PHILIPS
Service

Dépt SERVICE Central
20, Avenue HENRI-BARBUSSE
BOBIGNY (Seine)

RUBRIQUE :
Récepteurs STANDARD
CLASSEUR 3

PRÉSENTATION TECHNIQUE DU TÉLÉVISEUR TF 2326 B

PHILIPS " Éclairage - Radio - Ménager "
SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 100 MILLIONS DE FRANCS
SIÈGE SOCIAL : 50, AVENUE MONTAIGNE — **PARIS (8e)**
R. C. SEINE 62 B 5173

N° de code : PT 506/1

PRÉSENTATION TECHNIQUE

DU TÉLÉVISEUR 110°

TF 2326 B

SOMMAIRE

— Bloc schématique du récepteur..... 2

— Description sommaire des circuits..... 3

— Les sélecteurs..... 4

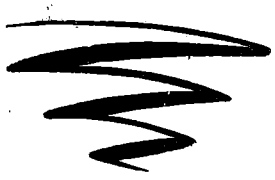
— Les circuits de correction vidéo..... 8

— Le contrôle automatique de sensibilité..... 9

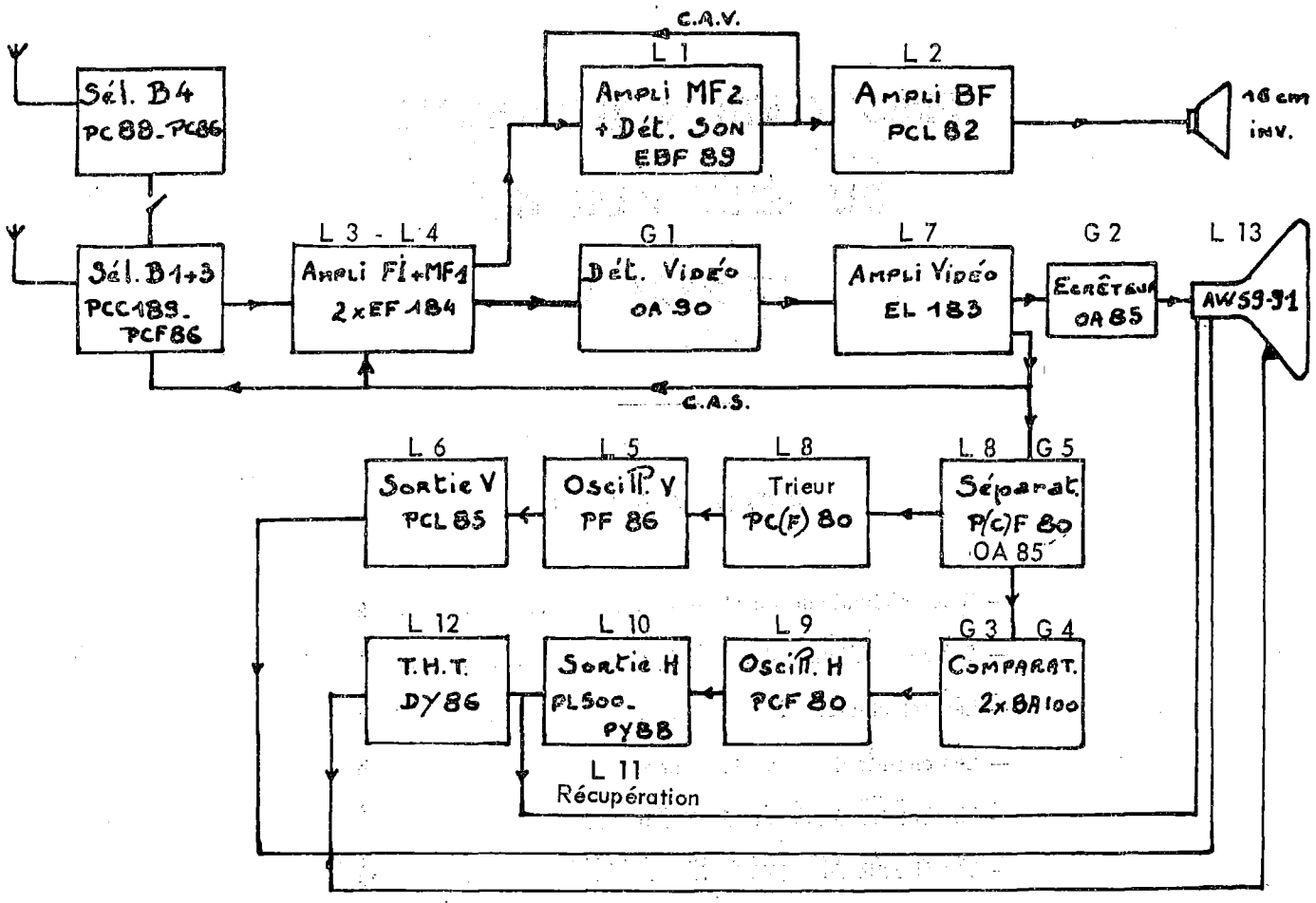
— Les circuits de régulation..... 10

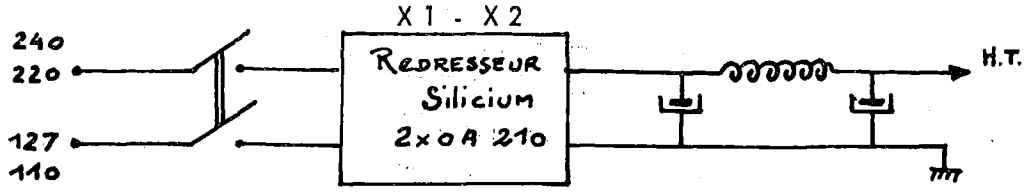
— Synchronisation du balayage horizontal - Comparateur de phase..... 11

— Le Générateur de balayage vertical - Transitron intégrateur..... 16



BLOC SCHÉMATIQUE DU RÉCEPTEUR





DESCRIPTION SOMMAIRE DES CIRCUITS

Sélecteur de canaux B 1 + B 3

Est équipé de douze barrettes imprimées permettant de recevoir les canaux français et Luxembourg. Il comprend deux tubes :

Amplificateur HF : PCC 189.

Oscillateur et changeur de fréquence : PCF 86.

Sélecteur de canaux B 4

Le passage d'un sélecteur à l'autre se fait par un commutateur. Celui-ci permet, lorsqu'on se place en réception bande 4, d'utiliser la penthode de la PCF 86 (du sélecteur B 3) comme premier amplificateur F.I.

Le sélecteur B 4 est équipé de deux tubes :

Amplificateur HF : PC 88.

Oscillateur et changeur de fréquence : PC 86.

Amplificateur F.I. Vision

Avec deux tubes EF 184 (L 3 et L 4), dont le gain est commandé automatiquement par le CAS (en bande 4, le CAS est appliqué aussi sur la penthode de la PCF 86). Le gain peut aussi être commandé manuellement, par le potentiomètre de contraste (R 95 dans le circuit cathodique de L 4).

Détecteur Vision

Par une diode au germanium OA 90 (G 1)

Amplificateur Vidéo

Par une EL 183 (L 7) équipée de deux souligneurs de contour, tous deux à action continue :

— souligneur d'anode,

— souligneur de cathode.

Ecrêteur de parasites vision

A constante de temps commutable à une diode au germanium OA 85 (G 2).

Circuits de synchronisation

La séparatrice (penthode de la PCF 80, L 8 a) qui synchronise la base de temps horizontale, est suivie de la discriminatrice (triode de la PCF 80, L 8 b) qui synchronise le balayage vertical.

La séparatrice est équipée d'une diode au germanium OA 85 (G 5) qui permet d'aligner les tops de synchronisation sur le potentiel zéro. La synchronisation horizontale, peut commander le multivibrateur lignes, soit directement, soit par un comparateur de phase, équipé de deux diodes au silicium BA 100 (G 3 et G 4).

Générateur de balayage

Le relaxateur horizontal est un multivibrateur à couplage cathodique, constitué par une PCF 80 (L 9 a et L 9 b). Le circuit de sortie du balayage horizontal est constitué d'un tube penthode PL 500 (L 10) et d'une diode à vide PY 88 (L 11), qui alimentent le transformateur de lignes.

Le générateur de balayage vertical, est un transitron intégrateur, équipé d'une penthode PF 86 (L 5), suivi d'un préamplificateur et amplificateur (triode et penthode d'une PCL 85, L 6 a et L 6 b).

Très haute tension

Obtenue à partir du transformateur de lignes, au moyen d'une diode à vide DY 86 (L 12).

Contrôle automatique de sensibilité (C.A.S.)

La tension moyenne continue est obtenue à partir de la grille de la séparatrice et commande le gain des étages :

1° HF et F.I. en réception bandes 1 et 3,

2° F.I. en réception bande 4.

Amplificateur MF son

Possède deux étages en bandes 1 et 3 :
un étage commun avec la vision (EF 184 - L 3) et la penthode du tube EBF 89 (L 1 a).

Possède trois étages en bande 4 :
deux étages communs avec vision, la penthode de la PCF 86 (dans le sélecteur B 1 + 3) et la penthode EF 184 (L 3) ; et un troisième étage, la penthode de EBF 89 (L 10).

Détection son

Assurée par une diode du tube EBF 89 (L 1 b).

Amplificateur audio-fréquences

A un tube triode-penthode PCL 82 (L 2 a et L 2 b).

Contrôle automatique de volume (V.C.A.)

Une partie de la tension détectée, commande le gain de l'amplificateur F.I. son, EBF 89 (L 1 a).

Alimentation

Le chauffage des filaments est réalisé en alternatif à partir de la tension du secteur, tandis que les différentes hautes tensions continues nécessaires, sont obtenues en redressant cette tension secteur, par deux diodes au silicium OA 210 (X 1 et X 2).

LES SÉLECTEURS

SÉLECTEUR BANDES 1 et 3

Principe du sélecteur

Le sélecteur de canaux, comprend d'une part l'étage d'entrée, d'autre part l'oscillateur local et le changeur de fréquence.

Le choix du canal désiré s'effectue d'une manière discontinue, par la commutation d'éléments préréglés, situés sur des plaquettes imprimées. Cela permet une meilleure précision, qu'il suffit de parfaire au moyen d'un vernier destiné à compenser le vieillissement des éléments et la légère dérive possible de l'oscillateur.

Ces éléments commutés sont toujours des inductances, ainsi que nous le verrons par la suite.

Ce dispositif permet d'obtenir douze canaux différents.

Nous nous limiterons, dans ce qui suit, à une explication simplifiée des montages, destinée uniquement à montrer ce qui se passe entre l'antenne et le premier amplificateur F.I.

Etage d'entrée

Sa présence se justifie par le fait que l'étage changeur de fréquence a une faible pente de conversion et apporte beaucoup de souffle ; or le souffle est très gênant en télévision.

On dispose donc à l'entrée, un étage qui amplifie le signal et ne provoque qu'un minimum de souffle. On obtient cela par le montage cascode, comprenant deux triodes. Le gros avantage de la triode sur la penthode en HF, est de provoquer un souffle nettement moins important mais au détriment du gain. Toutefois on perd moins en gain que l'on ne gagne en souffle.

