendant la seconde partie. Ce montage présente le meilleur rendement énergétique (il dépasse 60 %), mais est très délicat à mettre au point, notamment en ce qui concerne la zone de raccordement des courants de chaque transistor, et il est très rarement utilisé.

On lui préfère généralement un montage comportant une inductance de forte valeur insérée dans le circuit du collecteur, où la tension apparaissant dans cette inductance est appliquée au déflecteur à travers un condensateur. Ce mode de fonctionnement permet d'obtenir, à poids et dimensions égaux, un rendement supérieur à celui qui serait obtenu avec un transformateur de liaison. Ce mode de montage est représenté sur la figure 262. Il utilise un transistor *p-n-p* dont la tension de base est ajustée par le pont formé par les résistances R_1 et R_2. Les tensions en dents de scie, de forme décroissante,

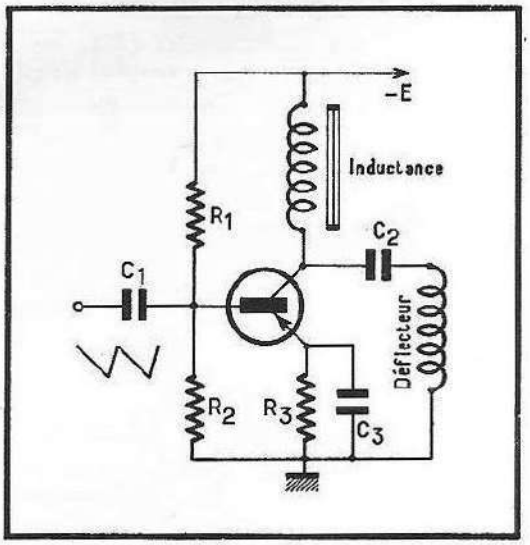


Fig. 262. — Schéma d'un étage de sortie de base de temps verticale utilisant une inductance en série dans le collecteur.

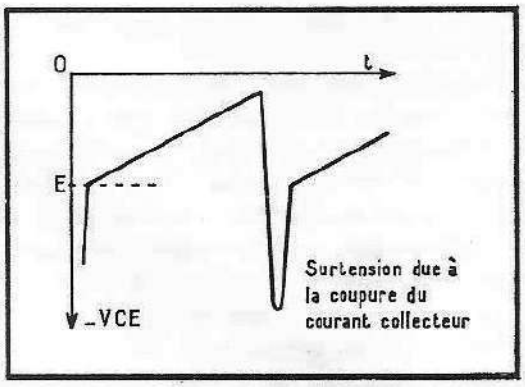
sont également appliquées sur la base à travers le condensateur C_1. L'émetteur est relié à la masse, le collecteur à la tension négative d'alimentation à travers une inductance, et l'énergie de déflexion est appliquée à l'enroulement du déflecteur à travers le condensateur C_2. La stabilisation du fonctionnement en fonction de la température est assurée par la résistance R_3 insérée dans le circuit de l'émetteur, et découplée par C_3 pour éviter d'introduire une contre-réaction. Le condensateur C_2, de forte valeur (1000 à 2000 µF), est du type électrochimique. La valeur de l'inductance en série dans le collecteur est située entre 0,5 et 1 H.

La tension appliquée sur la base du transistor est décroissante pendant l'aller, ce qui augmente la tension base-émetteur, et provoque un courant croissant du collecteur. Ce courant fait apparaître une variation de potentiel aux bornes de l'inductance, variation qui est appliquée au déflecteur à travers le condensateur C_2, et provoque dans ce dernier l'apparition d'un courant croissant.

La tension de la base sera ajustée de façon que la partie supérieure de la dent de scie d'attaque corresponde, avec une marge de sécurité suffisante, au blocage presque complet du transistor, cela afin d'obtenir le meilleur rendement possible qui peut atteindre 30 %.

La forme de la tension développée sur le collecteur est représentée sur la figure 263. Nous voyons qu'au début de l'aller, la tension du collecteur correspond sensiblement à celle de la tension négative de la source. Cette tension décroît ensuite au fur et à mesure que le courant du collecteur croît, puis redevient brusquement très négative au moment de la coupure. Comme dans le cas du relaxateur blocking, cette tension très négative risque de dépasser la zone du coude de Zener et d'atteindre la zone où le courant inverse devient très élevé et risque d'endommager, par échauffement, la jonction collecteur-base du transistor. Certains transistors, spécialement conçus pour cet usage, permettent d'ailleurs l'utilisation de cette zone pour l'amortissement des surtensions.

Fig. 263. — La tension développée sur le collecteur décroît pendant l'aller, puis devient très négative pendant la coupure du courant. Cette pointe de tension risque d'endommager la jonction collecteur-base du transistor.



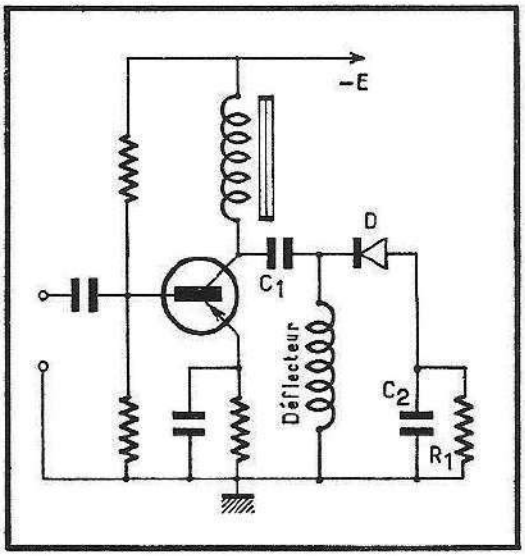


Fig. 264 (ci-contre). — Système de protection du transistor contre les surtensions négatives qui apparaissent au moment du blocage. Au moment où l'impulsion négative apparaît, la diode D devient conductrice et connecte sur le déflecteur le condensateur C_2 qui représente pratiquement un court-circuit.

Même dans ce cas, il est prudent d'utiliser un dispositif de limitation des pointes. Ce dispositif peut être réalisé à l'aide d'une diode à seuil ou d'une résistance non linéaire en fonction de la tension qui sera disposée en parallèle sur l'inductance en série dans le collecteur, mais ce dernier procédé est moins efficace que celui qui fait appel à une diode de limitation. Ce montage est représenté sur la figure 264 et il se compose d'une diode D connectée, d'une part, au déflecteur, et d'autre part, au condensateur C_2 qui, en parallèle avec R_1, retourne à la masse.

