

LE HAUT-PARLEUR

NUMÉR
SPÉCIA
132 PAGE

SAISON 1967

RADIO
TELEVISION

4^F

TOUS LES NOUVEAUX MODÈLES
AVEC LEURS CARACTÉRISTIQUES
ET LEURS PRIX

460 D.H.
4,60 dinars
6,60 francs suisses

Sommaire de ce NUMÉRO SPÉCIAL



DIRECTEUR-FONDATEUR :
Jean-Gabriel POINGIGNON

REDACTEUR EN CHEF :
Henri FIGHIERA



DIRECTION - REDACTION
**25, RUE LOUIS-LE-GRAND
PARIS 2^e**
Téléphone : OPERA 89-62



PUBLICITE
S.A.P.
142, RUE MONTMARTRE
PARIS 2^e
Téléphone : GUT. 17-28



Supplément au n° 1104

- Radiorécepteurs et téléviseurs 1966-1967.
- Transmission des sons et des images par la lumière.
- Nouveaux circuits TV à transistors.
- Circuits modernes pour téléviseurs en couleurs.
- La réception TV à grande distance.
- Les décodeurs stéréophoniques à transistors.
- Quelle est la meilleure pile ?
- Un phénomène curieux des semi-conducteurs : l'effet Hall.
- Les contrôles automatiques dans les récepteurs à transistors.
- En quoi consiste la fidélité en télévision.
- Wobulateur à semi-conducteurs pour dépannage radio et TV.
- L'alimentation des téléviseurs à lampes.
- Nouveaux tuners UHF quart d'onde à transistors.
- Des montages originaux avec les postes de radio à tubes : mise en marche immédiate.
- Étude d'un téléviseur portable à transistors : le TV 240 Reela.
- Alignement des téléviseurs au wobuloscope.
- Amplificateur d'antenne, bandes I à V, avec accord par diodes à variation de capacité.
- Les problèmes de stabilisation dans les récepteurs à transistors.
- Comment utiliser un voltmètre électronique pour dépanner les récepteurs à transistors.
- Petit vocabulaire trilingue Radio-TV.
- Un appareil à transistors ultra-simplifié.
- Préamplificateur d'antenne FM simple.
- Comment crayonner des circuits imprimés.
- Caractéristiques, photographies et prix des nouveaux récepteurs d'appartement.
- Caractéristiques, photographies et prix des nouveaux récepteurs portatifs à transistors.
- Caractéristiques, photographies et prix des nouveaux téléviseurs.

LE HAUT-PARLEUR

LA TRANSMISSION DU SON ET DES IMAGES PAR LA LUMIÈRE

LES premières télécommunications par signaux Morse ou par radiophonie ont été réalisées au moyen d'ondes électriques très longues, dont la fréquence se rapprochait presque de celle des sons ; on est conduit encore aujourd'hui à se servir d'ondes ultralongues et d'émetteurs très puissants, soit pour obtenir une diffusion régulière sur des surfaces très étendues, sans risque d'influence atmosphérique, soit pour des usages particuliers de caractère militaire tels que les liaisons sous-marines.

Mais, par ailleurs, dès 1922, les premiers essais de liaisons sur ondes courtes montraient la possibilité d'utiliser des ondes de longueur inférieure à 200 mètres, ou même à 100 mètres, ce qui semblait remarquable pour l'époque ; nous sommes loin, désormais, de ces dimensions, puisque nous en sommes arrivés couramment aux ondes *métriques*, puis *centimétriques*, et même *millimétriques*.

Les ondes de longueur relativement grande permettent des transmissions tout autour de la terre, en suivant la courbure du globe, ce qui assure une réception, tout du moins radiophonique, assez régulière à distances moyennes, sauf dans les régions où les parasites atmosphériques sont particulièrement à craindre. Il est, par ailleurs, impossible, on le sait, d'utiliser simultanément un grand nombre de postes à ondes longues, fonctionnant sur une gamme de fréquences nécessairement réduite.

Les ondes courtes, sur une gamme inférieure à 100 mètres, rendent possibles les transmissions à grande distance avec une puissance relativement faible, et une réduction de l'influence des parasites, mais les résultats sont très irréguliers, suivant les saisons, les heures, les jours, sinon les années, la situation géographique et même parfois géologique du récepteur.

On constate aussi des variations plus ou moins rapides, des caractères irréguliers, de cadences variables, du moins à une assez grande distance de l'émetteur, et qui se manifestent même parfois d'une manière sélective sur les parties successives d'une même transmission. Ces troubles sont dus à des phénomènes atmosphériques et à la réflexion des ondes sur des couches ionisées, qui se trouvent à haute altitude dans l'atmosphère.

Par ailleurs, la fréquence de ces ondes courtes n'est pas encore suffisante pour permettre la transmission des images, qui exigent l'utilisation d'une bande de fréquences extrêmement large de l'ordre de plusieurs mégahertz, ni pour transmettre simultanément un grand nombre de communications télégraphiques ou téléphoniques.

Il a donc fallu envisager des longueurs d'onde plus faibles, décimétriques ou centimétriques, et les phénomènes changent alors complètement d'aspect. Avec les procédés ordinaires, la propagation ne s'effectue plus au-delà d'une zone locale, d'un rayon de quelques dizaines de kilomètres ; ces ondes se transmettent comme des rayons lumineux, dans une zone de *visibilité directe* entre l'émetteur et le récepteur, c'est ce qui a lieu pour les émissions de télévision ou de modulation de fréquence actuelles, assurant la diffusion des radio-concerts musicaux.

Ces ondes très courtes semblaient ainsi permettre seulement la diffusion sur les zones locales très réduites, mais de nouveaux pro-

cédes permettent désormais d'envisager leur propagation à une très grande distance, grâce à des techniques d'émission et de réception entièrement nouvelles.

Ce n'est pas tout. Les techniciens n'envisagent plus seulement la transmission des ondes radio-électriques à la surface de la terre, ils utilisent des rayons hertziens pour établir des liaisons avec les engins astronomiques, et pour améliorer encore les procédés de télécommunications terrestres eux-mêmes, *assurer la transmission des sons, ou même des images*.

Deux catégories de motifs essentiels justifient la recherche d'ondes de plus en plus courtes et, tout d'abord, le but des télécommunications consiste à envoyer des informations qui seront d'autant plus complètes, qu'on peut disposer pour leur transmission d'une bande ou canal de fréquences plus large en valeur absolue. Etant donné un nombre de kilohertz ou de mégahertz déterminé, il est possible d'envoyer un nombre correspondant d'informations télégraphiques, téléphoniques, signaux d'images ou de radar.

Pour augmenter le trafic, on a été amené à rechercher *des bandes de fréquences nouvelles*, qui ne soient pas encombrées par des liaisons déjà existantes. Les fréquences sont devenues de plus en plus élevées au fur et à mesure qu'il devenait possible de produire les signaux correspondants au moyen de tubes électroniques, de nouveaux composants, sinon d'éléments à semi-conducteurs. On a parlé ainsi successivement de kilohertz, de mégahertz et on envisage maintenant les gigahertz, soit 10^9 Hz ; avec chaque décade, il semble qu'on assiste à la conquête d'une nouvelle bande de fréquences sur une gamme plus élevée.

Les générateurs produisent, en général, une bande passante relative à peu près constante, qu'elle que soit la fréquence ; la largeur de la bande absolue permettant d'envoyer une information avec un seul équipement augmente comme la fréquence.