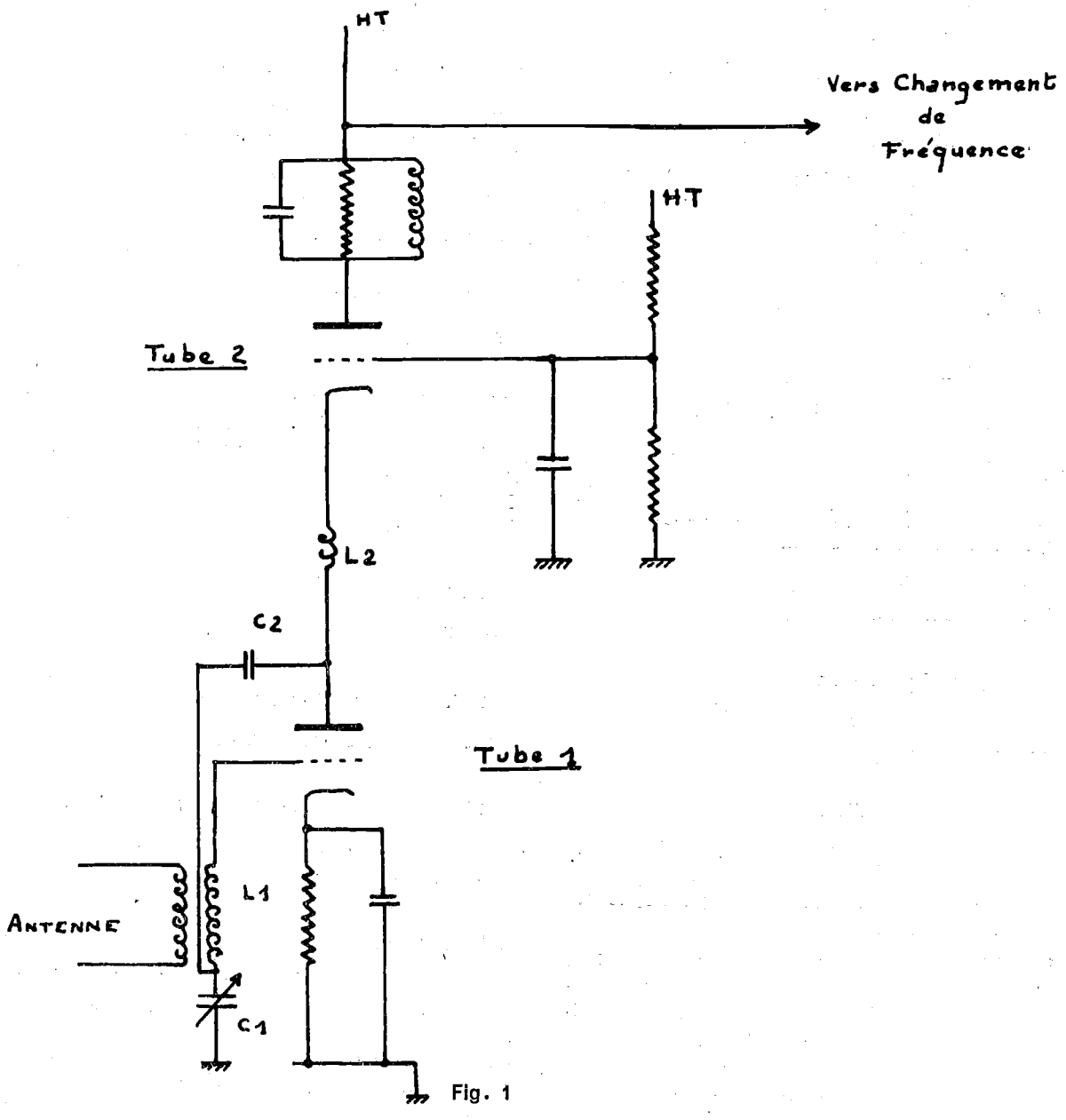


Fig. 1

LES SÉLECTEURS

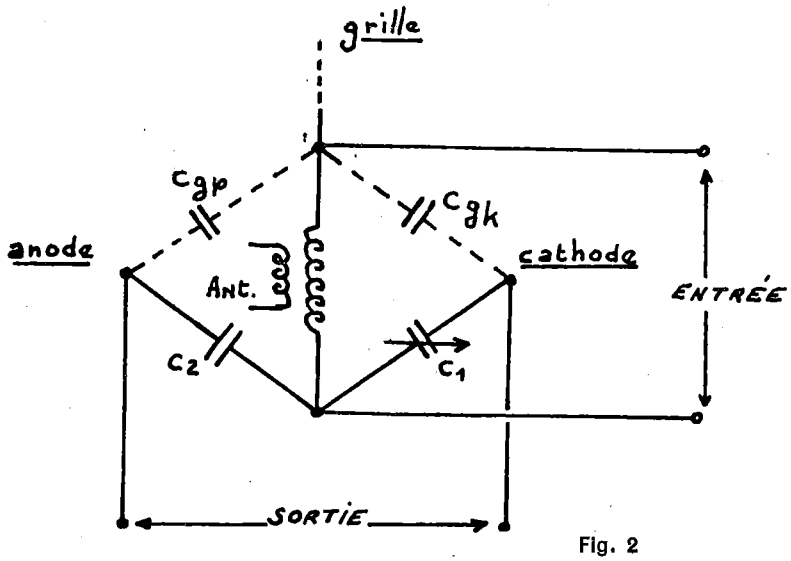


Fig. 2

Le montage schématisé est représenté sur la figure 1.

Le signal est prélevé sur l'antenne, au moyen de deux circuits couplés, et appliqué à la grille de la première triode.

Ce premier tube n'amplifie pratiquement pas, mais diminue l'amortissement du circuit d'entrée qui affaiblirait considérablement l'amplification du second tube.

Ce premier tube est placé directement dans le circuit de cathode du second tube, et le signal amplifié est recueilli aux bornes de l'impédance de charge, inséré dans le circuit d'anode.

Les condensateurs C_1 et C_2 constituent un circuit de neutrodynage, dont le fonctionnement est évident en faisant intervenir les capacités parasites entre grille-plaque, et grille cathode. La figure 2 montre ce que l'on obtient. Le pont étant équilibré (grâce à C_1), le circuit placé dans l'une des diagonales est indépendant des variations éventuelles se produisant dans l'autre diagonale.

Or ici l'une des diagonales constitue le circuit d'entrée, tandis que l'autre représente le circuit de sortie.

Le circuit d'entrée est ainsi indépendant des variations de tension qui existent entre anode et cathode. Par ailleurs, ce montage permet d'éviter le rayonnement par l'antenne des tensions d'oscillations locales qui pourraient parvenir au circuit d'entrée par couplage parasite de l'oscillateur local avec le cascode. Cet étage d'entrée est équipé d'un tube double PCC 189 ; remarquons encore que la tension de C A S est appliquée, sur la grille de la première triode HF, et commande ainsi le gain de l'étage.

Etage changeur de fréquences

Est constitué par un tube double PCF 86, dont la partie triode constitue l'oscillateur local, tandis que le changement de fréquence est assuré par la penthode.

L'oscillateur local est du genre Colpitts.

Le signal HF, issu du cascode est appliqué à la grille de la penthode changeuse à travers un filtre de bande.

On lui superpose l'oscillation locale, par couplage magnétique entre les enroulements L 2 et L 3, et également par les capacités parasites inter-électrodes.

Sur l'anode de la changeuse on obtient le signal à la fréquence intermédiaire, que l'on envoie sur le premier amplificateur F.I.

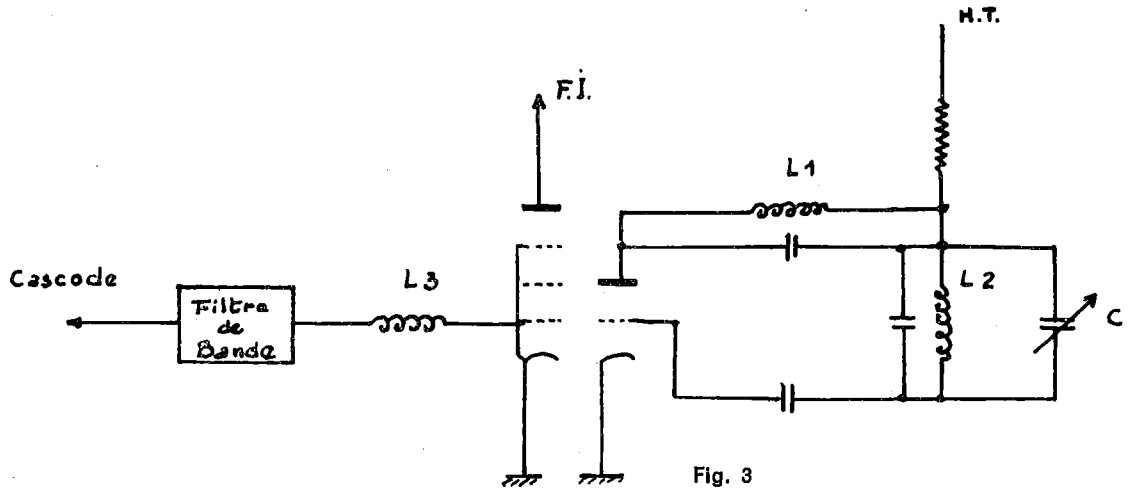


Fig. 3

LES SÉLECTEURS

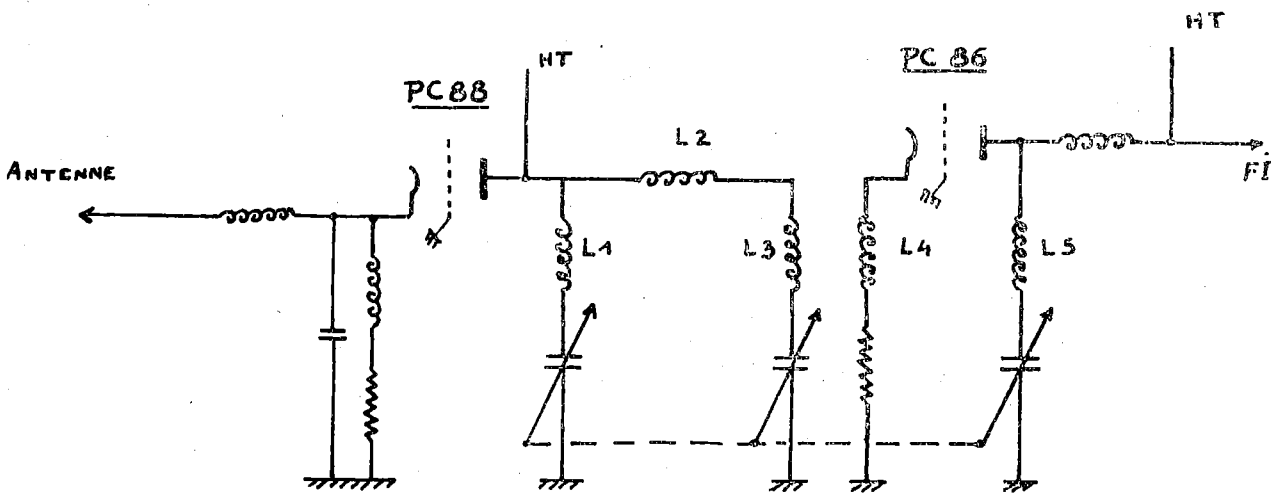


Fig. 4

Les éléments, que l'on commute, en passant d'un canal à un autre, sont deux enroulements du circuit d'entrée, deux enroulements du filtre de bande, et l'enroulement L 2 de l'oscillateur. Un condensateur C, en parallèle avec L 2 (voir fig. 3) permet de parfaire le réglage de cet oscillateur.