Le fonctionnement s'établit de la manière suivante : au moment où l'impulsion négative apparaît, la diode devient conductrice et connecte le condensateur C_2 sur le déflecteur. Ce condensateur correspond pratiquement à un court-circuit et fait disparaître la surtension. A chaque impulsion nouvelle, le condensateur se charge, mais se décharge à travers la résistance R_1 entre deux impulsions. On peut donner à cette résistance une valeur telle que le nombre de coulombs apportés par la charge soit exactement perdus pendant la décharge. De cette façon, la diode ne conduira pas pendant l'aller, mais commencera à conduire dès le début du retour. Le système est très souple et extrêmement efficace.

Le courant en dents de scie délivré par le transistor doit comprendre une composante à variation linéaire, et une composante parabolique. Il est notamment nécessaire de corriger la courbure inverse présentée par les dents de scie délivrées par le relaxateur, et qui représentent une portion plus ou moins grande de la courbe de charge d'un condensateur. Par ailleurs, il est nécessaire de pouvoir ajuster la linéarité, et de compenser les diverses variations de valeur des composants. Pour cela, comme dans le cas de l'utilisation des tubes, on utilisera le procédé de mise en forme préalable des dents de scie appliquées sur l'amplificateur de puissance, et l'on utilisera également une contre-réaction sélective dont on ajustera la forme et le taux.

L'énergie délivrée par l'oscillateur bloqué n'est généralement pas suffi-

sante pour commander directement le courant du transistor de sortie, sauf dans de très rares cas.

Le plus souvent, on intercale entre le relaxateur et la base du transistor de sortie un amplificateur qui comporte parfois deux étages.

L'étage amplificateur fonctionne en émetteur commun ou en collecteur commun, et dans ce dernier cas, le transistor joue uniquement un rôle d'adaptateur d'impédance avec, toutefois, un gain de puissance.

Lorsque l'amplificateur comporte deux étages d'amplification, le premier est toujours en émetteur commun et le second en collecteur commun. La figure 265 représente le schéma d'une base de temps verticale à trois étages, dont tous les transistors utilisés sont du type *p-n-p*. Le premier de ces transistors, T1, est monté en oscillateur bloqué. L'entretien est assuré par le circuit de collecteur dont le courant traverse le primaire du transformateur, le secondaire étant relié à la base et au condensateur de constante de temps de 5 µF. Une diode de protection, D1, est connectée en parallèle sur le secondaire du transformateur. Les tensions en dents de scie sont prélevées sur les deux condensateurs de 250 µF en série placés au pied du primaire du transformateur. Ces condensateurs se déchargent rapidement pendant la conduction du transistor T1, et se rechargent lentement à travers la résistance de 220 Ω connectée à la source négative d'alimentation.

Les dents de scie sont ensuite appliquées sur la base du second transistor (T2) à travers la résistance de 5 kΩ, le condensateur de 10 µF et la résistance variable de 10 kΩ qui forme un pont diviseur avec la résistance d'entrée du transistor et le potentiomètre de 5 kΩ en parallèle, et qui permet de régler l'amplitude des dents de scie. Un condensateur de 2 µF, en série avec la résistance ajustable de 10 kΩ, permet, par intégration, de donner à la dent de scie la composante parabolique nécessaire. Le point de fonctionnement, déterminé par la tension de repos de la base, est ajusté par la résistance variable de 5 kΩ, placée entre la base du transistor et la masse. L'émetteur du transistor est ramené à la masse par les deux résistances de 47 Ω et 5 Ω. en série Ces résistances ne sont pas découplées, de façon à permettre l'introduction d'une contre-réaction due au passage du courant du déflecteur à travers la résistance de 5 Ω. Le collecteur du transistor T2 est relié au pôle négatif de la source à travers une résistance de 470 Ω qui constitue la charge, et permet de recueillir les tensions en dents de scie amplifiées qui sont appliquées ensuite sur la base du transistor de puissance à travers le condensateur de 100 µF. Le point de fonctionnement de ce transistor est ajusté par la résistance variable de 2,2 kΩ placée entre la base et la masse. L'émetteur comporte une résistance de 2 Ω non découplée qui permet d'obtenir la stabilité thermique, et qui introduit également une contre-réaction. L'inductance de sortie est connectée entre le collecteur et la source, et les dents de scie sont appliquées au déflecteur à travers un condensateur de 1500 µF. Le collecteur est également connecté au point de jonction des deux condensateurs d'intégration de la dent de scie, ce qui permet d'obtenir une contre-réaction totale de l'amplificateur, contre-réaction dont le taux peut être dosé à l'aide de la résistance variable de 5 kΩ.

L'étage de sortie comporte un circuit de limitation des impulsions constitué par la diode D2 et le condensateur de 10 µF qui se décharge dans la résistance de 4,7 kΩ.

Ce schéma est naturellement purement indicatif, et les réalisations possibles sont très variables, tant au point de vue de la conception du schéma que des valeurs employées.

On rencontre souvent des montages très élaborés qui permettent la compensation des variations de caractéristiques en fonction des variations de température, problème très important dans la technique des transistors. Ces

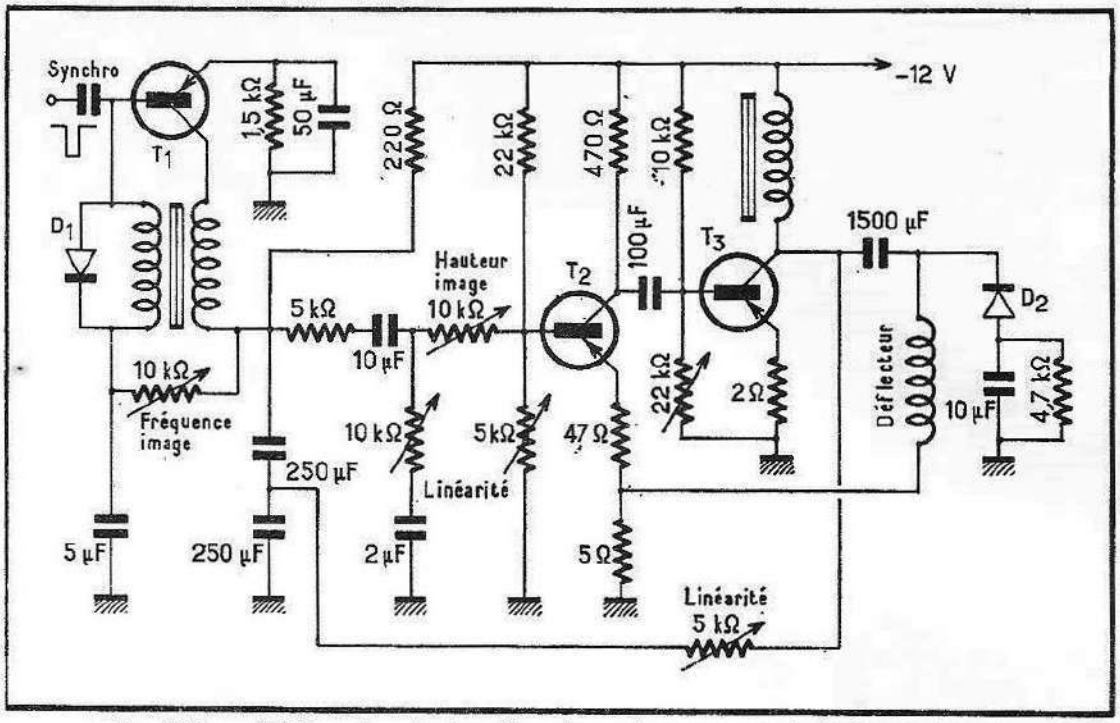


Fig. 265. — Schéma de principe d'une base de temps verticale à trois étages.

montages font appel le plus souvent à la loi de variation en fonction de la température des résistances spéciales, dont nous avons déjà vu l'emploi. Malheureusement, leur étude détaillée nécessiterait à elle seule un volume entier, ce qui sort du cadre de cet ouvrage dont la prétention ne consiste qu'à être un marchepied permettant d'accéder à des études plus complexes.