Pour des ondes porteuses millimétriques et une longueur d'onde de 5 mm, il convient possible de transmettre des informations sur une bande de 6 000 MHz, ce qui assure l'envoi de

λ en μ m	T° de fonctionnement K	
310	77	Verre Gd ³⁺
312		Verre au Li - Gd ³⁺
545		Borate - Tb (ou liquide)
610	77	Plastique Eu ³⁺
613		Al ₂ O ₃ - Eu ³⁺
644		Ferroverre - Sm ²⁺ (ou Eu ³⁺)
690	300	Al ₂ O ₃ - Cr ³⁺
695		Al ₂ O ₃ - Cr ³⁺ et Sr F ₂ - Sm ²⁺
700		Al ₂ O ₃ - Cr ³⁺
705		Al ₂ O ₃ - Cr ³⁺
710	20	Ca F ₂ - Sm ²⁺
1 020	77	Verre - Yb ³⁺
1 035		Sr F ₂ Nd ³⁺ et Ca WO ₄ - Pr ³⁺
1 040		La F ₃ - Nd ³⁺
1 045		Ca F ₂ - Nd ³⁺ et Sr F ₂ - Nd ³⁺
1 050	77	Ca WO ₄ - Nd ³⁺
1 055		Ca WO ₄ - Na ³⁺ et verre au Ba ³⁺ + Yb ³⁺
1 060	300	Nd ³⁺ dans : Sr Mo O ₄ , Pb Mo O ₄ , Sr Mo O ₄ - Sr WO ₄ - Ca WO ₄ , Ba F ₂ - verre au Ba, La F ₃ , Ca Mo O ₄ , Ca F ₂ - Tm ³⁺ , Ca F ₂ - Tm ³⁺ , Ca WO ₄ - Er ³⁺ , Ca /O ₃ - Er ³⁺ , Ca - WO ₄ - Tm ³⁺ , Sr F ₂ - Tm ³⁺ , Ca WO ₄ - Ho ³⁺ , Ca WO ₄ - Ho ³⁺ , Ca WO ₄ - Ho ³⁺ , Ca F ₂ Ho ³⁺ , Ca F ₂ Dy ³⁺ , Ca F ₂ Dy ³⁺ , Ca F ₂ - U ³⁺ , Ca F ₂ - U ³⁺ , Ba F ₂ - U ³⁺ , Ba F ₂ - U ³⁺ , As ₂ S ₃ U ³⁺
1 120	4	
1 140		
1 610	77	
1 905		
1 910	77	
1 970		
2 045		
2 060	77	
2 050		
2 090		
2 350		
2 360	77	
2 490		
2 500	300	
2 600		
2 700	77	
2 710		

TABLEAU 1

Principaux composants employés dans les lasers à semi-conducteurs avec les longueurs d'onde des radiations correspondantes

20 000 communications téléphoniques simultanées, ou de 200 émissions de télévision

Lorsque la longueur d'onde utilisée diminue, on constate par ailleurs, la réduction proportionnelle des dimensions des équipements, des composants, et des antennes, d'où l'intérêt de la miniaturisation. Des pinces de transmission très fins et bien dirigés permettent un meilleur rendement de la liaison et une suppression des brouillages, la possibilité de liaisons sûres, précises, et secrètes.

Mais, les ondes courtes, au moins de jour, ont une portée plus limitée que les ondes longues, et les puissances élevées sont de plus en plus difficiles à obtenir quand la fréquence augmente, suivant une loi simple, les difficultés augmentent comme le carré de la fréquence, c'est-à-dire de l'inverse de la longueur d'onde.

Pour utiliser des ondes de fréquence déterminée et de plus en plus courtes, il faut donc étudier et réaliser tout d'abord des dispositifs de générateurs d'où l'avènement de tubes électroniques à hyper-fréquence, tels que le klystron, le magnétron, le carcinotron, etc. Les semi-conducteurs commencent désormais aussi à être employés, tout au moins dans les récepteurs, car il est encore souvent difficile d'obtenir les puissances nécessaires dans la plupart des émetteurs de caractère courant.

Le domaine de fonctionnement des oscillateurs s'est déjà abaissé dès 1961 en dessous de 1 mm, et la progression des résultats dépasse régulièrement les évaluations théoriques et pratiques primitives. La limite actuelle des possibilités semble fixée actuellement à 0,35 mm environ ; mais, pour exploiter les ondes millimétriques il a d'abord fallu étudier les difficultés de propagation. Les phénomènes d'absorption sensibles par temps de pluie et avec les ondes centimétriques, deviennent prépondérantes, et limitent la portée ; la propagation de ces ondes dans l'atmosphère n'a été étudiée que progressivement.

Mais rien n'arrête les techniciens ; après les ondes millimétriques, produites par des émetteurs nouveaux, mais de principes plus ou moins classiques, on songe désormais à une solution encore plus révolutionnaire et à la gamme des ondes micrométriques, puis dans la bande des fréquences plus élevées encore, on entrevoit des possibilités extraordinaires, des ondes lumineuses elles-mêmes.

La bande des infra-rouges permettrait la transmission simultanée d'une dizaine de millions d'émissions de télévision ; ce nombre serait encore plus grand pour les ultra-violets.

Récemment encore, les radiations infra-rouges ne semblaient pas devoir permettre la transmission des informations, car on ne savaient produire que des rayonnements irréguliers ou incohérents.

On songeait surtout aux ultra-violets que l'on peut rassembler en faisceaux très étroits, assurant une grande concentration d'énergie et, par conséquent, une grande portée ; mais désormais, l'établissement de nouveaux lasers générateurs d'ondes lumineuses très spéciales, pures et cohérentes, dans la gamme des infra-rouges, a permis de transformer la situation du problème et autorise de grands espoirs.

On ne savait pas obtenir jusqu'en 1962 des signaux dont la longueur d'onde était comprise entre les plus courtes émises par les tubes électroniques, tels que les klystrons, de l'ordre du millimètre et les plus longues émises par les lasers de l'ordre du centième de millimètre. Cette lacune a désormais été comblée par la combinaison d'un laser avec

un maser, le premier fournissant l'énergie de pompage à un maser à cristal.

Désormais ainsi, à côté des ondes électriques dont la gamme s'étend de quelques milliers de mètres à quelques fractions de millimètres, on envisage la possibilité de l'utilisation sous des formes entièrement nouvelles des ondes lumineuses visibles et surtout des ondes infra-rouges sous des formes très particulières, pour assurer, aussi bien la transmission des images que des messages radio-phoniques, et permettre une véritable transformation des procédés téléphoniques. Ce sont là des problèmes qui méritent d'attirer l'attention.

L'EMPLOI DES ONDES LUMINEUSES

Une onde très courte et de fréquence très élevée, peut, en principe, être dirigée avec précision sur un point donné de l'espace, et être captée en ce point ; mais, même avec une onde lumineuse et un miroir parfait, on ne peut obtenir pratiquement une émission rigoureusement rectiligne, c'est-à-dire exempte de toute dispersion.

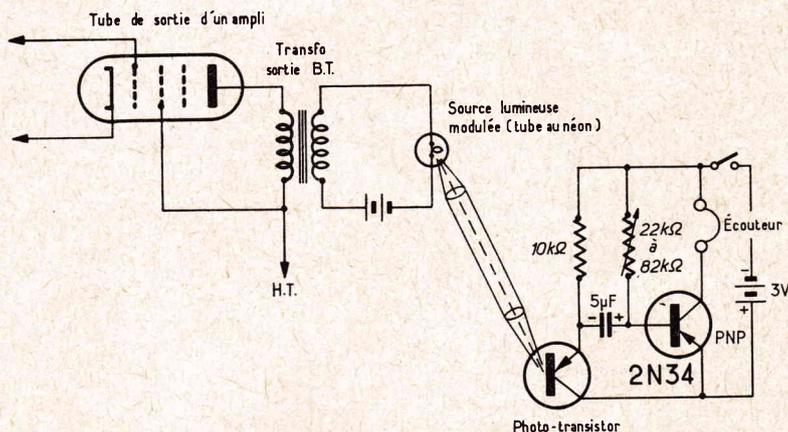


Fig. 1. — Montage émetteur et récepteur de téléphonie par la lumière

Les radiations infra-rouges les plus longues ne mesurent pas plus de 1/10 de mm, et les plus courtes ultra-violettes, une fraction de micron. Avec une onde lumineuse quelconque et un miroir parfait, on peut obtenir pratiquement une émission rigoureusement rectiligne, c'est-à-dire exempte de toute dispersion. L'emploi des ondes lumineuses pour la réalisation de télécommunications dirigées paraît ainsi très simple en principe, mais, en fait, les différences avec les méthodes de transmission par ondes ertzziennes sont très grandes.