Faisons remarquer, par ailleurs, que l'utilisation d'un tube PCF 86 améliore le gain du sélecteur (par rapport à celui équipé d'un PCF 80). De cette façon, on obtient en fin de compte la même sensibilité pour le récepteur, avec un étage F.I. en moins.

SÉLECTEUR BANDES 4 ET 5

Ce sélecteur dont le schéma est apparemment plus simple que celui du sélecteur B 3, est cependant d'un fonctionnement plus délicat du fait de l'importance que prennent à ces fréquences les capacités parasites et les selfs de fuite.

Nous nous contenterons donc des principes généraux de son fonctionnement, en nous reportant au schéma simplifié (fig. 4).

L'étage amplificateur HF est constitué par une triode PC 88, montée avec grille à la masse (ce qui permet de diminuer la capacité parasite anode-cathode, et d'éviter le rayonnement de l'oscillation locale par l'antenne).

L'étage oscillateur et changeur de fréquence, est lui aussi constitué par une triode (PC 86) avec grille à la masse. Cette triode fournit, d'une part l'oscillation locale (la réaction étant obtenue par couplage parasite entre les enroulements L 4 et L 5), d'autre part effectue le changement de fréquences (les oscillations HF et locale sont appliquées par couplage magnétique, et également par couplage capacitif parasite, entre L 3, L 4 et L 5).

La recherche de la station à recevoir s'effectue au moyen d'un condensateur triple, l'un agissant sur

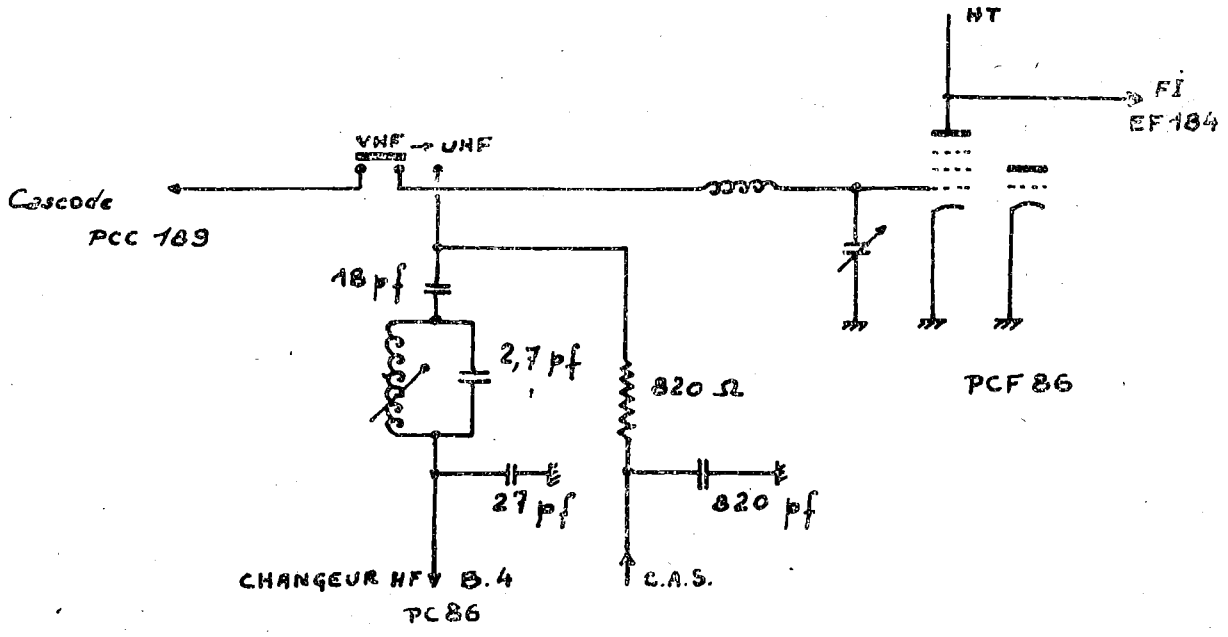


Fig. 5

LES SÉLECTEURS

l'accord du circuit HF, le second sur l'accord du filtre de bande et le troisième sur l'oscillateur.

Un commutateur permet de passer de la bande 3 à la bande 4. Lorsque l'on se place sur la bande 4, le sélecteur bande 3 n'est pas entièrement hors service, car on utilise la partie penthode du tube PCF 86, comme amplificateur F.I., c'est-à-dire que le signal obtenu après changement de fréquence est envoyé sur la grille de la penthode de la PCF 86, qui l'amplifie avant de l'appliquer à la première EF 184.

La commutation s'effectue comme indiqué sur la figure 5.

Le circuit de liaison entre le changement de fréquence et le premier étage F.I. est accordé sur 32,7 MHz puisque c'est la fréquence de la porteuse vision bande 4 (différente de la bande 3 accordée sur 28,05 MHz). Les étages F.I. suivants ne subissent aucune modification, ce qui fait que l'on obtient finalement une courbe de réponse F.I. différente, de celle obtenue en bande 3.

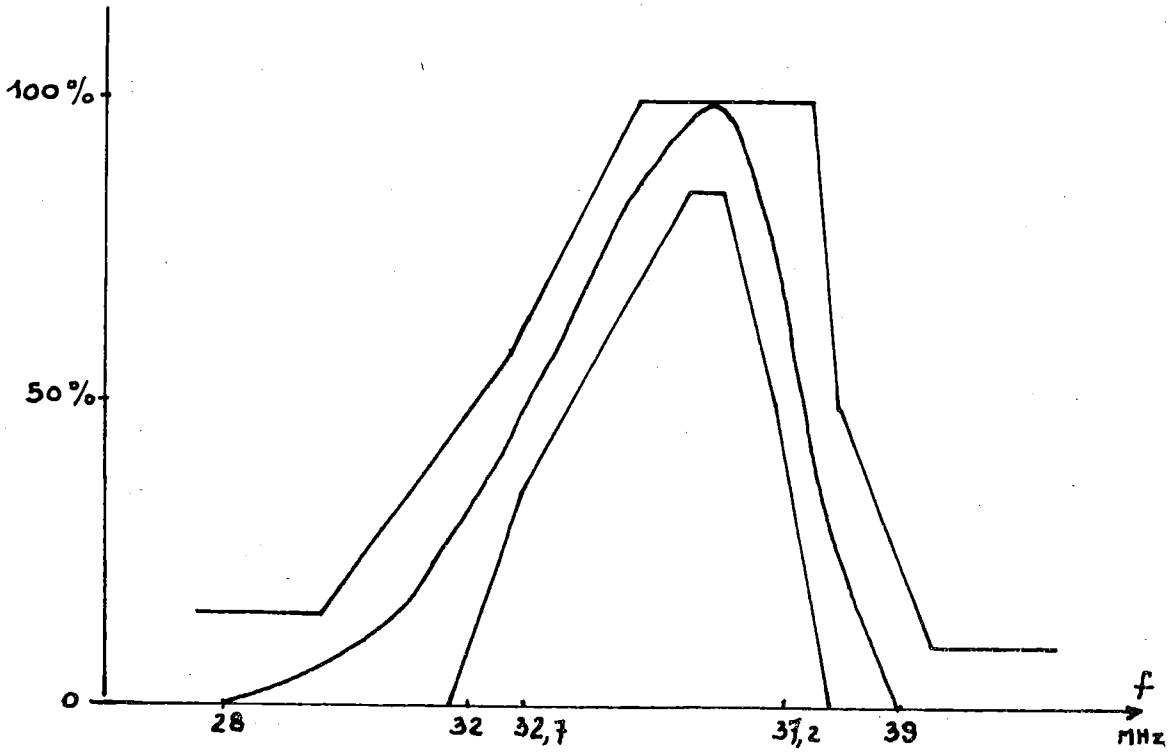
Cette courbe est représentée ci-joint. On remarque, en particulier qu'elle ne présente pas de palier horizontal comme la courbe F.I. bande 3 (fig. 6).

Le schéma de la figure 5 montre aussi que la tension de C A S est appliquée sur le premier étage F.I. bande 4, mais non sur l'étage HF.

Alimentation des deux sélecteurs

Chaque sélecteur possède son antenne propre. Un commutateur permet de mettre l'un ou l'autre sélecteur en service. Toutefois, les filaments des deux sélecteurs sont alimentés en permanence, de manière à éviter l'attente du chauffage lorsqu'on désire passer d'une bande à l'autre.

En outre, lorsque l'on place le commutateur sur la bande 4, il doit permettre d'appliquer la haute tension sur les tubes de ce sélecteur, mais aussi de maintenir la haute tension sur la penthode de la PCF 86 (et qui appartient au sélecteur bande 3).



Courbe de Réponse FI BANDE 4.

Fig. 6

CIRCUITS DE CORRECTION VIDÉO

Souligneur d'anode

L'effet de dépassement est obtenu par augmentation de la self du bobinage S 39, insérée dans le circuit d'anode de l'étage vidéo (fig. 7). Ceci a pour conséquence de défavoriser les fréquences élevées, donc d'augmenter le temps de passage d'un noir à un blanc.

La variation de l'inductance est obtenue en faisant varier l'amortissement d'une seconde bobine S 40, fortement couplée à la première. Ainsi lorsque la résistance augmente l'amortissement diminue, et la self de S 39 augmente, en provoquant du même coup un bordé blanc ; donc un effet de relief plus marqué.

Ce délinéator n'apporte aucune diminution du gain de l'étage.

Souligneur de cathode

Ce dispositif qui, contrairement au précédent, provoque une légère perte de gain (1,7 dB), est basé sur la variation de la constante de temps de contre réaction de cathode, permettant de doser l'effet de dépassement après le passage brusque des noirs aux blancs.

Le spectre de reproduction est ainsi modifié par exagération des fréquences élevées par rapport aux fréquences basses.

Analysons le fonctionnement du dispositif figuré sur le schéma de principe (fig. 8).

La figure 8 représente le montage réalisé et la figure 9 le même schéma représenté différemment.

Lorsque l'interrupteur J est ouvert, le curseur K se trouve au point A ; le ferroxcube n'intervient pas puisqu'il est court-circuité. Seul le circuit RC de contre-réaction est en service.

Lorsque l'interrupteur J se ferme, K se déplace légèrement vers le point B. A ce moment, R III, C 77 sont hors service ainsi que FxC 5.

Par la suite, lorsque K se déplace vers C, la résistance de R 112 augmente, l'amortissement diminue, donc la self-induction augmente (car FxC 5 est équivalent à une self) et agit de la même façon que pour le souligneur d'anode.

Ce montage est d'ailleurs, du point de vue théorique, équivalent à celui représenté sur la figure 10, où la résistance du circuit cathodique serait variable, et permettrait de modifier la constante de temps de contre-réaction cathodique.