Pour terminer sur ce sujet, notons que les tensions destinées à permettre l'effacement de la trace du retour image sur le tube cathodique sont généralement prélevées sur le collecteur du transistor de puissance. En effet, nous avons vu que la brusque diminution du courant provoque l'apparition d'une forte impulsion négative sur le collecteur du dernier transistor. Cette impulsion, mise en forme, sera appliquée sur le wehnelt du tube et provoquera l'effacement de la trace de retour. Si le système comporte une diode de limitation, il sera nécessaire d'en ajuster le point de fonctionnement de façon qu'une certaine amplitude d'impulsion subsiste.

7 . 20 La base de temps horizontale.

Les circuits des bases de temps horizontales, surtout en ce qui concerne la fonction d'interrupteur de sortie, sont ceux dans lesquels le remplacement des tubes par des transistors s'effectue, actuellement, avec le plus de difficultés.

Pourtant, en principe, un transistor possède de meilleures caractéristiques qu'un tube dans le fonctionnement par tout ou rien. En effet, le tube le mieux élaboré possède toujours une tension de coude de plusieurs dizaines de volts, alors qu'un transistor peut être saturé avec des tensions collecteur-émetteur de quelques volts seulement, et le rendement de l'interrupteur sera évidemment meilleur dans ce cas.

Les raisons de la difficulté d'utilisation des transistors dans cette fonction

proviennent des conditions très difficiles imposées à l'élément interrupteur. En effet, ce dernier devra laisser passer et couper un courant dont l'intensité dépasse 15 ampères (nous n'envisageons pour l'instant que le cas du récepteur classique de table). La coupure devra s'effectuer dans un temps très court, quelques microsecondes, et il doit supporter une tension inverse de plus de 100 volts. C'est la combinaison de ces trois paramètres qui rend difficile la fabrication d'un transistor utilisé en interrupteur lignes.

Il en existe néanmoins des types dont les caractéristiques permettent leur utilisation dans cette fonction. Il s'agit de transistors construits, le plus souvent, dans la technique de la base diffusée. Le temps de coupure d'un transistor est toujours relativement long. En effet, le cheminement des porteurs de charges de l'émetteur vers le collecteur est relativement lent, et lorsque le courant base-émetteur est interrompu, un certain nombre d'entre eux subsistent dans la base et parviennent au collecteur. Ces porteurs, stockés dans la base, prolongent donc le courant du collecteur pendant un temps appré-

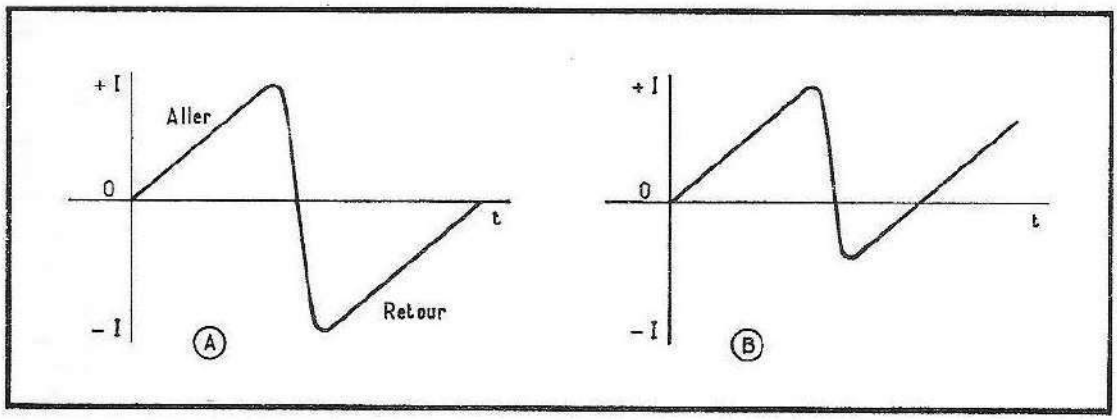


Fig. 266. — Dans le cas A, qui représente le cas idéal, toute l'énergie emmagasinée dans l'inductance est récupérée pendant le retour. Dans le cas B, une partie de l'énergie de l'aller est perdue et l'énergie récupérée sera beaucoup plus faible. Dans ce cas, la ligne du courant zéro n'est plus centrée entre les deux valeurs positives et négatives du courant dans l'inductance.

ciable, et la réduction de ce temps ne peut être obtenue que par une construction très spéciale qui s'efforce de réduire le nombre de porteurs au voisinage de la base. Ce mode de construction va généralement à l'encontre de la possibilité d'obtenir des courants élevés, et surtout de pouvoir supporter des tensions inverses fortes.

Ce type est donc difficile à obtenir, et la tendance consiste à associer deux transistors en parallèle ou en série lorsqu'il s'agit de transistoriser la base de temps horizontale dans un récepteur classique. Dans un récepteur portable, le courant nécessaire à la déflexion n'est que la moitié ou le tiers de celui d'un récepteur classique 48 ou 59 cm, et le problème ne présente pas autant de difficultés.

En France et en Belgique, où les bases de temps doivent pouvoir fonctionner sur deux fréquences différentes, le problème devient plus complexe et les spécifications du transistor de sortie encore plus sévères.

Il faut remarquer que le temps de coupure du transistor interrupteur revêt une très grande importance. En effet, nous avons vu que dans les générateurs de dents de scie inductifs, le courant dans l'inductance est brusquement coupé, puis s'inverse de lui-même, et décroît linéairement au moment où la diode de récupération est mise en circuit. Que se passera-t-il si la coupure de l'interrupteur n'est pas instantanée mais lente ? Et bien l'énergie accumulée dans l'inductance se dissipera dans le transistor et cela se traduira par

une perte considérable d'énergie, car le phénomène d'oscillation libre pendant une alternance, puis de récupération, n'aura pas lieu. Il est donc nécessaire que le temps de coupure soit très nettement inférieur au quart de la durée du temps de retour, qui est de 9 microsecondes en 819 lignes français, ce qui impose un temps de coupure inférieur à 2 microsecondes.