Nous savons produire désormais des ondes électriques de fréquence bien déterminée et constante, avec des postes émetteurs très divers, à tubes électroniques ou à transistors. Au contraire, la production de la lumière est effectuée habituellement par des procédés relativement grossiers : échauffement d'un filament incandescent, décharge électronique dans une atmosphère raréfiée, arc électrique, excitation d'une matière fluorescente, électroluminescence, etc.

Ces procédés ne permettent pas de produire directement une lumière de fréquence constante, et absolument monochromatique.

Seule l'invention du laser ou maser optique classique et des diodes à semi-conducteur ou sub-lasers pour des portées limitées, assure les conditions nécessaires. Rien n'interdit plus, d'ailleurs, d'envisager la conversion d'énergie électrique en énergie lumineuse visible, sans passer par l'intermédiaire thermique, ni par l'excitation de substance fluorescentes ; la bioluminescence produite par les lucioles ou vers-luisants, et les poissons, émet-

teurs de lumière froide, n'est pas non plus négligée par les chercheurs de laboratoires !

Suivant le même principe, on peut effectuer la transmission d'images, à condition d'assurer l'orientation exacte des projecteurs. Des démonstrations intéressantes ont été effectuées dès 1940 par l'ingénieur américain Du Mont à l'aide de lampes au néon, et de systèmes de modulation cathodique ; mais, à l'heure actuelle, l'utilisation de la lumière blanche ordinaire pour assurer la transmission des sons et des images ne semble plus envisagée, sauf pour les applications simplifiées et les liaisons à très courte distance. On a pu cependant, établir des systèmes modulateurs de lumière perfectionnés à cristal, et des dispositifs de réception sensibles à photo-transistors, qui permettent d'améliorer la portée, sinon la qualité des transmissions.

À côté des ondes électriques, dont la gamme s'étend de quelques milliers de mètres, à quelques fractions de millimètres, on envisage ainsi la possibilité d'utilisation des ondes lumineuses sous des formes entièrement nouvelles, et pour des applications très diverses

aussi bien en télévision qu'en téléphonie ; ces problèmes importants méritent de retenir l'attention.

Rien n'interdit plus d'envisager la conversion d'énergie électrique en énergie lumineuse visible, sans passer par l'intermédiaire thermique, ni par l'excitation de substances fluorescentes.

LA TELEVISION PAR RAYONS LUMINEUX

Malgré les inconvénients de l'emploi de la lumière ordinaire visible pour la transmission des sons ou des images, ce système permet déjà des résultats pratiques, tout au moins dans des conditions limitées ; d'ailleurs, les premiers appareils de téléphonie sans fil ont fonctionné par l'intermédiaire des ondes lumineuses.

Les premières expériences de téléphonie par la lumière furent effectuées par Graham Bell, l'inventeur du téléphone et Summer Tainter, dont on connaît les remarquables travaux sur le phonographe en 1880 : ces chercheurs réussirent à transmettre la parole au moyen de la lumière à une distance dépassant 200 mètres.

Ces physiciens avaient effectués en 1878 des expériences sur la reproduction des sons au moyen de la lumière ; ils s'aperçurent qu'un faisceau lumineux intermittent frappant une plaque très mince appliquée contre l'oreille produisait un son, dont le nombre des vibrations, à un moment donné, était égal à celles du rayon lumineux pendant ce même temps.

En fait, les modulateurs de lumière de ce genre n'ont guère été utilisés pratiquement que pour l'enregistrement des sons et non, pour la téléphonie par la lumière, mais les essais qui ont eu lieu par la suite sont évidemment basés sur les mêmes principes.

La lumière offre, en effet, des avantages pour la transmission à courte distance des programmes de télévision ; elle pourrait, en particulier, éliminer les images-fantômes qui sont un des inconvénients les plus gênants, surtout dans les villes. En raison de ses qualités directionnelles accentuées, le faisceau peut être concentré directement sur la station réceptrice sans possibilité d'interception par un autre poste indésirable, ce qui permettrait d'envisager des transmissions secrètes et même des liaisons d'un réseau de salles de projection.

LES COMMUNICATIONS PRATIQUES SUR ONDES LUMINEUSES

Il est possible de réaliser des liaisons téléphoniques à courte portée par la lumière, si l'on veut se contenter uniquement de transmissions de paroles dans un but utilitaire, pour établir une *liaison bilatérale réduite*. La lumière modulée, qui provient simplement d'une ampoule à incandescence, par exemple, ou au néon, ou même d'une ampoule de phare ou de lampe de poche, est concentrée après modulation sur une cellule photo-électrique ou photo-transistor, qui constitue le premier étage d'un amplificateur. Le signal amplifié est assez intense pour actionner un petit haut-parleur (fig. 1).

La partie la plus importante du système est de caractère optique, et le microphone utilisé est du type à charbon ; l'image d'une ampoule à incandescence placée à environ 4,50 m du photo-transistor est concentrée sur celui-ci, et on règle la position de telle sorte qu'on obtienne une image bien nette. On entend alors un ronflement assez fort qui indique le fonctionnement de l'appareil ; pour faire varier la lumière produite par l'ampoule, le microphone est simplement placé en série avec elle, et la brillance du faisceau lumineux est modulée par le signal amplifié.

Mais, de la même manière, on peut réaliser la transmission des images, à condition, bien entendu, d'assurer l'orientation exacte des projecteurs. Pour assurer la modulation de la lumière, on a recours, par exemple, au système de la cellule de Kerr, qui fonctionne en faisant appel au phénomène de rotation du

La cellule à liquide peut être remplacée par un système à cristal synthétique KDP, et ce système aurait permis des résultats valables.

LE MIROIR A PAROLES

Les études sur les procédés optiques, susceptibles de se substituer dans certains cas au système classique de liaison par radio, en particulier, sur les engins spatiaux, ont conduit récemment à la mise au point d'un appareil simple permettant la transmission de la voix sur de courtes distances. Ce système serait employé, en principe, pour assurer une liaison permanente entre le sol et un engin spatial rentrant dans l'atmosphère, et éviter ainsi l'interruption des liaisons par radio que l'on constate par suite de la formation d'un plasma dû à l'ionisation des molécules gazeuses.

Le *rétromètre* est dû à un chercheur américain, Numa E. Thomas. Une source lumineuse, située dans la station d'écoute, dirige un faisceau étroit sur un réflecteur, dont est muni le correspondant, et qui fait office d'émetteur ; le faisceau réfléchi est modulé et contient, en quelque sorte, un *message vocal*. Il revient alors vers la station d'écoute, où il est intercepté par un collecteur, d'où le nom de *Rétromètre*.

Le réflecteur, qui produit la modulation du faisceau, comprend trois petits miroirs plans disposés de façon à former le coin d'une boîte cubique. Deux d'entre eux sont rigides et le troisième, légèrement flexible, vibre sous l'effet de la voix à la manière de la membrane d'un microphone. En l'absence de vibrations le troisième miroir est perpendiculaire aux deux autres, et le réflecteur réfléchit parallèlement à lui-même tout rayon atteignant successivement les trois faces.

Dès qu'une vibration sonore écarte la face sensible de sa position de repos, la direction des rayons réfléchis est modifiée, et le faisceau de lumière renvoyé vers le collecteur cesse d'être parallèle ; on reçoit donc un flux lumineux variable modulé suivant le même principe que l'appareil primitif de Graham Bell.

Mais, avec des moyens modernes, les essais effectués ont donné des résultats satisfaisants, une bonne audition à 1 600 mètres en plein jour avec une lampe de 25 watts et à 60 m avec une lampe de 6 watts.