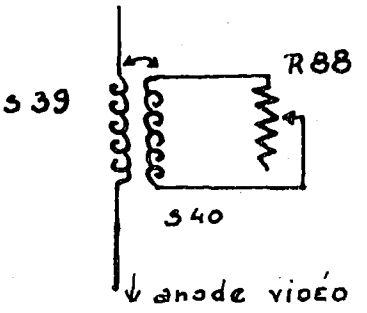


Fig. 7

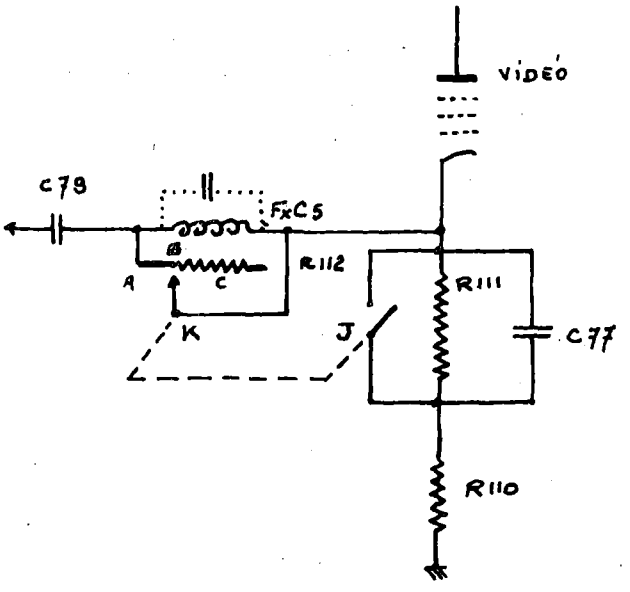


Fig. 8

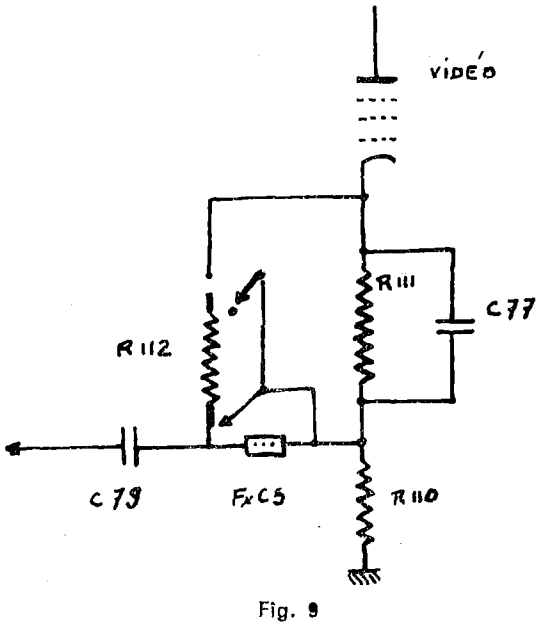


Fig. 9

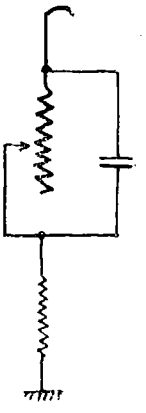


Fig. 10

COMMANDE AUTOMATIQUE DE SENSIBILITÉ

Le but à atteindre est de faire varier, automatiquement, le gain des étages F.I. (et aussi HF en réception bandes 1 et 3) en fonction du signal d'entrée, de manière à ce que le gain diminue si le signal reçu augmente.

Il suffit pour cela, de disposer d'une tension proportionnelle au signal, et de l'utiliser à polariser plus ou moins les grilles de commande des étages F.I. (et HF en bandes 1 et 3).

Pratiquement, ceci est obtenu de la manière suivante : le signal (ou du moins une tension amplifiée, qui lui est proportionnelle) est prélevé à la grille de la séparatrice. La cathode de cette dernière étant à la masse, la grille jouera le rôle d'anode de la diode cathode-grille. Cette diode constituera un court-circuit pour la partie positive du signal (en effet le signal est transmis sans sa composante continue, du fait de la présence du condensateur C 85 ; le signal s'établit donc autour de la valeur moyenne zéro).

L'alternance positive étant donc supprimée, il ne restera que la partie négative qui admettra une valeur moyenne, elle-même négative, et ne l'oublions pas, proportionnelle au signal reçu à l'entrée du récepteur. C'est donc cette tension qui servira à polariser les tubes F.I. (et HF en bandes 1 et 3), donc à diminuer plus ou moins le gain.

La tension de C A S est minimum, lorsque le signal est le plus faible.

Quant à la diode L 1 c (du tube EBF 89), son rôle est d'éviter qu'en cas de signal faible, la tension de C A S ne puisse devenir positive.

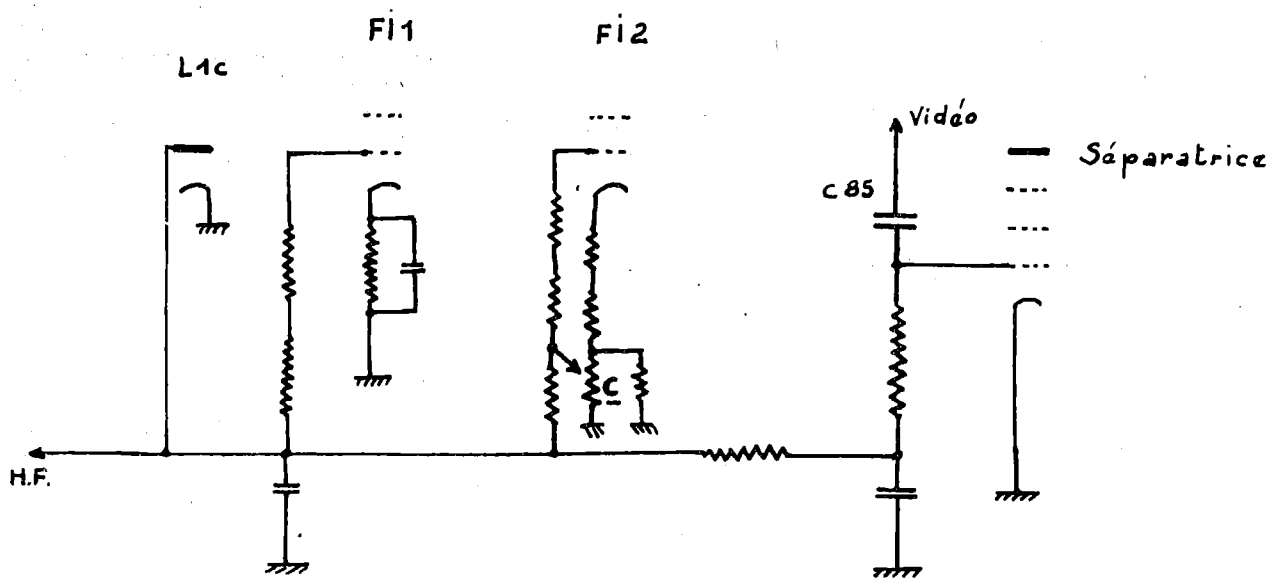


Fig. 11

CIRCUIT DE RÉGULATION

Les seules stabilisations sont obtenues au moyen de résistances spéciales, des V.D.R. (Voltage Depending Resistor) dont la résistance décroît lorsque la tension appliquée augmente.

Ce récepteur comporte les stabilisations suivantes :

— stabilisation des dimensions de l'image (R 147 et R 39),

— stabilisation de luminosité (par R 163).

1 - Stabilisation de luminosité

Le circuit d'extinction et de luminosité est alimenté à sa base par une tension négative dépendante du balayage horizontal. Cette tension est stabilisée par la résistance V. D. R., R 163. Le réglage de la luminance est ainsi rendu pratiquement indépendant des variations de la tension du secteur.

2 - Stabilisation des dimensions de l'image

Le but de ce système est de maintenir les amplitudes de balayage horizontal et vertical constantes en fonction des fluctuations de la tension secteur et du vieillissement des éléments.

L'efficacité de ce système est telle, que pour des variations de secteur de ± 10 % les variations d'amplitude sont limitées à ± 1 %.

Remarquons en outre, que le fait de maintenir constante l'amplitude de balayage stabilise également la T.H.T. ainsi que le chauffage de la diode T.H.T. (DY 86).

Principe

Le principe de la stabilisation consiste à maintenir constant le courant de déflexion par application d'une contre-réaction efficace à l'étage de sortie lignes.

Le contrôle automatique du courant ou de la tension de déflexion est obtenu en appliquant sur la grille de la PL 500 (L 10) une tension variable en fonction de celle existant aux bornes du déflecteur (fig. 12). Ainsi lorsque la tension de crête sur le déflecteur augmente, la polarisation de la grille de commande augmente également, ce qui a pour conséquence de maintenir constant le courant dans le déflecteur.

La tension négative de régulation est obtenue au moyen d'une résistance V.D.R.

Le potentiomètre R 160 permet l'ajustage de la polarisation.

Le choix de la tension récupérée comme alimentation du pont constitué par les résistances R 159, R 160 et R 161, réduit l'influence des variations de la tension secteur. Celles-ci ne sont ainsi ajoutées qu'en valeur absolue à la tension de récupération qui est maintenue constante par la stabilisation. Cette tension récupérée étant de l'ordre de trois fois la tension d'alimentation, les variations relatives sont donc notablement diminuées. L'alimentation du circuit de balayage vertical se faisant à partir de la tension récupérée, l'amplitude verticale se trouve également stabilisée. Une résistance V.D.R., R 39, parfait encore l'efficacité de cette régulation.

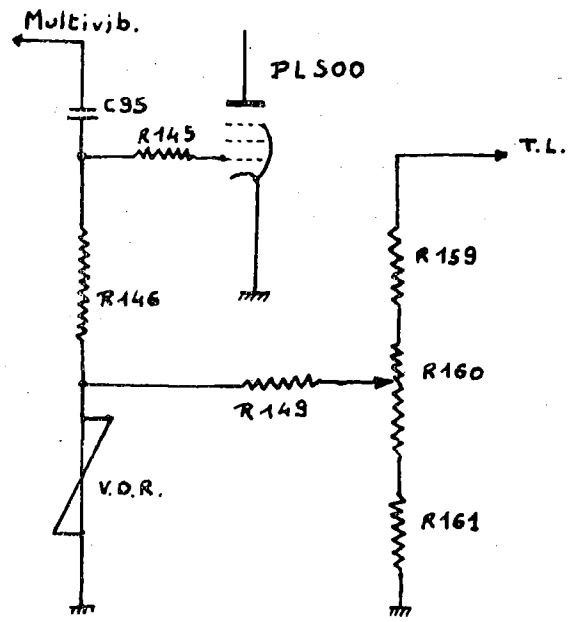


Fig. 12

SYNCHRONISATION DU BALAYAGE HORIZONTAL

La synchronisation peut s'effectuer à partir des signaux obtenus après la séparatrice de deux manières différentes, la méthode choisie pouvant être sélectionnée au moyen d'un commutateur « local-distance ».

Lorsqu'on se trouve en position « local », la synchronisation est directe, et commande le basculement du multivibrateur. Le principe de cette synchronisation est classique et ne sera pas expliqué ici.

La seconde position, « distance », s'avère très utile lorsque la réception s'effectue dans des conditions difficiles, principalement en présence de parasites qui viennent perturber les signaux de synchronisation et ne permettent pas d'obtenir pour l'impulsion un front raide (condition ayant une grande influence sur l'instant de basculement du relaxateur). Il peut même arriver que ces parasites soient suffisamment importants pour provoquer un déclenchement intempestif de multivibrateur. On remédie à cela en utilisant un « comparateur de phase ».

Principe du comparateur de phase

Au lieu de provoquer le basculement du multivibrateur, on corrige continuellement sa fréquence d'oscillation. La fréquence libre du multivibrateur est choisie égale à la fréquence horizontale que l'on désire obtenir pour le balayage. Par ailleurs on compare à tout instant, aux signaux de synchronisation, une tension proportionnelle à la fréquence du multivibrateur, de manière à recueillir une tension résultante, que l'on utilisera à polariser le multivibrateur.