Le temps de coupure des transistors utilisés dans cette fonction est donc choisi entre 1 et 2 microsecondes. Il faut noter d'ailleurs qu'il est nécessaire que ce temps ne soit pas trop court, car la valeur de la tension qui apparaît au moment de la coupure possède la forme définie par la relation $V = L\,\Delta I/\Delta t$, et sera donc d'autant plus forte que le temps de coupure sera petit. La tension inverse d'un transistor étant également un paramètre très important, le temps de coupure sera un compromis entre le rendement global, la puissance dissipée par le transistor au moment de la coupure, et la tension inverse développée pendant celle-ci.

Le fait que le temps de coupure ne puisse être nul, et qu'une certaine partie de l'énergie accumulée dans l'inductance sera dissipée dans le transistor au lieu d'être récupérée, a pour conséquence immédiate que le point de courant nul sera très décentré par rapport aux valeurs maximales positives et négatives du courant (voir fig. 266).

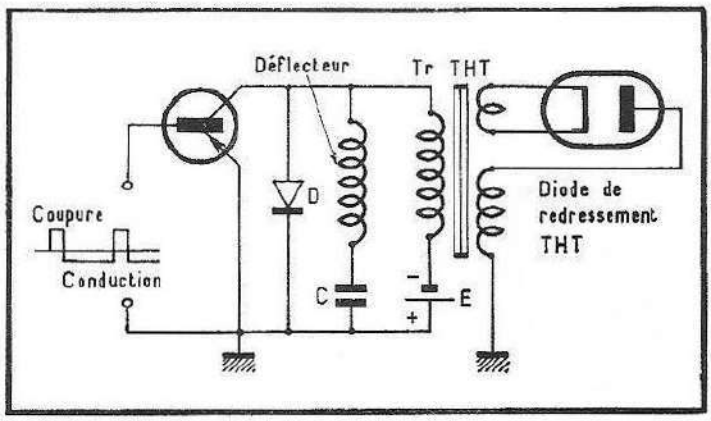


Fig. 267. — Schéma de principe d'un étage de sortie lignes.

Le point de courant nul dans l'inductance représentant celui où le faisceau du tube image doit être exactement au centre de l'écran, l'image sera très décentrée, et il ne peut être question dans ce cas de coupler directement le déflecteur au transistor interrupteur.

Le circuit de sortie se composera donc, le plus souvent, d'une inductance qui sera en même temps le primaire du transformateur T. H. T. et les enroulements de déflexion seront couplés à celui-ci à travers un condensateur qui permettra en même temps d'effectuer la correction en S nécessaire pour le balayage d'un tube à fond plat.

Le schéma de principe d'un étage de sortie est représenté sur la figure 267.

Le transistor interrupteur est du type *p-n-p*, et sa base reçoit les impulsions de conduction et de blocage. L'émetteur est relié à la masse, et le collecteur à la source négative de tension à travers le primaire du transformateur T. H. T. Le déflecteur est connecté entre le collecteur et la masse à travers le condensateur C, qui a la double fonction d'isoler le déflecteur du courant continu et de permettre la compensation en S nécessaire. La récupération de l'énergie qui subsiste après le retour, est effectuée à l'aide de la diode D. Il faut noter d'ailleurs que cette diode n'est pas absolument nécessaire puisque le transistor, au contraire des tubes, peut conduire dans les deux sens, mais ce mode de fonctionnement serait plus complexe, notamment par le fait que le temps de blocage deviendrait très critique et difficile à ajuster.

On alimente généralement l'anode de la diode de récupération sur une fraction plus élevée du primaire du transformateur T. H. T. de façon qu'elle conduise pendant la plus grande partie de l'aller, ce qui améliore la linéarité.

Lorsque le récepteur est du type portable avec une tension d'alimentation bien définie, 12 V par exemple, on utilise fréquemment un mode de récupération mixte, parallèle et série. De cette manière, on peut obtenir, avec un transistor et un déflecteur donnés, le fonctionnement optimum en ajustant la tension de fonctionnement qui est la source des tensions de la source d'alimentation et de la tension récupérée.

Dans le cas d'un récepteur portable, le transformateur T. H. T. remplit d'autres fonctions. Il délivre la tension, dépassant 100 V, nécessaire à l'alimentation de l'étage de sortie vidéo, et comporte alors un enroulement supplémentaire délivrant une tension qui sera redressée par une diode indépendante. Il comporte également un enroulement destiné à fournir la tension nécessaire à l'alimentation des diverses électrodes du tube cathodique, et notamment celle de l'anode d'accélération, qui nécessite plus de 300 V. Cette tension est également redressée et filtrée par un circuit indépendant.

Afin de diminuer autant que possible la tension qui apparaît sur le collecteur du transistor au moment de la coupure, le transformateur est habituellement accordé sur l'harmonique 3 de la fréquence d'oscillation libre. Dans ces conditions, la tension développée sur le collecteur est réduite de 10 à 20 %.

La commande du transistor interrupteur nécessite une énergie relativement élevée que le relaxateur ne peut délivrer. De plus, on a tout intérêt à séparer le mieux possible le relaxateur de l'étage de sortie de façon à ce qu'aucune influence ne vienne perturber son fonctionnement.

La charge du relaxateur devant être faible, il est nécessaire d'insérer entre ce dernier et l'étage interrupteur un transistor de commande.

La liaison entre cet étage amplificateur (dénommé « driver ») et l'étage de sortie s'effectue le plus souvent avec un transformateur. Il est en effet indispensable que la résistance du circuit de base du transistor de sortie soit très faible, de l'ordre de 1 Ω, ce qui ne peut s'obtenir de manière simple que par une liaison à transformateur.

Pour le transistor driver, deux modes de fonctionnement différents peuvent être utilisés. Le premier consiste à le faire conduire pendant l'aller et le bloquer pendant le retour. Ce mode de fonctionnement permet de récupérer l'énergie magnétique emmagasinée dans le transformateur de liaison, et d'obtenir le blocage du transistor de sortie avec un courant de crête faible.

Le second consiste, au contraire, à faire conduire le transistor driver pendant le blocage du transistor de sortie, et à le bloquer pendant l'aller. Ce mode nécessite un courant de crête plus élevé que le précédent.

Chacun de ces deux modes possède des partisans convaincus, mais il semble bien que les avantages de la première solution sont plus importants que ceux de la seconde.

Le réglage de la tension d'attaque du transistor de sortie est assez délicat. En effet, celui-ci doit conduire à la saturation pendant tout l'aller, mais le courant base-émetteur ne doit pas cependant être trop élevé car cela rendrait plus difficile et plus lent le blocage.