L'interception du pinceau lumineux est pratiquement impossible, et le dispositif émetteur ne nécessite pas d'autre énergie que

de la parole et surtout des images en utilisant des sources lumineuses ordinaires et systèmes de modulation simples. Signalons pourtant, à ce sujet, la réalisation récente pour les usages militaires de dispositifs de modulation de tubes à mercure ou de tubes de projection à incandescence comportant des cristaux biréfringents KDP, c'est-à-dire de phosphate de potassium, placés dans le plan image d'un projecteur à l'intérieur d'un tube où l'on a fait le vide (fig. 2).

Mais, d'une manière générale et pour des liaisons à quelque distance, on songe surtout à l'emploi des rayons de lumière invisibles et tout d'abord des rayons infra-rouges.

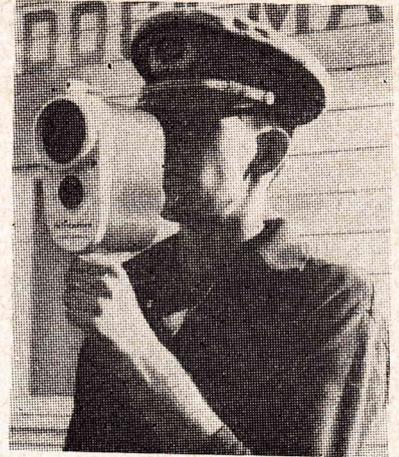


FIG. 3. — L'*Infraphone*, appareil portatif américain permettant les transmissions téléphoniques par la lumière

La lumière émise par de nouvelles sources peut être produite sur une bande très étroite de longueur d'onde bien définie, d'une étendue de quelques centaines d'angstroms.

La largeur de cette bande diminue en même temps que la température, ce qui augmente l'efficacité de l'appareil. A la température ambiante, le spectre de diffusion a une largeur de l'ordre de 300 angstroms, avec une longueur d'onde centrale de l'ordre de 9 300 angstroms.

Avec des caractéristiques de ce genre, il devient possible d'effectuer des transmissions d'images de télévision à une distance de l'ordre de 90 à 100 mètres avec une puissance de lumière infra-rouge qui ne dépasse pas 3 watts, même en utilisant des systèmes optiques rudimentaires, et les images sont de haute qualité. Avec des appareils plus perfectionnés, la transmission est possible à une distance de 30 à 50 km même en plein jour, en employant des filtres optiques.

Sous une forme beaucoup plus modeste, mais pratique, les radiations infra-rouges permettent d'assurer des liaisons téléphoniques à courte distance. L'appareil américain baptisé *Infraphone* se prête ainsi à des applications simples et pratiques de caractère industriel et commercial, sous une forme portable, et peu coûteuse. Il est alimenté par des batteries de piles et peut être utilisé de jour ou de nuit ; avec des miroirs, on peut même l'employer pour des communications en ligne brisée dans des coins.

Le transmetteur comporte simplement un miroir mobile flexible réfléchissant la lumière du soleil ou d'une ampoule lumineuse vers le récepteur, comme dans l'appareil de Graham Bell. La lumière modulée agit sur une cellule solaire dans le récepteur (fig. 3).

LE LASER ET SES POSSIBILITES

Le laser, dont le nom est formé, on le sait, des initiales de l'expression anglaise « *Light Apparatus By Stimulated Emission of Radiation* » et dont les propriétés ont déjà été

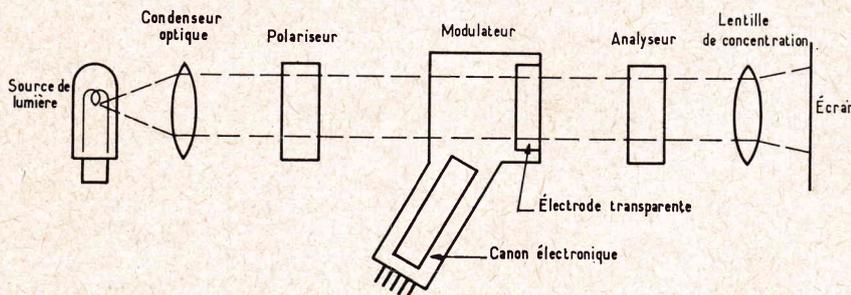


FIG. 2. — Principe de la modulation d'un faisceau lumineux pour la transmission des images au moyen d'un élément de cristal réfringent de KDP remplaçant la cellule de Kerr classique

plan de polarisation de la lumière lorsque celle-ci traverse certains liquides tels que le benzol, et en faisant agir sur le liquide un champ électrique produit par deux armatures d'un condensateur.

On applique sur ces deux armatures une tension électrique variable, ce qui détermine une rotation du plan de polarisation de la lumière, qui dépend de la valeur de la tension. Il suffit de placer une telle cellule entre deux nicols optiques, pour réaliser un excellent modulateur de lumière.

celle fournie par la boîte. Il est d'un maniement aisé, d'un faible encombrement de quelques centimètres de côté, et peu coûteux ; on peut envisager son emploi dans des réunions publiques, dans les studios, pour des opérations de sauvetage. Le seul inconvénient essentiel consiste dans la liaison à sens unique.

L'EMPLOI DES ONDES INFRA-ROUGES

On n'envisage plus guère aujourd'hui la possibilité de réaliser la transmission pratique à des distances relativement considérables

étudiées à plusieurs reprises dans la revue, est un appareil capable de produire, grâce à des éléments électroniques et optiques, un faisceau extrêmement concentré de lumière dite *cohérente*, c'est-à-dire de la lumière très particulière présentant des caractéristiques déterminées avec une très grande précision en matière de fréquence de rayonnement.

La lumière ordinaire visible est constituée, en fait, par un mélange de rayonnements divers, ayant chacun leur fréquence, c'est-à-dire leur longueur d'ondes propre ou leur

nombre total de l'ordre de 80 millions de programmes de télévision et de 50 milliards de conversations téléphoniques !

L'avènement du laser offre ainsi des perspectives fantastiques ; mais, son pinceau lumineux se propage en ligne droite, ce qui ne permettrait pas une vision directe à l'échelle intercontinentale.

Le problème peut surtout être transformé par l'emploi de satellites de communication ; quelques-uns suffiraient pour relayer tous les messages intercontinentaux de télévision, qui

en forme de cylindre long et mince, et autour duquel on enroule en spirale un tube à décharge électronique. Quand on allume la lampe tubulaire, un étroit pinceau de lumière de couleur rouge vif s'échappe d'une des extrémités du barreau, et constitue le faisceau caractéristique un million de fois plus intense que la lumière de même couleur émise par le soleil.

Depuis que ce premier laser a été inventé, un nombre considérable de *lasers solides* ont été mis au point ; à côté du rubis, on utilise des verres dopés par des terres rares, néodymium dans le verre et le tungstate de calcium, etc. Il a été ainsi possible d'élargir la gamme des fréquences obtenues puisque chaque corps émet sur une longueur d'onde bien déterminée (tableau 1).

La réalisation du laser à gaz a constitué un progrès d'une grande importance, car il permet la projection d'une lumière continue et absolument cohérente. La masse active est enfermée dans un tube contenant des gaz rares et placé entre une électrode cylindrique centrale et un couple d'électrodes relié à un circuit oscillant, permettant l'excitation périodique des atomes du corps émetteur. Les tubes de ce genre, paraissent, dès à présent, permettre des applications remarquables dans le domaine des télécommunications car *devient possible de les moduler*.

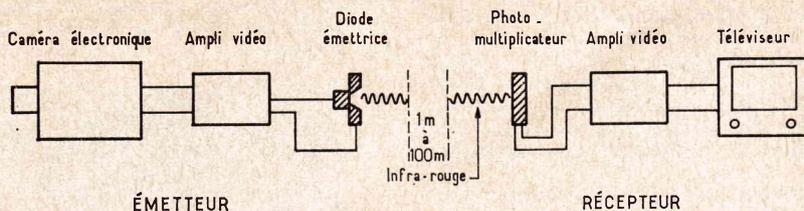


FIG. 4. — Disposition générale schématique d'un appareil émetteur et récepteur de télévision par infra-rouge à diode à arsénure de gallium

couleur différente ce qui explique la dispersion de la lumière par le prisme.