Si la fréquence du multivibrateur est égale à la fréquence des signaux de synchronisation, la tension recueillie à la sortie du comparateur maintiendra la fréquence du relaxateur. Mais si cette fréquence est différente, la tension recueillie sera, elle aussi, différente, et en modifiant la polarisation du multivibrateur, corrigera sa fréquence d'oscillation de manière à la ramener à la valeur correcte.

Fonctionnement du comparateur de phase

Rappelons d'abord que lorsque la polarisation grille du premier tube d'un multivibrateur augmente (c'est-à-dire lorsque la tension appliquée devient plus négative) la fréquence de relaxation augmente et, inversement, lorsque la polarisation diminue, la fréquence en fait autant.

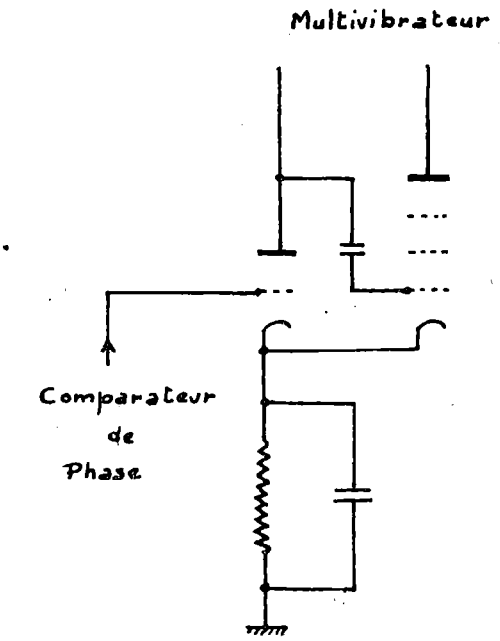


Fig. 13

Remarquons également que le multivibrateur possédant en outre une polarisation automatique (fig. 13) la tension résultante du comparateur peut être positive sans que la grille le devienne.

Nous avons représenté sur la figure 14, le schéma du comparateur de phase, dans lequel nous avons représenté symboliquement le générateur de signaux de synchronisation et celui qui délivre la tension proportionnelle à la fréquence du multivibrateur. Cette dernière est prélevée sur le transformateur de lignes (enroulement S 50).

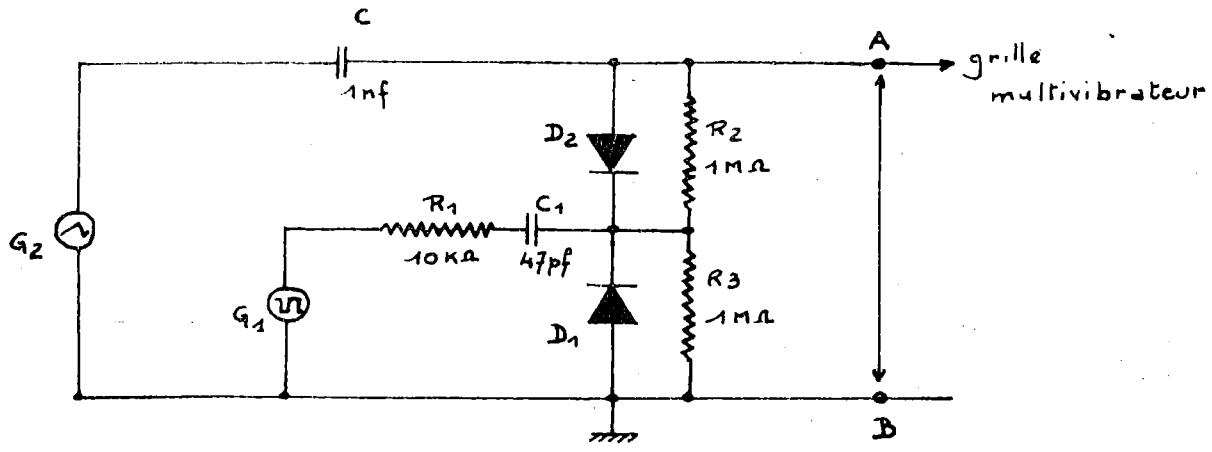


Fig. 14

SYNCHRONISATION DU BALAYAGE HORIZONTAL

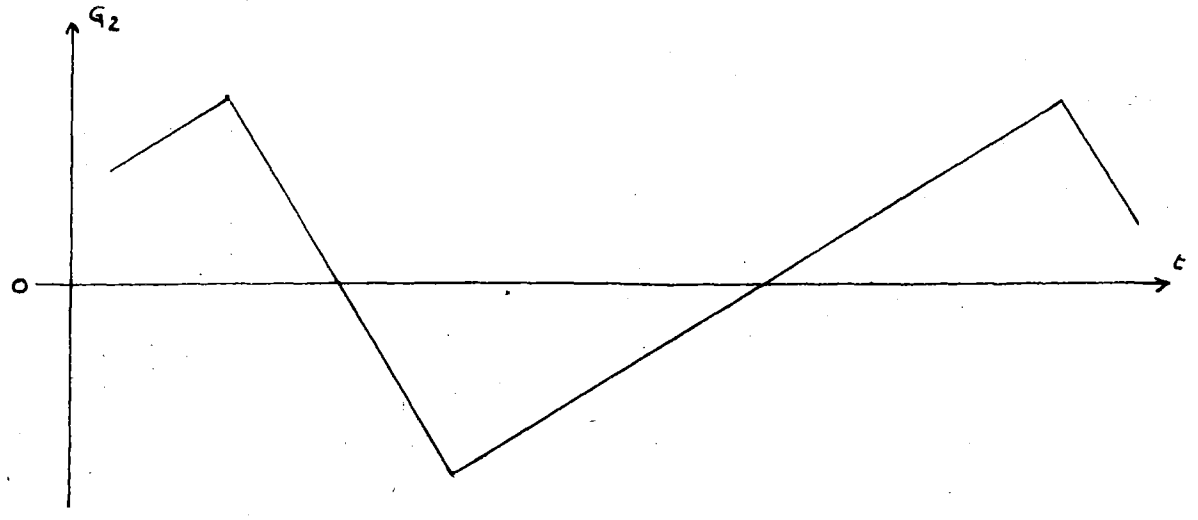


Fig. 15

Les tensions délivrées par ces deux générateurs, sont représentées sur les figures 15 et 16: admettons d'abord qu'il n'y ait pas de signaux de synchronisation, dans ce cas nous recueillons une tension nulle entre les points A et B. Reste à savoir ce qui se passe en présence des signaux de synchronisation. La plage d'action du comparateur est nécessairement restreinte, et se limite à une partie de segment MN (fig. 17), commençant au point M.

Supposons donc que le signal de synchronisation se produise au point P de la dent de scie. Considérons en premier lieu, l'influence de la tension en dent de scie sur la tension recueillie à la sortie du comparateur (c'est-à-dire que nous n'envisageons pas les tensions pouvant être produites par le signal de synchronisation).

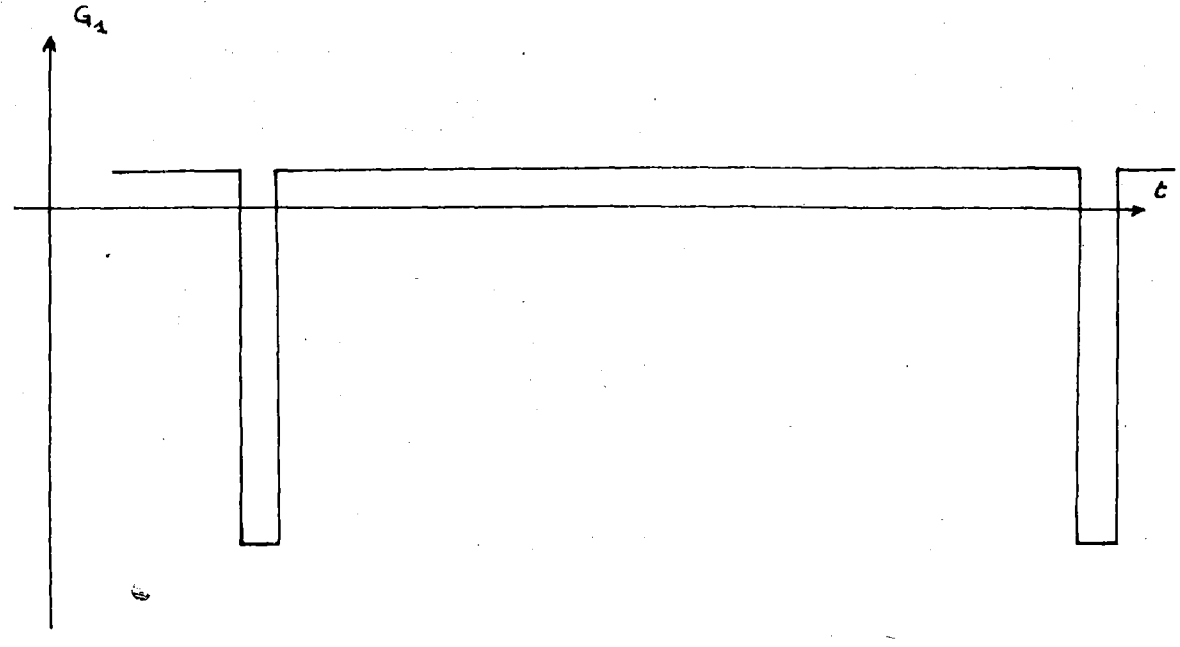


Fig. 16

SYNCHRONISATION DU BALAYAGE HORIZONTAL

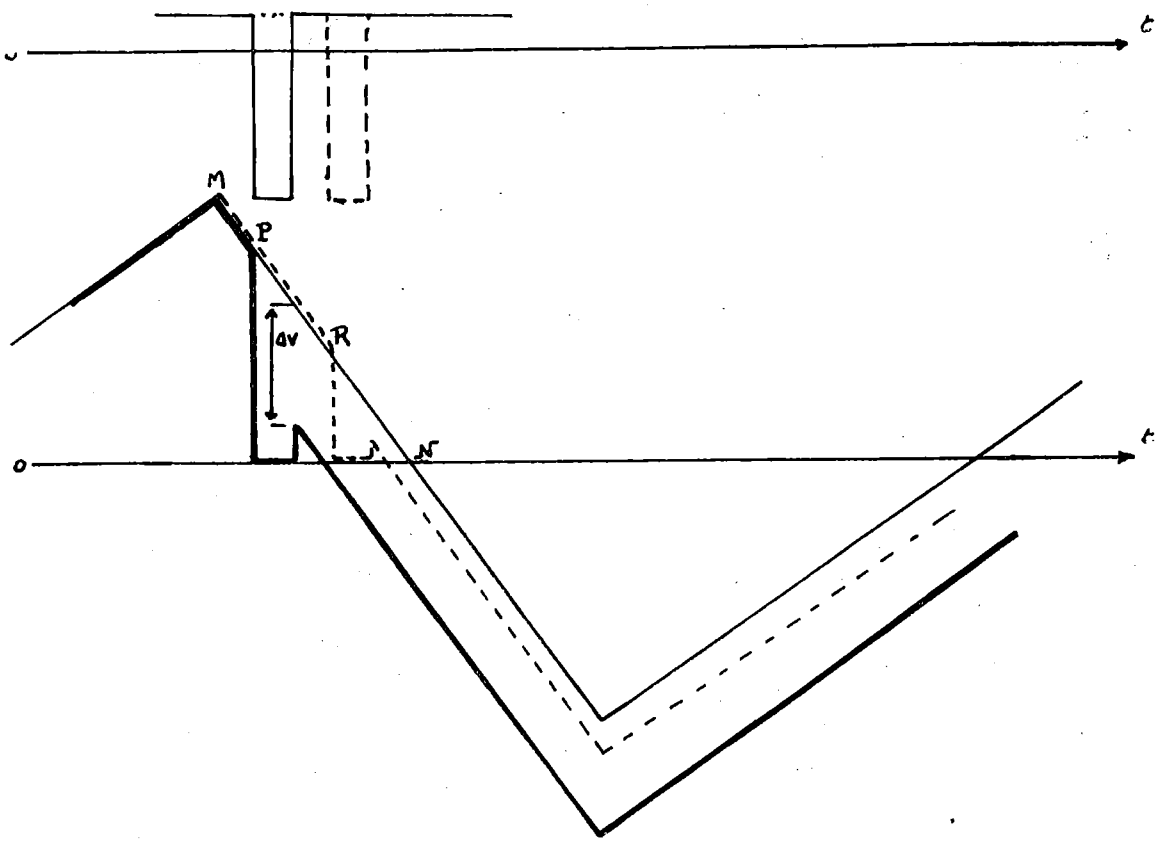


Fig. 17

Avant le signal de synchronisation, la diode D 1 n'est pas conductrice et nous avons le schéma équivalent suivant (fig. 18).