On ajuste généralement le point de fonctionnement à l'aide d'une résistance variable insérée dans le circuit émetteur-base, et découplée par un condensateur dont l'effet est de permettre le blocage rapide (fig. 268). En effet, la résistance variable R forme un diviseur avec la résistance base-émetteur du transistor de sortie. Pendant le blocage, qui est très rapide, l'impédance du condensateur C est très faible, et toute l'énergie de commande est appliquée entre base et émetteur du transistor de sortie. Cette impulsion

de blocage crée un courant inverse base-émetteur très important, de l'ordre de plusieurs ampères, ce qui correspond à une énergie très élevée. Pendant la conduction, le courant base-émetteur s'établit autour de 1 ampère. L'énergie nécessaire à la commande est donc très élevée, et nécessite un transistor driver possédant des caractéristiques de puissance et de rapidité de coupure très élaborées.

Lorsque le montage doit pouvoir fonctionner en 819 et en 625 lignes, il est nécessaire de prévoir un certain nombre de dispositifs qui maintiennent une

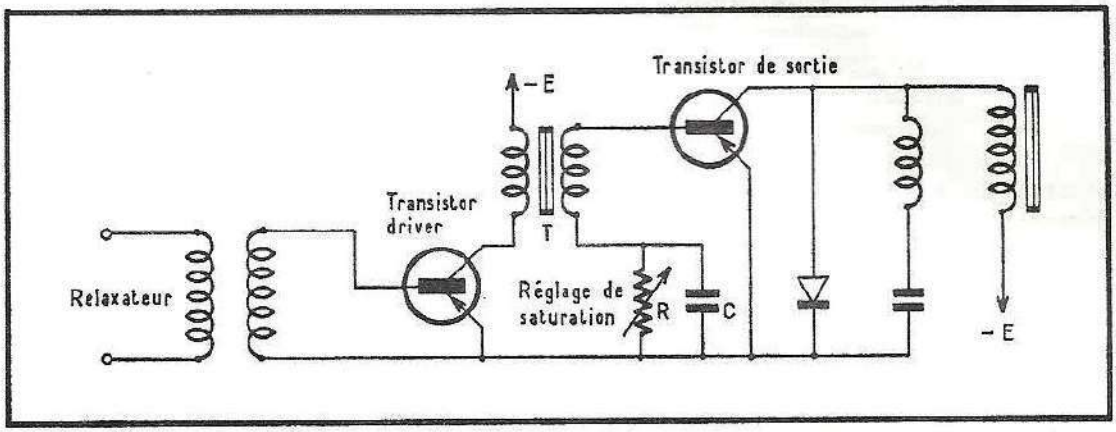


Fig. 268. — Schéma de principe d'un transistor de sortie commandé, par l'intermédiaire d'un transformateur, par un transistor driver. Le fonctionnement du transistor est ajusté par la valeur de la résistance variable.

amplitude et une linéarité constantes pour chaque standard. Le moyen le plus commode, lorsqu'il ne s'agit pas d'un récepteur portable, consiste, pour maintenir une amplitude de balayage égale, à modifier la tension d'alimentation.

En ce qui concerne la linéarité, la valeur du condensateur en série avec le déflecteur sera modifiée, et aura une valeur bien déterminée pour chaque standard. Dans le cas d'un récepteur portable, la variation de la tension d'alimentation en 819 lignes sera obtenue en augmentant la tension d'alimentation d'une tension récupérée en série, et qui représente une fraction de l'énergie totale récupérée.

La stabilisation en fonction des variations de la tension d'alimentation est très difficile dans l'état actuel de la technique. Nous avons vu qu'une telle stabilisation diminuait le rendement global et augmentait la puissance dissipée par l'interrupteur. Les transistors employés dans la fonction d'interrupteur sont le plus souvent assez prêts de leurs limites, ce qui interdit d'envisager une telle compensation, et il sera donc nécessaire de stabiliser très efficacement la tension d'alimentation.

Pour les mêmes raisons que celles que nous avons vues précédemment, le relaxateur employé en base de temps est pratiquement toujours du type « blocking », et son schéma ne s'éloigne pas de celui dont nous avons étudié le comportement lors de l'étude des relaxateurs à transistors.

Le contrôle de fréquence d'un tel relaxateur sera opéré directement par des impulsions de synchronisation ou par l'application, dans le circuit de base, d'une tension continue de correction délivrée par un comparateur de phase. Ce dernier pourra être d'un type classique que nous avons déjà vu, mais il sera presque toujours nécessaire de prévoir un amplificateur à courant continu qui, à partir de la tension d'erreur, délivrera une énergie de commande suffisante.

La figure 269 représente le schéma de principe d'une base de temps horizontale dont le relaxateur est du type « blocking ». La base du transistor relaxateur (T2) est commandée par la tension du collecteur du transistor amplificateur de la tension d'erreur qui est délivrée par un comparateur à diodes. Ce comparateur délivre une tension positive si la base de temps est en retard par rapport aux impulsions de synchronisation, et négative si le contraire se produit. Cette tension d'erreur est appliquée sur la base du transistor T1 dont le point de fonctionnement est ajusté à l'aide de la résistance insérée entre le pôle négatif de la source d'alimentation et la masse. Les variations du courant base-émetteur provoquent des variations du courant collecteur et modifient la tension de ce dernier. Cette tension est appliquée sur le point bas de l'enroulement de base du relaxateur. Le transformateur de couplage collecteur-base est connecté de façon à ce qu'une augmentation du courant de collecteur provoque l'apparition dans le secondaire d'une tension de polarité telle qu'elle rende la base plus négative, ce qui tend à augmenter encore plus le courant collecteur qui croît jusqu'à la saturation. Pendant cette croissance, le condensateur C_8 se charge de façon à rendre l'émetteur négatif. Au moment où le courant du collecteur n'augmente plus, la tension qui apparaissait sur le secondaire disparaît, ce qui tend à faire diminuer le courant collecteur, mais, dès que celui-ci décroît, la polarité de la tension du secondaire s'inverse, ce qui favorise un blocage rapide du transistor.

Lorsque le courant est interrompu, le condensateur C_8 se décharge dans la résistance R_{10}, jusqu'au moment où un courant base-émetteur apparaît et provoque à nouveau le phénomène d'avalanche. En agissant sur la tension de la base, on peut avancer ou retarder le moment de conduction base-émetteur, et par conséquent raccourcir ou allonger la durée de la période de relaxation.

Si la tension base-émetteur devient plus négative, la conduction apparaîtra plus tôt, et la période sera plus courte ; elle deviendra plus longue si l'inverse se produit.