La lumière du laser est, au contraire, *monochromatique* et cet appareil est, en fait, une sorte de petit émetteur d'ondes que l'on peut comparer plus ou moins à un émetteur radio-électrique ; la fréquence de l'émission dépend d'une constante variant suivant la structure atomique du corps utilisé pour constituer l'émetteur ; dans le cas du rubis, par exemple, la longueur d'onde du rayonnement est de 6.943 angstroms à la température ordinaire.

La radiation obtenue est encore lumineuse, mais elle peut être considérée comme une véritable onde hertziennne extrêmement courte. Tous les rayonnements élémentaires produits sont en phase, ce qui permet d'obtenir une densité d'énergie beaucoup plus grande qu'avec les autres sources ; la puissance d'émission peut être concentrée avec une densité déjà de l'ordre de 10 kW par cm². L'émission peut en outre être limitée sur une bande de longueur d'ondes très étroite, de l'ordre de l'angstrom et à l'intérieur d'un cône d'émission d'environ un tiers de degré.

Ce caractère particulier des radiations, la réduction extrême de leur longueur d'onde, constituent, en principe, des avantages fondamentaux pour les télécommunications, puisqu'il devient possible d'augmenter le nombre des émissions simultanées. Le laser offre ainsi des possibilités révolutionnaires, grâce à des longueurs d'onde inférieures à un micron, qui permettrait l'accroissement du nombre des informations dans une proportion de l'ordre de 10 000.

Sur un seul rayon de laser, on pourrait ainsi transmettre simultanément 160 programmes de télévision ou 100 000 conversations téléphoniques ; cela représente, pour les différentes ondes lumineuses exploitables, un

seraient transmis par un nombre très réduit de faisceaux lumineux. On pourrait même utiliser des satellites passifs du type Echo jouant simplement le rôle de réflecteurs et d'une grande facilité de fonctionnement.

Dès à présent, la transmission des images par ce procédé à des distances relativement

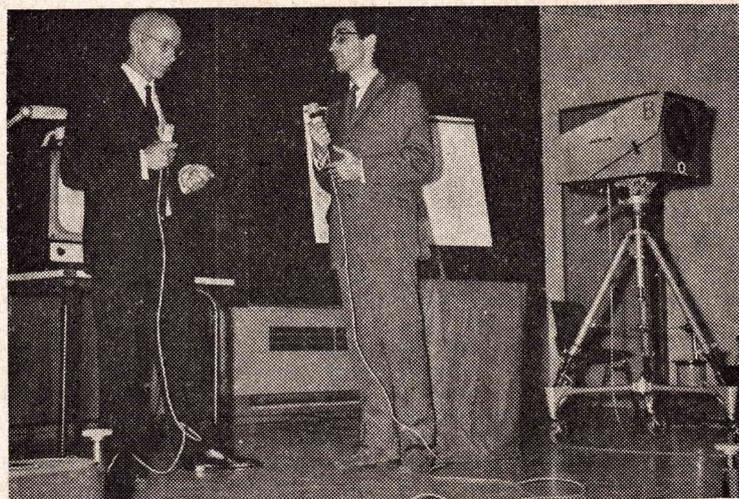


FIG. 6. — Les appareils utilisés pour la transmission des images et du son par le laser, à l'ORTF (Document CFTH)

réduites, de l'ordre de quelques kilomètres, a été réalisée pratiquement aux Etats-Unis pour constituer des systèmes de télévision en circuit fermé, reliés à un certain nombre d'immeubles.

LES PREMIERS APPAREILS DE TRANSMISSION PAR LASERS

Le modèle primitif a été le laser à rubis, comportant un cristal de rubis synthétique

Enfin, les modèles de lasers les plus récents sont les types à *semi-conducteurs* ou à *injection*, dont les dimensions sont extérieurement celles d'un transistor, avec une petite masse d'arséniure de gallium plus réduite qu'une tête d'épingle, mais dont les deux faces sont aussi brillantes qu'un miroir. En appliquant sur ce système un courant continu, un pinceau de radiations infra-rouge cohérent est projeté par les surfaces brillantes.

Pour moduler le rayonnement, il suffit d'agir simplement sur l'intensité du courant continu qui produit l'excitation. Le faisceau infra-rouge peut ainsi être modulé à des fréquences qui dépassent 100 MHz, et l'on peut espérer réaliser des éléments puissants fournissant des puissances de 2 500 à 15 000 watts par cm² qui permettraient de transmettre simultanément 20 programmes de TV ou 20 conversations téléphoniques.

Le dispositif utilisé pour la réception comporte normalement un tube photo-électrique multiplicateur relié à l'amplificateur à fréquence vidéo connecté à un téléviseur. La jonction p-n du système constitue une source émettrice spontanée qui fournit une lumière mono-chromatique sans nécessité de refroidissement pour une puissance faible, et un refroidissement pour une puissance élevée (fig. 5).

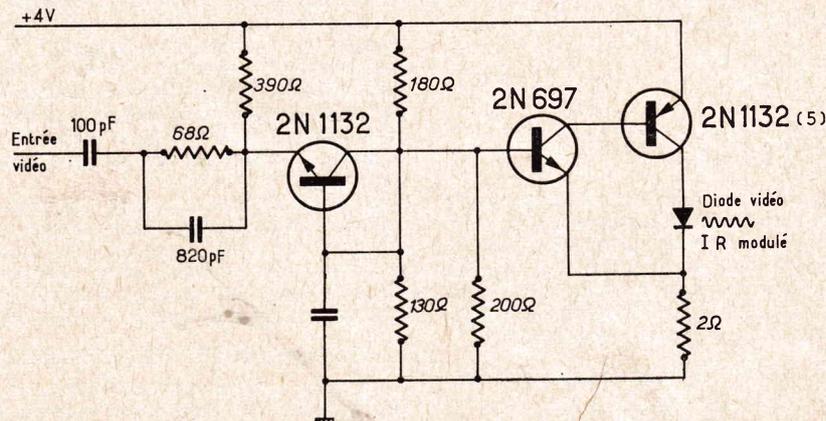


FIG. 5. — Schéma de principe du montage d'un générateur à infra-rouges modulés pour la transmission des images de télévision avec une diode à arsénure de gallium

Un filtre optique permet des transmissions même en plein jour ; elles sont légèrement troublées par le brouillard et la pluie mais on pourrait, semble-t-il, assurer des liaisons pendant 98 % du temps en moyenne et tout spécialement entre les satellites et la terre. La modulation peut être effectuée avec une puissance d'alimentation très faible, ce qui rend

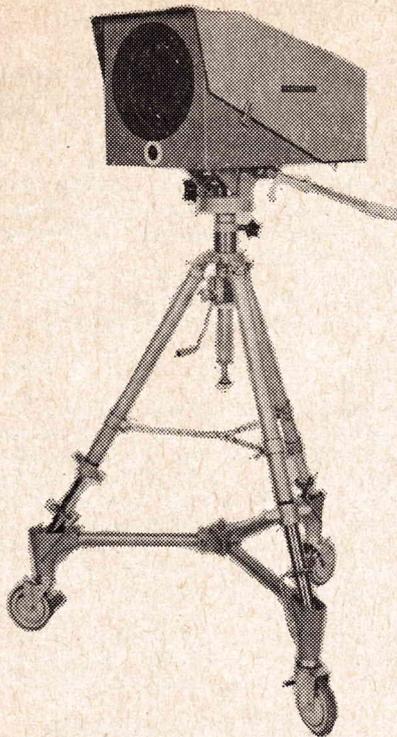


FIG. 7. — Equipement expérimental pour la transmission d'images de télévision sur faisceau laser (Document CFTH)

possible l'utilisation de batteries utilisées habituellement sur les engins astronautiques.