La diode D 1 est équivalente à un interrupteur ouvert. En outre, la source G 2 est chargée par une impédance très grande. En effet, la diode D 2 étant conductrice, on a le circuit ci-dessous, qui équivaut finalement à avoir un circuit ouvert en raison de la résistance de 1 MΩ. Nous recueillons donc la tension du générateur aux bornes AB.

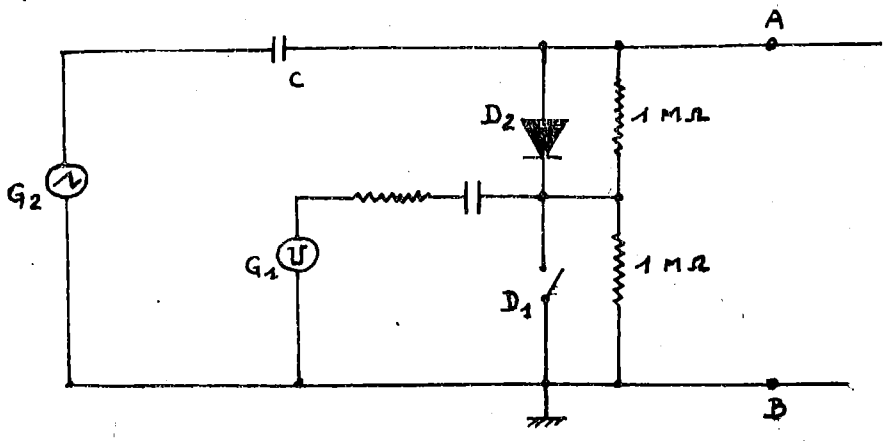


Fig. 18

SYNCHRONISATION DU BALAYAGE HORIZONTAL

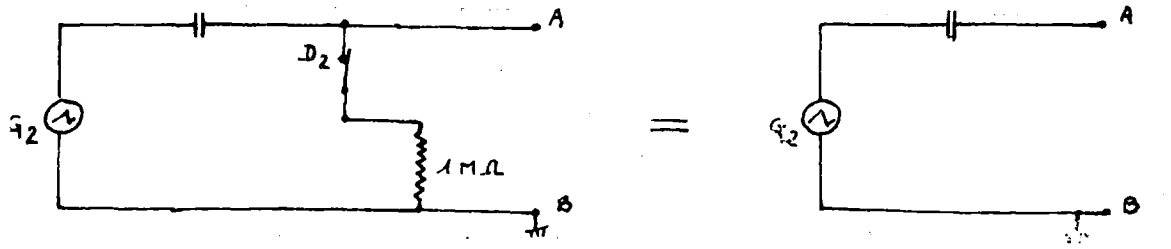


Fig. 19

Lorsque le top synchronisation se produit, la diode D 1 devient conductrice et équivaut à un court-circuit. La diode D 2 étant elle aussi conductrice, un courant peut circuler à travers le condensateur C et les diodes D 1 et D 2. Le potentiel du point A est donc celui de la masse, si l'on néglige les résistances internes des diodes. Par ailleurs, le condensateur C va se charger à une valeur ΔV qui aura le sens indiqué sur le dessin ci-contre. Lorsqu'à présent, le signal de synchronisation cesse, le circuit est à nouveau ouvert, mais le condensateur C s'étant chargé à un potentiel ΔV, cette tension va se déduire du potentiel de la dent de scie. Le potentiel du point A va donc suivre celui de la dent de scie, mais avec la tension ΔV en moins. Ceci revient donc à déplacer la dent de scie vers le bas.

La valeur moyenne de la tension au point A, devient donc négative en présence des signaux de synchronisation (voir fig. 17).

Un raisonnement analogue, fait en supposant que le signal de synchronisation se produit au moment où la dent de scie se trouve en R, montre que la tension moyenne négative recueillie entre A et B est plus faible (voir fig. 17).

En fait, les signaux de synchronisation sont fixes dans le temps, et c'est la dent de scie qui se modifie, suivant la fréquence du relaxateur. Or si la position relative du top de synchronisation par rapport à la dent de scie se déplace de M vers N (fig. 17) cela signifie que la fréquence du multivibrateur augmente. Mais nous venons de voir que dans ces conditions, la tension entre les points A et B, donc aussi la polarisation du multivibrateur, devient de moins en moins négative, par suite, sa fréquence propre diminue en fonction de cette correction.

C'est donc bien ce que nous désirions obtenir.

Il nous faut remarquer encore, que lorsque la diode D 1, n'est plus conductrice (donc en dehors du top de synchronisation), il apparaît aux bornes de cette diode une tension positive égale à la partie positive du signal recueilli à la sortie de la séparatrice. Cette tension s'ajoute donc, algébriquement, à la dent de scie.

Cette tension est dosée par l'impédance du circuit R_1C_1. On conçoit en effet que suivant la valeur choisie pour cette impédance, la tension positive recueillie sera plus ou moins élevée, donc que par suite la tension résultante aux bornes A et B, égale à cette tension moins celle provoquée par la dent de scie, pourra être négative, nulle et même positive.

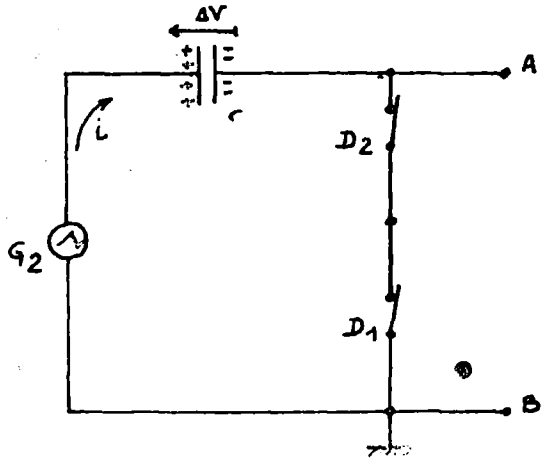


Fig. 20

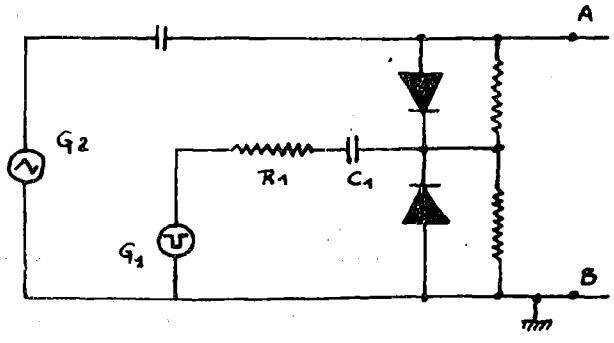


Fig. 21

Conclusion

Il suffit ainsi de choisir les divers éléments du montage, de telle sorte que la tension fournie par le comparateur, lorsque le top de synchronisation arrive au point K, par exemple (fig. 22), polarise le multivibrateur de manière à le faire osciller à la fréquence des tops de synchronisation. Si par contre, le top de synchronisation se produit en L, cela signifie que la fréquence du multivibrateur est trop grande, mais dans ce cas la tension à la sortie du comparateur, donc, la polarisation diminue, ce qui entraînera une diminution de la fréquence d'oscillation. Le contraire se produira si le top de synchronisation tombe au point J.

La synchronisation du multivibrateur se fera donc, comme il a été prévu en corrigeant constamment sa fréquence d'oscillation.

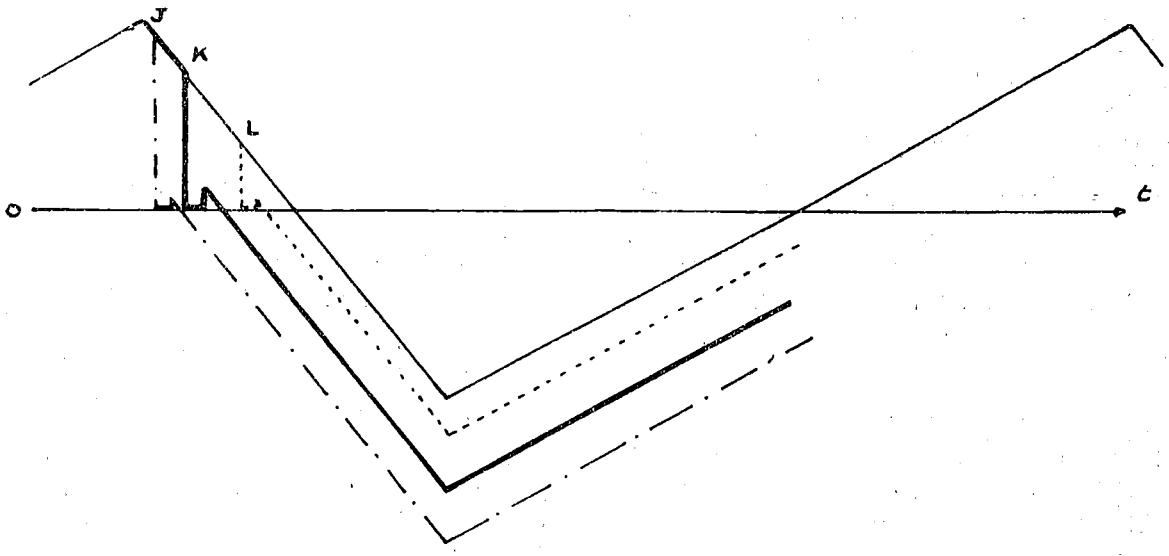


Fig. 22

GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE VERTICAL

Le Transitron Intégrateur

Considérons tout d'abord l'intégrateur de Miller, qui bien que de constitution simple, est d'un fonctionnement complexe. Soit le montage ci-contre, qui est celui de l'intégrateur (fig. 23).

Ce montage a la propriété de fournir, sur l'anode, une dent de scie dont la linéarité est excellente lorsque l'on applique un signal rectangulaire sur la troisième grille.

Examinons donc le fonctionnement de ce montage.