La jonction collecteur-base est protégée de l'apparition de la forte surtension développée au moment de la coupure par la diode d3 en série avec la résistance R_{11}. Le transistor d'attaque, ou driver (T3), est monté en émetteur commun. Sa base est directement couplée au transformateur de blocking par un enroulement d'excitation. Le courant de collecteur de ce transistor traverse le primaire du transformateur abaisseur d'adaptation dont le secondaire attaque, à travers le circuit de réglage de la saturation composé de la résistance R_{13} découplée par le condensateur C_9, la base du transistor interrupteur. Le courant du collecteur de ce dernier traverse d'une part les deux déflecteurs connectés en parallèle et en série avec le condensateur C_{10}, et d'autre part le primaire du transformateur T. H. T. Le secondaire de celui-ci comprend l'enroulement permettant d'obtenir la très haute tension et l'enroulement de chauffage des filaments de la diode de redressement.

Le transformateur T. H. T. peut également comporter divers enroulements secondaires qui permettent d'obtenir, après redressement, certaines tensions d'alimentation, telles que celle de l'étage de sortie vidéo et celle des électrodes de commande du tube image.

Ce schéma de principe ne peut donner qu'une idée de la base de temps horizontale d'un récepteur à transistors. On rencontre en effet de nombreux schémas différant entre eux par le nombre d'étages et par la constitution de ces derniers. Ces différences proviennent en grande partie du but principal recherché et également des performances des transistors employés. Il est d'ailleurs certain que la stabilisation des schémas qui existe dans le cas d'utilisation des tubes ne l'est pas encore, bien au contraire, dans le domaine des transistors.

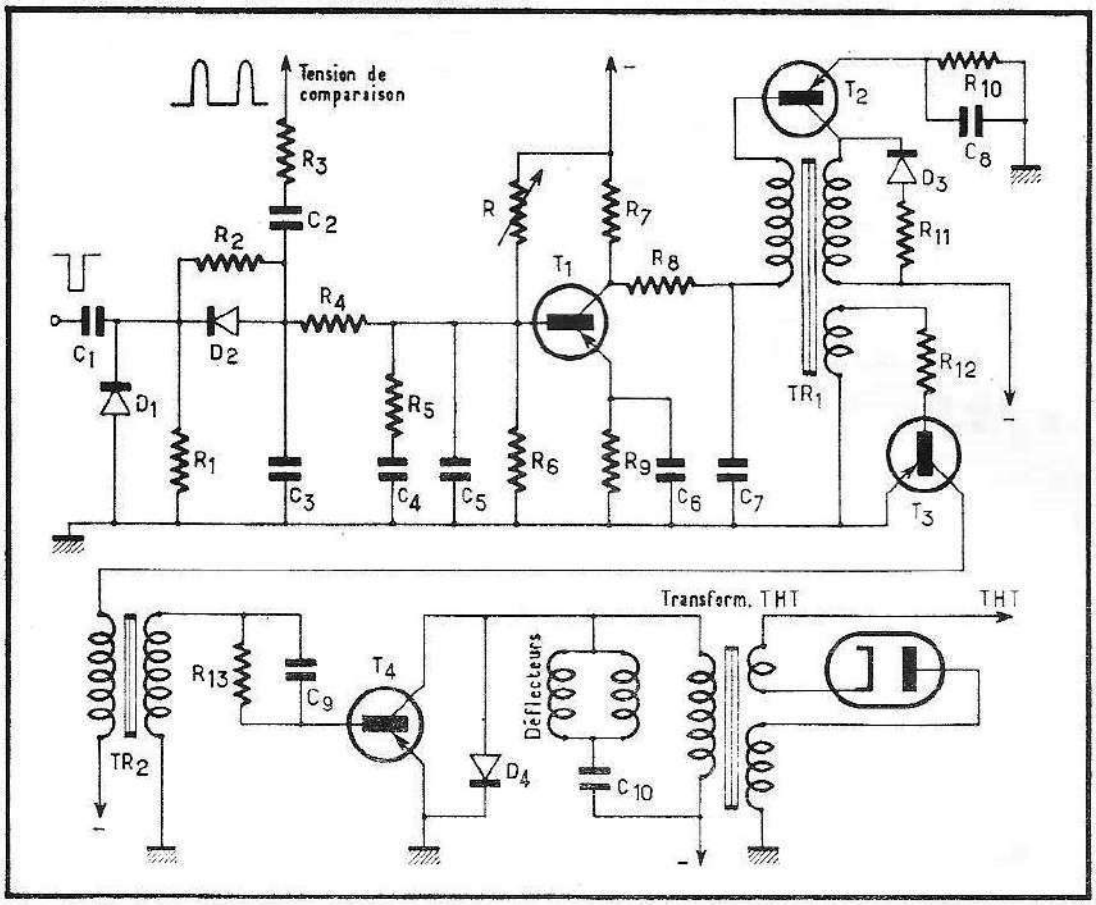


Fig. 269. — Schéma de principe d'une base de temps horizontale dont le relaxateur, du type blocking, est asservi par un comparateur de phase.

L'emploi de ceux-ci pose des problèmes très complexes, et nous voudrions mettre en garde le lecteur qui, après ce simple exposé forcément lacunaire et incomplet, penserait être parfaitement au fait du problème. En effet, l'étude des transistors, surtout dans le domaine des bases de temps, est une école difficile qui nécessite une longue application et une volonté sans faille.

Il est parfois difficile, reconnaissons-le, pour un technicien habitué au fonctionnement des tubes, de s'habituer à la technique des transistors. Il est nécessaire de faire un effort pour franchir un certain cap à partir duquel les difficultés s'aplanissent, et où l'étude devient plus aisée. Cet effort vaut la peine d'être entrepris car, sans conteste, les transistors ouvrent, dans la technique, une voie nouvelle et passionnante qui doit nous permettre de franchir de nouvelles barrières et de vaincre des difficultés. N'est-ce pas le destin de tout technicien de franchir constamment des barrières ? Puisse ce livre permettre à quelques-uns d'entre eux de le faire avec aisance ! C'est le vœu le plus cher de l'auteur.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — PROBLÈMES GÉNÉRAUX

1 — L'œil humain 7
2 — Analyse de l'image 8
3 — La synchronisation 9
4 — Séparation des signaux de synchronisation 10
5 — La transmission de l'image 11
6 — Transmission du son 13
7 — Sens de modulation 13
8 — Schéma d'une transmission télévision 14
9 — Les différents standards de télévision 16

CHAPITRE II. — LES TRADUCTEURS LUMIÈRE-COURANT ET COURANT-LUMIÈRE

1 — Nature de l'électron 17
2 — Mouvements dans un champ électrique 18
3 — Déviation d'un électron dans un champ électrique 19
4 — Concentration d'un faisceau d'électrons 21
5 — Mouvements des électrons dans un champ magnétique 22
6 — Cas d'un électron dont la direction est perpendiculaire au champ 23
7 — Concentration par un champ magnétique 24
8 — Les traducteurs lumière-courant 25
9 — L'analyseur de Farnsworth 25
10 — L'Iconoscope 27
11 — L'image Orthicon 28
12 — Le Vidicon 30
13 — Les traducteurs courant-lumière 31