Les téléspectateurs français ont pu observer cette année sur leurs écrans des images transmises par ce procédé. L'équipement expérimental de transmission comportait une diode sub-laser rayonnant une puissance de l'ordre du milliwatt dans un cône d'une dizaine de degré d'ouverture ; la bande passante de l'émetteur était de l'ordre de 7 MHz. L'émetteur et le récepteur étaient disposés à quelques mètres l'un de l'autre pour permettre aux téléspectateurs d'avoir une vue d'ensemble de l'expérience ; mais, dès à présent, cet équipement expérimental Thomson a pu être utilisé pour des transmissions à plusieurs centaines de mètres.

LES CABLES DE LUMIERE

Une autre possibilité révolutionnaire du laser consiste à utiliser la lumière cohérente pour transmettre les sons et les images à des distances immenses en utilisant de véritables câbles de lumière. Les faisceaux émis par les laser suivraient des guides d'ondes, sortes de conduits vides placés au niveau du sol ou souterrains avec des stations de relais.

De tels réseaux pourraient traverser des continents entiers et remplaceraient à eux seuls des centaines de milliers de câbles téléphoniques.

Ainsi, par un curieux retour, dont il existe de nombreux exemples dans l'histoire des techniques, on revient, aujourd'hui, dans les recherches les plus avancées, au problème des communications par la lumière, qui avait permis les premières recherches de Graham Bell, mais il n'y a guère de ressemblance entre la bougie de l'inventeur américain et les lasers actuels !

P. HEMARDINQUER

NOUVEAUX CIRCUITS TV A TRANSISTORS

ACTUELLEMENT, l'emploi des transistors dans la construction des téléviseurs est entré dans le domaine industriel, surtout pour les appareils portables, tandis que pour les téléviseurs d'appartement, les lampes conservent encore presque intégralement leur suprématie.

Il est toutefois évident que peu à peu, tous les téléviseurs seront à transistors en raison de l'évolution générale de l'électronique dans tous les autres domaines ou les lampes ont été remplacées par les transistors.

Des téléviseurs portables à transistors ont été mis sur le marché au Japon, aux U.S.A., en Allemagne et en France. Plusieurs constructeurs français produisent de tels téléviseurs en grande série. Dans les diverses expositions et dans le commerce l'utilisateur peut faire son choix parmi une dizaine de modèles différents français ou étrangers, ces derniers étant d'ailleurs conçus pour la réception des programmes français des deux standards. Certains modèles sont multi-standards et reçoivent également les émissions belges, « européennes » et autres.

notice de dépannage que le constructeur joint à chaque appareil.

Aux utilisateurs désirant acquérir un téléviseur à transistors, nous conseillons d'exiger cette notice au moment de l'achat, elle lui économisera du temps et de l'argent lorsque l'appareil sera remis un jour au dépanneur.

NOUVEAUX MONTAGES UHF

Parmi le très grand nombre de montages nouveaux, nous en avons choisi quelques-uns particulièrement intéressants. Au cours de ces derniers mois, les progrès ont été accomplis dans la partie UHF notamment. Certains fabricants de ce composant complexe l'associent au bloc VHF. D'autres l'améliorent en adoptant des transistors nouveaux. Voici d'abord un tuner UHF de technique européenne à transistors planars au silicium.

TUNER UHF $\lambda/4$

Le schéma de ce tuner est donné par la figure 1. On reconnaît aisément que ce

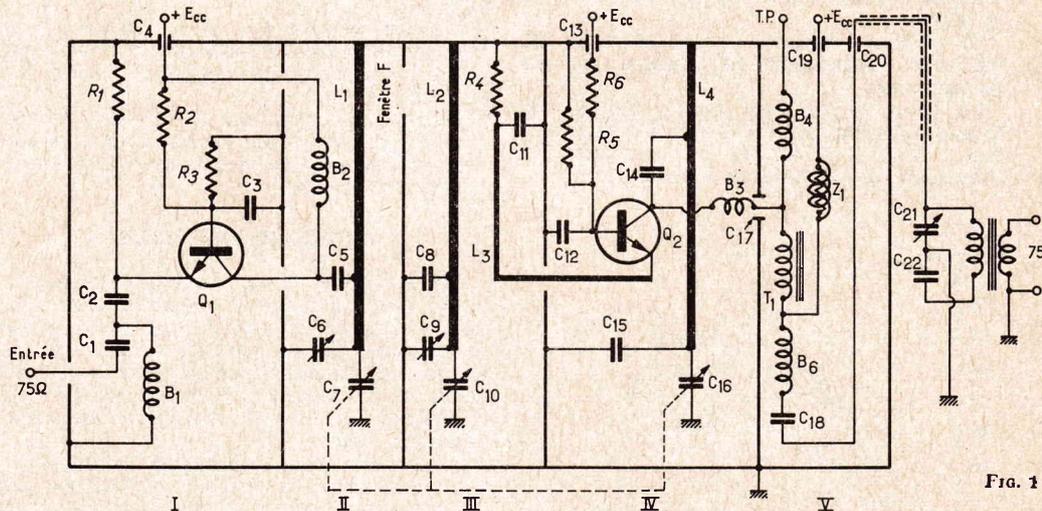


FIG. 1

Au point de vue technique, le progrès se manifeste aussi bien dans la technologie des transistors que dans l'apparition de montages nouveaux ou améliorés.

Au point de vue de la construction, les circuits imprimés sont utilisés dans toutes les parties ou ceci est possible et le câblage conventionnel n'est réservé qu'à quelques circuits à courants forts.

On entrevoit aussi un prochain emploi des circuits intégrés.

En ce qui concerne le service, il est nécessaire de reconsidérer complètement ce problème de toute première importance.

Il est presque impossible de remettre en état rapidement et efficacement un téléviseur en panne à l'aide des anciennes méthodes de dépannage.

Avec les téléviseurs actuels, en raison de leur mode de construction, le dépanneur moderne doit se servir obligatoirement de la

schéma est assez classique, sa principale particularité étant toutefois dans l'emploi de transistors NPN d'un type très récent : BF 161 (Fairchild).

Ce tuner est un exemple d'application des transistors type BF 161.

Le transistor planar au silicium présente certains avantages par rapport aux transistors au germanium dans le domaine d'application de tuners UHF :

1° Puissance dissipée plus élevée, possibilité de montage CAG direct plus efficace, car la variation de gain peut être plus grande en raison des plus grandes variations de dissipation de chaleur ;

2° Tension d'alimentation plus élevées, jusqu'à 30 V par exemple d'où meilleurs résultats en CAG et réduction de souffle ;

3° Température de jonction supérieure, ce qui est intéressant dans les téléviseurs hybrides (transistors et lampes) ;

- 4° Meilleur comportement du souffle en fonction de la température ;
5° Fiabilité augmentée due aux points précédents, caractéristiques des planars.

ANALYSE DU SCHEMA

Le montage est réalisé dans un boîtier à 5 compartiments. Il comprend un étage HF à transistor Q1 et un étage changeur de fréquence à transistor Q2.

La bande couverte est 470 à 860 MHz. Les transistors sont montés en base commune. La MF de sortie, dans cet exemple d'application, est 36 MHz.

Les divers compartiments contiennent les parties suivantes :

Compartiment I : entrée d'antenne, transistor Q1.

Compartiment II : ligne $\lambda/4$, primaire du filtre de bande.

Compartiment III : secondaire du filtre de bande constitué par une ligne $\lambda/4$; couplée à la précédente par la fenêtre F ; tertiaire L3 pour couplage avec entrée de Q2.

Compartiment IV : transistor changeur de fréquence Q2, ligne d'oscillateur.

Compartiment V : bobinages MF.