Supposons qu'initialement le potentiel du suppresseur (troisième grille), V_s, soit maintenu à une valeur $-b$ (courbe 1, fig. 24) suffisamment négative pour annuler le courant anodique du tube. Le courant dans la résistance R_1 est alors nul, et le potentiel de l'anode V_a est égal à celui de la haute tension c'est-à-dire $+ E$ (courbe 2).

La grille de la penthode étant réunie à la haute tension par la résistance R_2, le courant de grille maintient son potentiel à zéro volt (courbe 3). De ce fait l'émission cathodique est importante, et comme le suppresseur l'empêche d'arriver jusqu'à l'anode, c'est l'écran qui collecte tous les électrons émis. En raison de la présence de R_3, et de la chute de tension qu'elle produit, le potentiel de l'écran prend la valeur $+ i$, assez faible (courbe 4).

A l'instant t_0, faisons remonter la tension du suppresseur jusqu'à une valeur $-a$, très faiblement négative, ou même légèrement positive. Immédiatement, le courant anodique apparaît et le potentiel d'anode diminue, mais cet état ne dure pas : en effet, la présence du condensateur C, chargé initialement à la tension E, fait que le potentiel de grille suit celui de l'anode ; dès que celui-ci descend à une valeur $E - c$, le potentiel de grille prend la valeur $-c$, valeur suffisamment négative pour ne laisser passer par l'anode que le faible courant qui détermine la chute c dans la résistance R_1.

Donc, juste après ce léger « décrochement » du potentiel d'anode, la situation est la suivante :

1° $Va = E - c$. $Ia = \frac{c}{R_1}$ (très faible).

2° $Vg = -c$; il n'y a pas de courant grille, et le condensateur C est toujours chargé à $+ E$.

3° V_e est passé à la valeur $+ g$, parce que l'anode absorbe maintenant la quasi totalité de l'émission cathodique et que celle-ci est faible, en raison du potentiel négatif de grille.

C'est maintenant que se produit la partie la plus intéressante du phénomène.

Comme il n'y a plus de courant de grille, celui qui traverse R_2 tend à décharger le condensateur C et à faire remonter le potentiel de cette grille. Le courant de l'anode augmente également et sa tension diminue. Or plaque et grille étant réunies par le condensateur C, cette diminution de tension anodique est transmise à la grille.

Autrement dit nous sommes en présence d'une contre-réaction qui améliore la linéarité du signal.

En effet, on conçoit que le potentiel de la plaque descend au fur et à mesure que C se décharge, et cela à un rythme tel que le potentiel de la grille est maintenu à la valeur qui correspond à chaque instant au courant anodique.

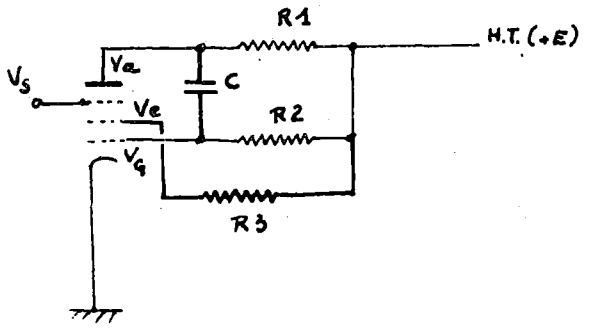


Fig. 23

La variation du potentiel de grille, très faible, s'étend seulement de $-c$ à $-e$.

En fin de compte le courant de décharge de C est presque constant (il varie de $\frac{E + c}{R_2}$ à $\frac{E + e}{R_2}$ et la décharge est pratiquement linéaire, et ce avec une très bonne précision.

A l'instant t_2, l'anode atteint un potentiel $+ d$ presque nul, et la contre-réaction ne joue plus. Le potentiel de grille augmente alors plus rapidement et exponentiellement de $-c$ à zéro, où le courant de grille le nivelle (pendant ce temps le condensateur C se charge à travers R_2).

Par suite l'émission cathodique augmente, et comme le courant anodique ne peut pas varier, c'est l'écran qui absorbe les électrons supplémentaires et, par suite, son potentiel diminue à la valeur $+ h$.

Si au temps t_1, nous rebloquons le suppresseur, le potentiel de plaque remonte exponentiellement (charge du condensateur à travers R_1 et l'espace grille-cathode du tube). La charge étant au début rapide, le condensateur transmet à la grille une légère impulsion positive ; puis le potentiel de cette électrode retombe à zéro, tandis que celui de l'écran, descendu un moment au-dessous de $+ i$, à cause de l'impulsion positive sur la grille, remonte vers $+ i$.

Nous sommes ainsi revenus à notre point de départ.

Pour pouvoir utiliser cet intégrateur de Miller, dans notre circuit de balayage, il nous faut donc deux choses :

— d'une part, fournir un signal rectangulaire au suppresseur,

— d'autre part, rendre le montage auto-oscillant.

Pour cela, il suffit de relier l'écran au suppresseur par un condensateur C_1, et d'ajouter une résistance de fuite R_4 dans le circuit du suppresseur. On obtient ainsi une combinaison du transitron et de l'intégrateur de Miller. (Pour retrouver le montage transitron il suffit de supprimer le condensateur C, la résistance R_2 et de relier la grille de commande à la terre).

GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE VERTICAL

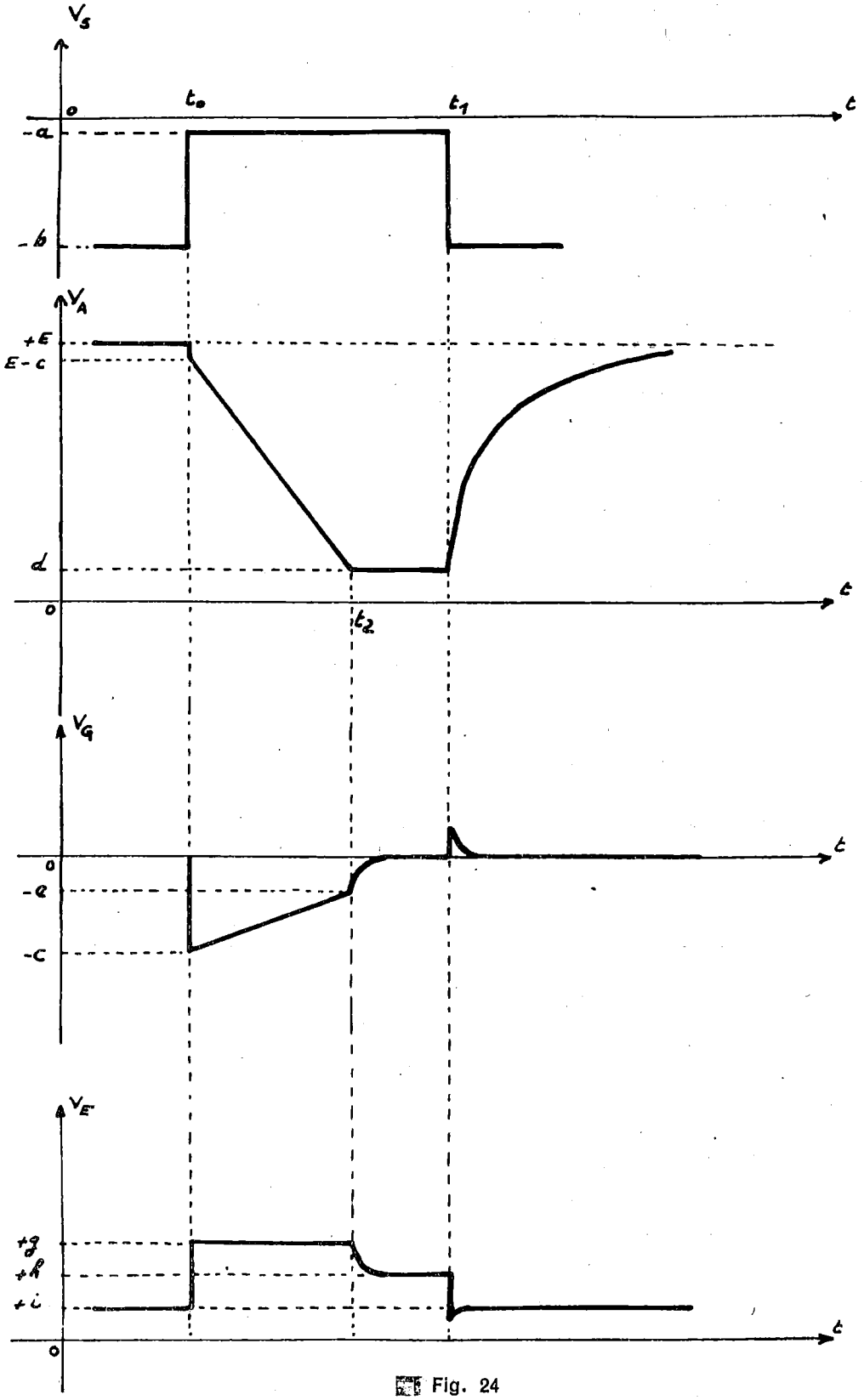


Fig. 24

GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE VERTICAL

Le transitron intégrateur (transitron + intégrateur de Miller) se présente comme suit (fig. 25) :

Son fonctionnement, pendant la partie descendante du potentiel d'anode, est exactement celui représenté par les courbes ; mais à l'instant t_2 la descente du potentiel d'écran transmise au suppresseur par C_1, amorce, par réaction, le blocage du courant anodique, du fait de la valeur négative prise par le suppresseur.

Les courbes de fonctionnement, indiquées ci-après, s'obtiennent à partir des premières en réduisant à zéro l'intervalle t_2t_1 (fig. 26).

Nous allons d'ailleurs reprendre l'ensemble du montage, transitron et intégrateur de Miller et suivre les différentes phases de son fonctionnement en présence de synchronisation.

Lorsque le signal de synchronisation est appliqué au suppresseur, le courant plaque tombe à zéro, tandis que la tension plaque remonte brusquement (suivant une loi exponentielle, puisque C se charge à travers R_1 et l'espace grille-cathode du tube).

La grille reçoit elle aussi une légère impulsion positive (transmise par C) mais retombe aussitôt au potentiel de la masse puisque l'espace grille-cathode est conducteur.

Lorsque le courant anodique s'est interrompu, le courant d'écran a augmenté, et les tensions d'écran et de la troisième grille ont diminué.

La tension du suppresseur qui était celle de la masse est devenue très négative. Mais le condensateur C_1 va se décharger et la tension de la troisième grille remonter exponentiellement. Dès que la tension de la troisième grille atteint une valeur suffisante pour que le courant anodique réapparaisse, il y a basculement rapide. Le courant plaque augmente, le courant d'écran diminue, les potentiels d'écran et du suppresseur augmentent, et renforcent l'accroissement du courant anodique. Il y a donc diminution de la tension anodique.

Le potentiel de la troisième grille devient même positif, ce qui rend l'espace cathode-troisième grille conducteur, et va permettre de charger rapidement le condensateur C_1 à travers cet espace et R_3, et de ramener le suppresseur au potentiel du châssis.

A ce moment, l'intégrateur de Miller agit suivant le processus décrit précédemment : la tension anodique diminue linéairement ainsi que la tension d'écran, la tension de la grille de commande augmente linéairement aussi, tandis que la troisième grille reste au potentiel zéro.

Lorsqu'un nouveau top de synchronisation apparaît, le même phénomène se répète et ainsi de suite.

Les différentes phases du phénomène sont reproduites sur les courbes ci-après (fig. 27).