CHAPITRE III. — LA PARTIE AMPLIFICATRICE DU RÉCEPTEUR

1 — Considérations générales 39
2 — Constitution de l'amplificateurTV 42
3 — La haute fréquence en télévision 44
4 — Facteur de bruit 46
5 — Impédance d'entrée des tubes en H. F. 47
6 — Facteur de mérite des tubes 50
7 — La haute fréquence 51
8 — Le changement de fréquence 53
9a — Circuit de sortie 55
9b — La réception des émetteurs en U. H. F. 56
10 — L'amplificateur moyenne fréquence 57
11 — Choix des valeurs de la M. F. 58
12 — Constitution de la M. F. 61
13 — Les circuits de liaison 61
14 — Gain d'un étage avec circuit accordé (ou circuits concordants) 61
15 — Cas de plusieurs étages en cascade 64
16 — Circuits décalés 64
17 — Filtre de bande 65
18 — Théorie générale des transformateurs de liaison 65
19 — Filtre à couplage inductif 69
20 — Filtre à couplage capacitif 69
21 — Filtre à couplage par enroulement commun à la base 70
22 — Remarques 70
23 — Les réjecteurs 71
24 — La commande de gain 72
25 — Protection contre les parasites 73
26 — Le dernier étage M. F. 74
27 — Conclusions pratiques 75
28 — La détection 75
29 — Détection des signaux faibles 77

30 — Détection par l'anode 78
31 — L'amplificateur vidéo 80
32 — Amplificateur à charge résistive 81
33 — Compensation parallèle 86
34 — La compensation par inductance série 88
35 — Compensation mixte 89
36 — Procédés de correction divers 91
37 — Comportement aux fréquences basses 92
38 — Alignement des signaux 94
39 — La chaîne son 96
40 — La détection F. M. 97
41 — Dispositifs annexes : les antiparasites images 101
42 — Antiparasites son 103
43 — Le réglage de l'amplificateur 104

CHAPITRE IV. — LES BASES DE TEMPS

1 — Considérations préliminaires 111
2 — Positionnement du faisceau 113
3 — Les déflecteurs 114
4 — Le cadrage 117
5 — Constitution des bases de temps 118
6 — Intégration des signaux 119
7 — Différentiation des signaux 121
8 — Production de dents de scie dans une inductance 122
9 — La récupération d'énergie 125

Les oscillateurs (ou relaxateurs)

10 — Le multivibrateur 130
11 — Forme des signaux 131
12 — Fréquence de relaxation 132
13 — Synchronisation d'un multivibrateur 133
14 — Asservissement d'un multivibrateur 133
15 — Le multivibrateur à couplage cathodique 134
16 — Synchronisation du multivibrateur à couplage cathodique 136
17 — Asservissement 136
18 — L'oscillateur bloqué (ou « blocking ») 136
19 — Synchronisation 140
20 — Tension de sortie 140

Les étages de synchronisation

21 — La séparation des signaux 142
22 — Choix de la constante de liaison 148
23 — Tri des impulsions verticales 149
24 — Le tri des impulsions par intégration 150
25 — Le tri par différentiation 152

La base de temps image

26 — Composition 156
27a — L'étage de puissance 157
27b — Quelques considérations pratiques 160
28 — Régulation en fonction de la température 161
29 — Régulation de l'amplitude en fonction des variations de la tension d'alimentation 162
30 — Elimination des oscillations parasites 163
31 — Protection contre les surtensions de retour 164
32 — Effacement de la trace du retour image 165
33 — Cadrage vertical de l'image 167

La base de temps horizontale

34 — Généralités 169
35 — L'étage de sortie 171
36 — Autres modes de fonctionnement 174
37 — Pertes et rendement 174
38 — Production de la T. H. T. 176
39 — Régulation en fonction des variations de la tension d'alimentation 177
40 — Effacement lignes 179
41a — La synchronisation horizontale 180
41b — Principe des comparateurs de phase 181
42 — Plages de tenue et de capture 185
43 — Plage de tenue 188

44 — Montage à constante de temps variable 189
45 — Système mixte à asservissement et synchronisation directe 190
46 — Système à commande de fréquence auxiliaire 191
47 — Conclusion 192
48 — Les divers types de comparateurs de phase 192
49 — Le comparateur symétrique à déphaseur 193
50 — Comparateur à coïncidence 193
51 — Le comparateur de phase à commutation 195
52 — Autres modes de synchronisation horizontale 199

CHAPITRE V. — LES DISPOSITIFS ANNEXES

1 — La commande automatique de gain 201
2 — Réalisations simplifiées 206
3 — C. A. G. avec correction en fonction de la lumière ambiante 208
4 — L'alimentation des récepteurs de télévision 209
5 — Le chauffage des filaments 209
6 — L'alimentation haute tension 210
7 — Le doubleur Latour 211
8 — Le montage redresseur en pont 212
9 — Le doubleur du type Schenkel 213
10 — Le redressement mixte 214
11 — Lignes et antennes 215
12 — Les lignes 215
13 — Affaiblissement dans une ligne 220
14 — Vitesse de propagation dans les lignes 220
15 — Divers types de lignes 221
16 — La ligne quart d'onde 221
17 — La ligne quart d'onde en tant qu'adaptateur d'impédance 223
18 — La ligne demi-onde 224
19 — Elimination par lignes 224
20 — Passage d'une ligne symétrique à une ligne dissymétrique 224
21 — Répartition de signaux 224
22 — Atténuateur de signal 226
23 — Les antennes 227
24 — Antennes de réception 229
25 — Le dipôle replié 229
26 — Les antennes multiples 229
27 — Portée d'une transmission 231
28 — Polarisation du champ 232

CHAPITRE VI. — TROIS TÉLÉVISEURS MODERNES

A — Récepteur 819/625 lignes 234
B — Récepteurs multidéfinitions type « Belgique » et récepteur spécifiquement 625 CCIR 241

CHAPITRE VII. — APPLICATION DES TRANSISTORS EN TÉLÉVISION

1 — Considérations générales 253
2 — Tensions et courants 254
3 — Les semiconducteurs 254
4 — Germanium et silicium 255
5 — La jonction P-N 256
6 — La double jonction ou transistor 258
7 — Utilisation des transistors 261
8 — Montage en base commune 261
9 — Montage en collecteur commun 262
10 — Le montage en émetteur commun 264
11 — Application des transistors en télévision 265
12 — Le sélecteur U. H. F. 265
13 — Le sélecteur V. H. F. 266
14 — L'amplification moyenne fréquence 269
15 — L'amplificateur vidéo 272
16 — La séparation des signaux de synchronisation 276
17 — Le tri des impulsions de synchronisation image 277
18 — Les relaxateurs 278
19 — La base de temps verticale 283
20 — La base de temps horizontale 287