ETUDE DE L'ETAGE HF

L'entrée se fait sur 75 Ω et on peut utiliser ainsi une antenne et un câble coaxial de même impédance. La liaison avec l'entrée, sur l'émetteur, de Q1 se fait par un circuit à large bande type filtre passe-haut, transmettant l'intégralité de la bande UHF 470 à 860 MHz et éliminant tous signaux indésirables, notamment ceux à VHF.

Le filtre passe-haut est en T, les branches série étant les condensateurs C1 et C2 et la branche shunt étant la bobine B1 reliée à la masse.

On polarise l'émetteur par la résistance R1 qui n'est évidemment pas shuntée par un condensateur.

La base est polarisée par le diviseur de tension constitué par R2 reliée à l'alimentation + E_{cc} et R3 reliée à la masse. Le découplage de la base est assuré par C3.

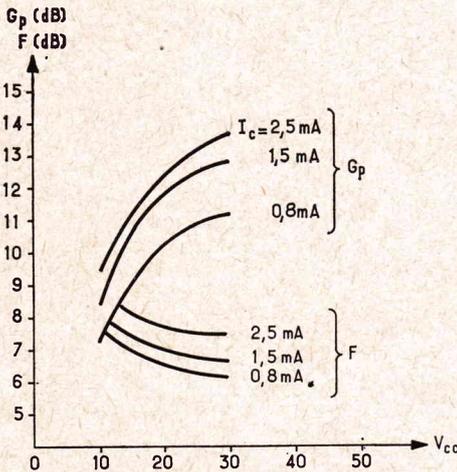


Fig. 2

Le signal amplifié est obtenu sur le collecteur de Q1 dont le circuit est monté dans le compartiment II. Dans ce compartiment, on trouve la bobine d'arrêt B2 reliée au point + E_{cc} et alimentant le collecteur, le condensateur de liaison C5 relié à la ligne, $\lambda/4$, L1 dont l'extrémité est à la masse. L'autre extrémité est reliée au condensateur variable C7. On voit que L1 et C7 sont en parallèle et non en série. Le condensateur C6 est un ajustable d'alignement.

La ligne L1, primaire du filtre de bande, est couplée par la fenêtre F, à la ligne L2

secondaire de ce filtre. L2 est montée comme L1 et raccordée par C10 variable, C9 ajustable et C8 fixe.

Dans le compartiment III, on a placé également le fil L3 parallèle à L2 et fortement couplé à cette ligne ce qui permet de transmettre le signal HF à l'émetteur de Q2, électrode d'entrée du circuit mélangeur.

La polarisation d'émetteur se fait par l'intermédiaire de L3, avec R4 et découplage par C11. On parvient ainsi au compartiment IV où se trouve le transistor changeur de fréquence Q2 et les circuits qui lui sont associés.

POINT DE FONCTIONNEMENT

Avant d'analyser ces circuits, voici des détails sur la partie HF qui vient d'être étudiée.

Les valeurs de C2 et C5 ont été choisies pour améliorer le facteur de souffle et le rapport d'ondes stationnaires dans la partie de la bande correspondant aux fréquences les plus élevées. On remarquera que C3 est de 22 pF seulement ce qui ne constitue pas un découplage parfait.

Le comportement, au souffle, de tout le tuner est déterminé principalement par celui de l'étage HF. Il convient de choisir le point de fonctionnement du transistor en utilisant les indications de la figure 2. Les deux familles de courbes représentent respectivement, le gain de puissance G_p et le facteur de souffle F , en décibels, en fonction de la tension V_{cc} d'alimentation et, en paramètre, du courant I_c de collecteur qui détermine le point de fonctionnement. Il est évident qu'un compromis doit être réalisé pour obtenir F et G_p satisfaisants sans trop augmenter I_c et V_{cc} .

On voit en effet que si V_{cc} augmente le facteur de souffle F diminue et le gain de puissance G_p augmente quelles que soient les courbes.

Pour G_p les courants I_c les plus élevés sont les plus favorables tandis que pour F ce sont les courants les plus faibles qui donnent le moins de souffle.

FILTRE PASSE-BANDE

Comme on l'a vu plus haut, le filtre passe-bande L1-L2 transmet le signal du collecteur de Q1 à l'émetteur de Q2 à l'aide de la boucle de couplage L3. Le couplage, réalisé par la fenêtre est également renforcé par le chemin commun des retours à la masse des CV qui représente une certaine impédance non négligeable en UHF.

La caractéristique convenable de transmission c'est-à-dire la courbe de réponse, est obtenue par le choix judicieux de la prise sur le primaire, autrement dit, au point de vue pratique, le point sur le conducteur L1 où est branché le condensateur de couplage C5. La courbe de réponse dépend aussi de

la charge sur le secondaire et du couplage L1-L2.

Il est nécessaire d'obtenir, pour chaque position des CV, une bande passante de 10 à 15 MHz. L'alignement est réalisé, avec les ajustables trimmers, C6, C9 et C15 du côté des fréquences élevées.

Pour les fréquences les moins élevées, on agit sur les lames fendues des rotors des CV.

CONVERTISSEUR

Le transistor Q2 est un mélangeur-oscillateur. La base est polarisée R5-R6 et découplée par C12 de 820 pF. Le signal HF est appliqué à l'émetteur, comme indiqué plus haut.

L'oscillation s'effectue par capacité entre collecteur et émetteur. La capacité additionnelle est obtenue en connectant le fil du boîtier métallique du transistor à l'émetteur au lieu de la masse.

L'accord de l'oscillateur par L4 se fait entre 506 et 896 MHz environ, ce qui correspond à un signal local de fréquence supérieure de :

$$506 - 470 = 896 - 860 = 36 \text{ MHz}$$

à celle de l'accord.

Le collecteur est relié à la ligne L4 par une faible capacité C14 de 5,6 pF céramique qui est partie intégrante du transformateur de sortie accordé sur 36 MHz. Le collecteur est alimenté à travers les bobines d'arrêt B3 qui bloque le signal d'oscillateur et la résistance Z1 reliée au point + E_{cc} d'alimentation. Le filtre de sortie se compose de T1 et B6. Le condensateur C18 transmet le signal MF à 36 MHz à la sortie où l'on trouve, à l'extérieur du tuner, un bobinage adaptateur permettant la transmission du signal par câble de 75 Ω vers l'amplificateur MF.

VALEURS DES ELEMENTS

Les condensateurs ont les valeurs suivantes : C1 = 7 pF céramique, C2 = 100 pF céramique, C3 = C5 = 22 pF disque céramique, C4 = C13 = C19 = 1 000 pF céramique type « de passage », C6 = C9 = C15 ajustables à air, C7 = C10 = C16 = CV d'accord, C8 = 2 pF céramique, C11 = 820 pF disque céramique, C14 = 5,6 pF, disque céramique, C17 = 10 pF céramique « passage », C18 = 1 000 pF céramique, C20 = 68 pF « passage », C22 = 15 pF, bobinages L1, L2, L4 = lignes d'accord $\lambda/4$ diminuées, B1 à B6 = bobines d'arrêt UHF, 0,25 μ H, L3 = fil argenté de 0,8 mm, Z1 = bobine d'arrêt MF de 68 μ H.

Les valeurs des résistances dépendent du régime de fonctionnement du montage. On a choisi 5 tensions E_{cc} différentes et pour chacune on a déterminé les valeurs convenables des résistances et mesuré le courant total du tuner, le gain de puissance G_p , le facteur de souffle F à 470 MHz et à 860 MHz.

Le tableau ci-après donne les valeurs et les résultats des mesures, ainsi que la valeur de C11.