Réglage de fréquence

La fréquence du relaxateur est réglée par le potentiomètre R 52. Ce potentiomètre permet de faire varier la tension continue au pied de la grille de commande G_1. Lorsque cette tension augmente, le potentiel correspondant au point A de la figure 27 c est atteint plus tôt (puisque la pente de DA est indépendante de cette tension). La fréquence de relaxation est augmentée.

Quant au potentiomètre R 42, il fait varier la tension moyenne qui s'établit au pied de la grille G_3 ; lorsque cette tension augmente le point c (fig. 27) remonte, et l'intervalle BC diminue. Ce réglage qui fait peu varier la fréquence globale est utilisée comme vernier, et s'avère très commode pour ajuster l'interlignage.

Réglage de linéarité

Lorsque le courant dans le déflecteur est représenté par une dent de scie linéaire, la vitesse angulaire du faisceau de balayage demeure constante. Or à la fin du balayage vertical d'un TRC 110°, le faisceau est de 40 % plus long que le rayon central.

Pour compenser cela, le courant dans le déflecteur doit avoir la forme d'un S, de manière à ce que la vitesse apparente du spot sur l'écran soit constante.

La capacité C 47 forme avec les résistances R 48 et R 49 un circuit intégrateur. La tension aux bornes de cette capacité représente l'intégrale de la dent de scie délivrée par le transitron ; cette tension est de forme parabolique, et est utilisée pour corriger la linéarité du balayage. Le potentiomètre R 62 permet de doser la quantité de tension parabolique superposée à la dent de scie appliquée à l'entrée de l'amplificateur donc la linéarité verticale.

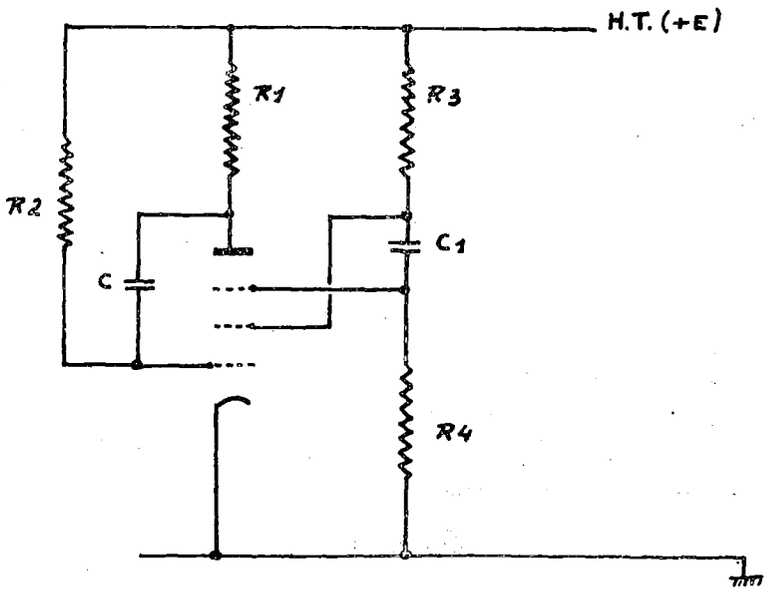


Fig. 25

GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE VERTICAL

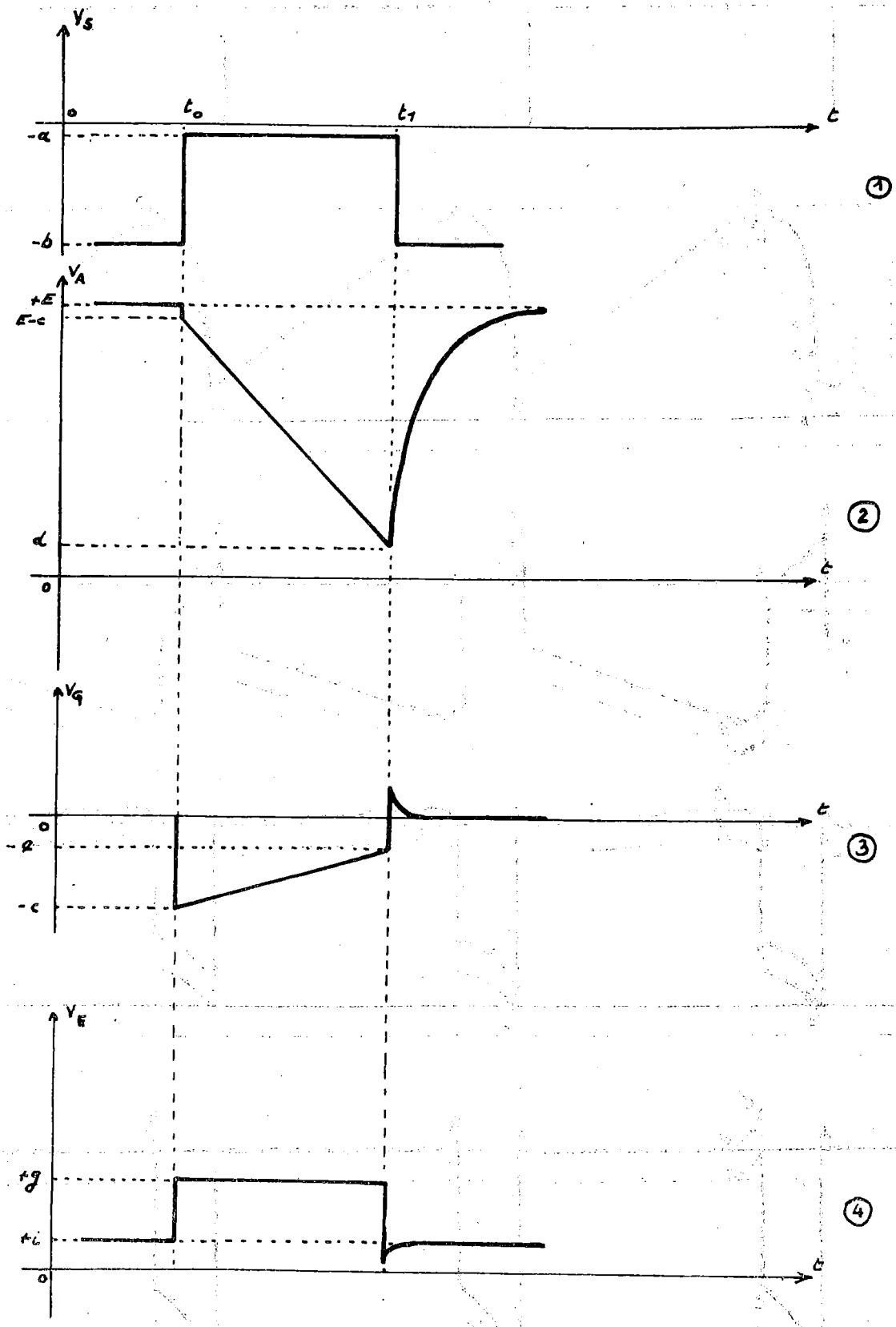


Fig. 26

GÉNÉRATEUR DE BALAYAGE VERTICAL

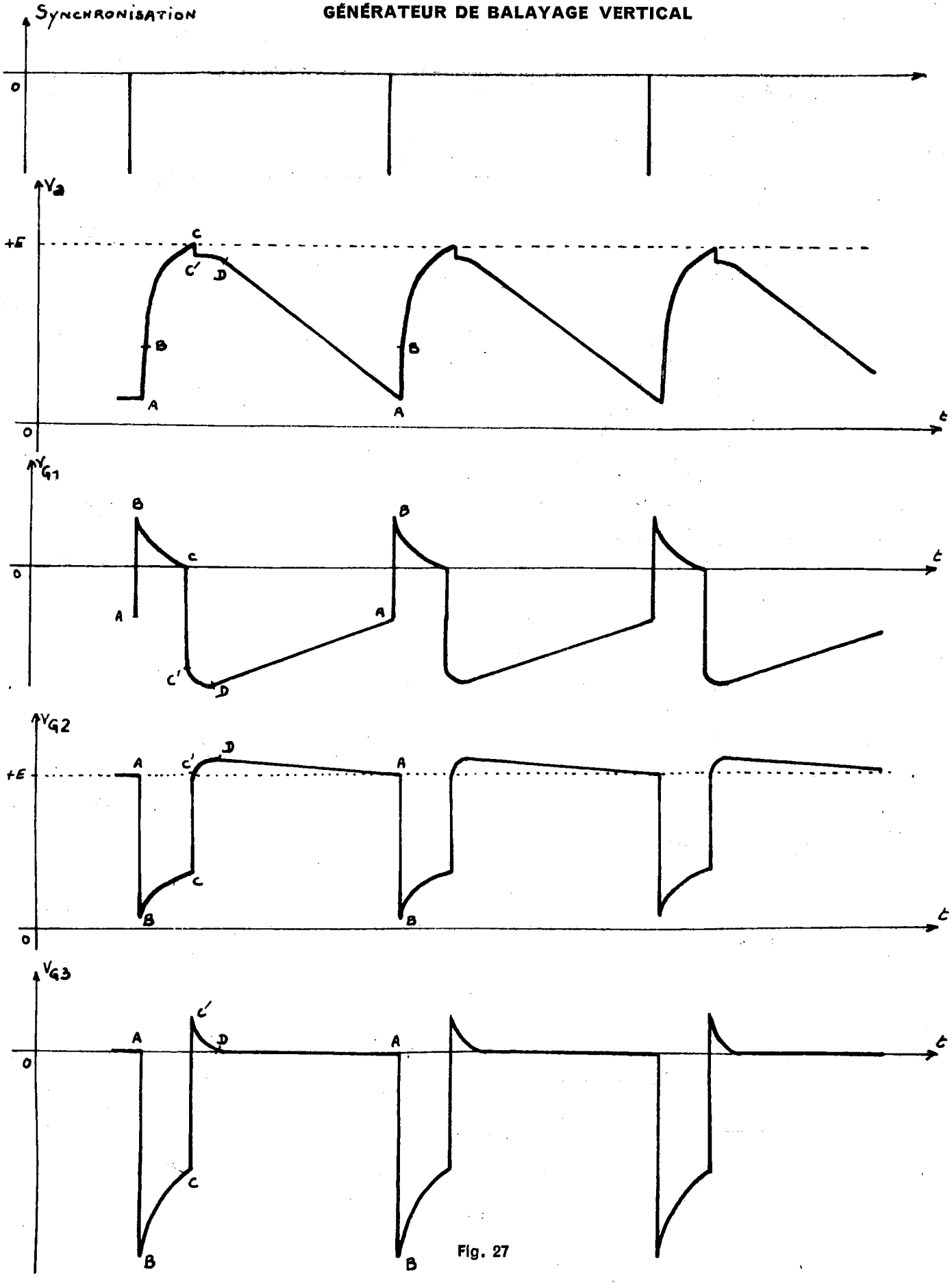
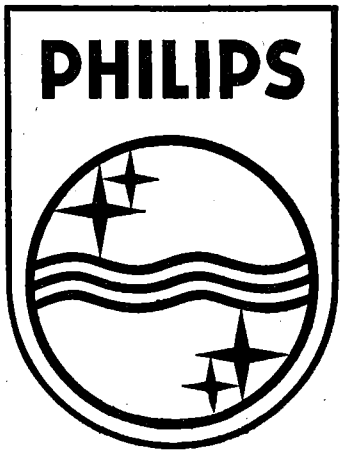


Fig. 27


PHILIPS