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

COURS FONDAMENTAL DE TELEVISION, par **R. Carrasco** et **J. Lauret.** — Principes généraux; émission; transmission et antennes; circuits de réception. Ouvrage relié comportant 730 illustrations.
754 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Oehmichen.** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés; amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés; évolution probable.
480 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS, par **H. Schreiber.** — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonction (transistors, transistors à effet de champ, diodes).
196 pages, format 24-16 (6e édition) ..... **30,00 F**

LA CLEF DES DEPANNAGES, par **E. Guyot.** — Cet ouvrage se compose d'une suite de pannes logiquement classées, avec le diagnostic correspondant et les remèdes à appliquer.
104 pages, format 13-22 ..... **7,50 F**

LA TELEVISION?... MAIS C'EST TRES SIMPLE!, par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable, indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 (9e édition) ..... **9,00 F**

LA TELEVISION EN COULEURS?... C'EST PRESQUE SIMPLE!, par **E. Aisberg** et **J.-P Doury.** — Sous une forme maintenant classique, les auteurs mettent à la portée de tous une technique particulièrement complexe.
152 pages, format 18-23 (2e édition) ..... **21,00 F**

LE DEPISTAGE DES PANNES T.V. PAR LA MIRE, par **W. Sokorine.** — Analyse de la méthode de dépannage télévision par la mire électronique.
64 pages, format 27-21 (4e édition) ..... **9,90 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 (5e édition) ..... **21,00 F**

PANNES TV, par **W. Sorokine.** — Symptômes, diagnostic et remèdes de 270 pannes types de téléviseurs.
288 pages, format 13-21 (5e édition) ..... **16,50 F**

RADIO-T.V.-TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — D'une conception analogue à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
160 pages, format 22-13 (6e édition) ..... **13,50 F**

REGLAGE ET DEPANNAGE DES TELEVISEURS COULEURS, par **Ch. Dartevelle.** — Cet ouvrage illustré de 70 photos en couleurs et de 120 oscillogrammes est destiné à la mise au point des TVC par l'utilisation des mires d'émission ou des mires électroniques.
160 pages, format 24-16 ..... **36,00 F**

SCHEMATHEQUE, par **W. Sorokine.** — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeur des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.
Schémathèque 69 : 80 pages, format 21-27 ..... **18,00 F**
Schémathèque 70 : 80 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**
Schémathèque 71 : 64 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**
Schémathèque 72 : 64 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**

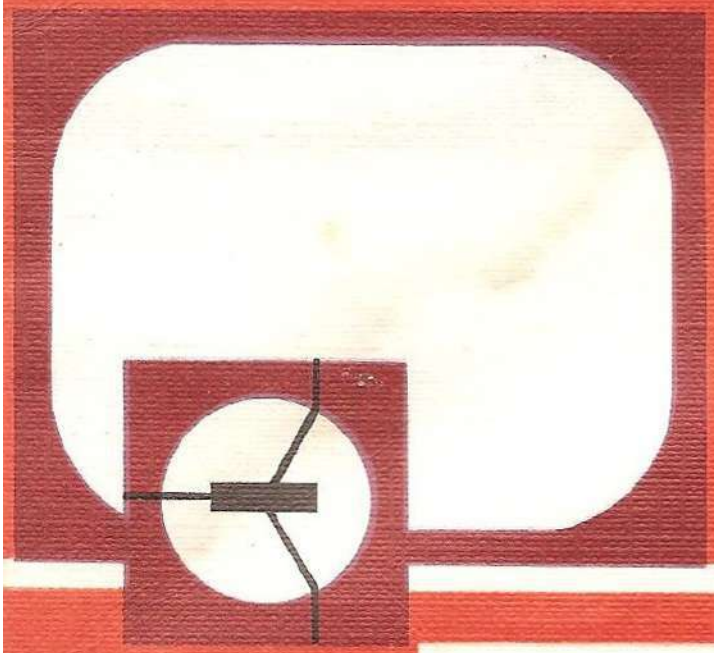
TECHNIQUE DE L'EMISSION-RECEPTION SUR ONDES COURTES, par **Ch. Guilbert.** — Le grand spécialiste de l'émission d'amateur (F3LG) fait profiter ses collègues de toute sa vieille expérience. En hors-texte, un tableau des codes Q et RST, et une carte murale à projection azimutale.
256 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **33,00 F**

TELE-TUBES, par **R. Deschepper.** — Une documentation à reliure 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 22-13 (6e édition) ..... **15,00 F**

TELEVISEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Technologie des transistors; étude de la transistorisation étage par étage.
244 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **33,00 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

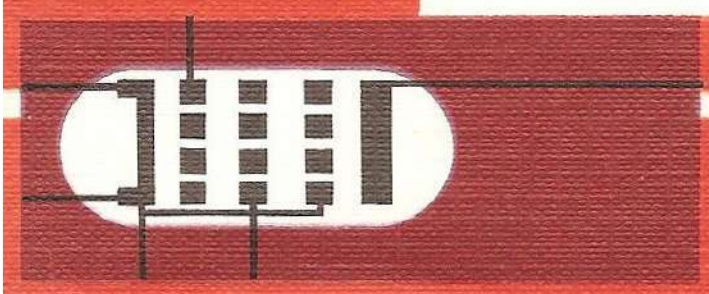
9, rue Jacob, PARIS (6e) C.C.P. Paris 1164-34



La technique de la télévision a certes beaucoup de points communs avec celle de la radio, mais elle n'admet la médiocrité ni dans ses montages, ni dans l'esprit de ceux qui les réalisent.

Et comme on ne peut prétendre devenir un bon technicien de télévision sans la connaissance précise de toutes les notions fondamentales, ce sont ces bases que l'auteur s'est efforcé de bien faire comprendre en liant constamment la théorie et la pratique.

Participant à la direction technique d'une des principales entreprises françaises productrices de téléviseurs, M. Varlin connaît les obstacles que le technicien rencontre dans son labeur quotidien et sait comment les surmonter. C'est pourquoi il peut mieux expliquer toutes les questions se rapportant à la réception de la télévision en V. H. F. comme en U. H. F., avec les tubes comme avec les transistors.

Son argumentation fait le moins possible appel aux mathématiques (et seulement lorsqu'elles sont indispensables), met en évidence les phénomènes physiques mis en jeu, et montre comment, dans la pratique, tous les problèmes sont résolus.

Survenant à un moment où la technique de la télévision est stabilisée, ce livre très complet constitue donc le meilleur moyen, pour un bon " radio ", de devenir un excellent technicien des images.