TABLEAU I

Tension E _{cc}	12	15	18	24	30	volts
Courant total	8,3	7,9	8	5,7	4,2	mA
Gain de puissance ...	18	20	20	20	21	dB
F (470 MHz)	8,8	7,5	7	6,5	6	dB
F (860 MHz)	11	10,5	9,5	9	8,5	dB
R1	0,68	1	0,68	2,2	2,2	k Ω
R2	8,2	8,2	8,3	33	56	»
R3	2,2	2,2	1	8,2	8,2	»
R4	0,68	1	0,68	1	0,68	»
R5	2,2	2,2	1	2,2	2,2	»
R6	8,2	8,2	8,2	18	33	»
C11	120	100	120	100	120	pF

CARACTERISTIQUES DE CONVERSION

La figure 3 donne, à 600 MHz, le gain de conversion G_C en décibels (ordonnées) en fonction de la tension d'oscillateur existant entre la base et l'émetteur de Q2. La tension (en abscisses) peut varier entre 50 et 500 mV, le maximum de gain de conversion se situe vers les points correspondant à 150 à 300 mV où il atteint 10 dB environ.

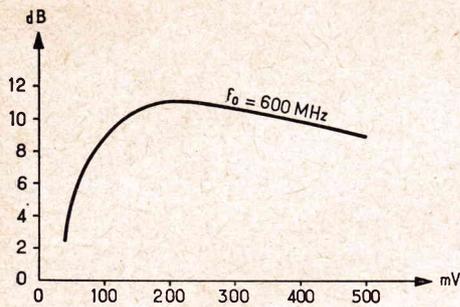


FIG. 3

Sur la figure 4, on a représenté le gain G_C et le facteur de souffle F (en ordonnées et en décibels) en fonction de la fréquence d'accords f en MHz (en abscisses). Ces grandeurs sont sensiblement constantes comme on le déduit de l'examen des courbes.

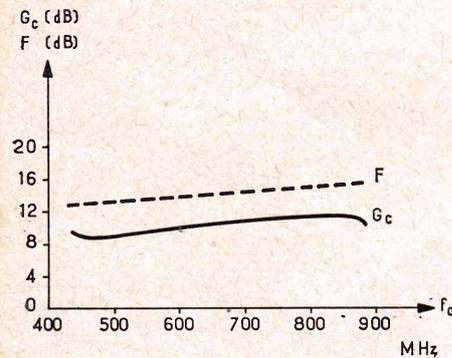


FIG. 4

APPLICATION DE LA CAG

Le schéma du tuner de la figure 1 ne comporte pas de CAG, mais une variante de ce montage peut le prévoir comme le montre la figure 5.

On a modifié le circuit de base de Q1. La base reçoit la polarisation du point CAG par l'intermédiaire de R_b , tandis que l'émetteur est polarisé par R_e .

Comme il s'agit de CAG directe, la tension de CAG doit croître positivement lorsque le

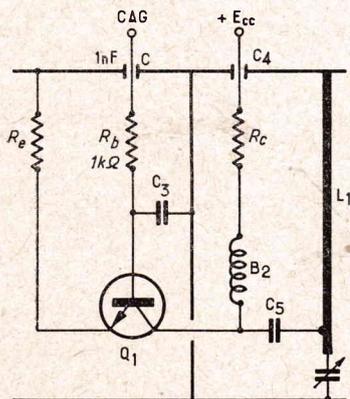


FIG. 5

signal d'antenne augmente. Dans ce cas, les courants de collecteur et d'émetteur de Q1 augmentent et la chute de tension dans R_e et R_c doit être importante afin que le gain soit diminué grâce à la diminution importante de $V_{CE} =$ tension entre collecteur et émetteur.

La somme $R_e + R_c$ ne doit pas être inférieure à la valeur donnée par la relation

$$R_e + R_c = \frac{E_{CC}^2}{4 P_d}$$

dans laquelle :

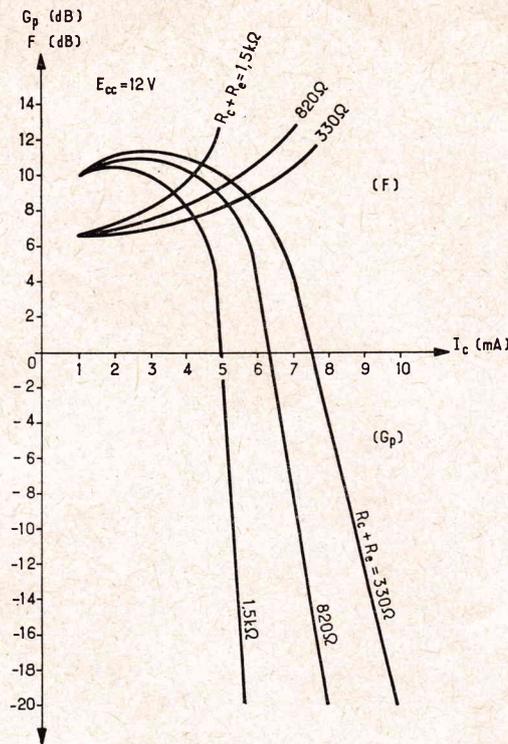


FIG. 6

E_{CC} = tension d'alimentation.
 P_d = puissance dissipable à la température ambiante maximum.

La plage de réduction du gain est augmentée grâce aux deux résistances prévues.

La figure 6 donne deux familles de courbes pour 3 valeurs de $R_e + R_c$: 1,5 k Ω , 820 Ω , 330 Ω .

Dans tous les cas $E_{CC} = 12$ V. En ordonnées G_P (courbes descendantes) et F , facteur de souffle (courbes montantes). En abscisses le courant I_c de collecteur, en mA.

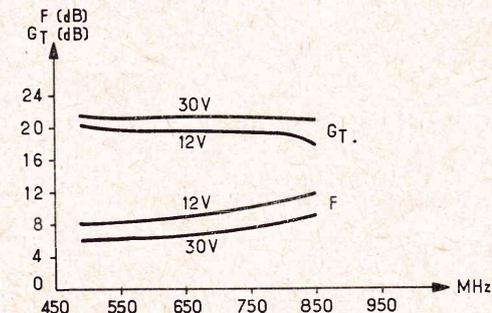


FIG. 7

On voit que le gain de puissance G_P peut être réduit de : $+11 - (-20) = 31$ dB environ lorsque le courant passe de 1 mA environ à 5,2, 8 ou 9,5 mA selon la valeur de $R_e + R_c$. La plus rapide variation de gain s'obtient lorsque la somme des résistances est la plus élevée.

En ce qui concerne le facteur de souffle F , il augmente avec le courant et plus rapidement si $R_e + R_c$ a la valeur la plus élevée. Ces courbes ont été relevées avec un signal à 800 MHz.

La figure 7 indique le gain total (gain de transfert égal au gain en HF + gain de conversion) ainsi que du facteur de souffle, pour deux valeurs de E_{CC} , 12 et 30 V, en fonction de la fréquence.

Les gains de transfert sont de l'ordre de 20 dB et se maintiennent presque constants.

Le facteur de souffle est meilleur avec 30 V qu'avec 12 V. Finalement, on peut donner la préférence à une tension E_{CC} plus élevée que 12 V.

TUNER A QUATRE CIRCUITS ACCORDES

Il est possible d'améliorer encore le tuner décrit en montant à l'entrée un circuit à ligne accordée à la place du filtre à large bande.

La figure 8 donne le schéma du premier compartiment du tuner avec la ligne supplémentaire L_0 . L'entrée comprend un fil parallèle sur une certaine longueur à la ligne L_0 , ce qui réalise le couplage d'entrée et l'adaptation.

AUTRES MONTAGES UHF

Les perfectionnements indiqués plus haut ne modifient pas la conception du tuner UHF, malgré leur importance évidente.

Des travaux intéressants ont été effectués en Allemagne, notamment au sujet des dispositifs d'accord des tuners UHF.

Normalement, comme on l'a vu sur la totalité des schémas présentés jusqu'ici, l'accord est effectué par condensateurs variables à air et les résultats sont excellents.

Les derniers perfectionnements des diodes à capacité variable ou varicap ont conduit les réalisateurs vers leur emploi comme capacité d'accord en UHF, parmi une très grande quantité d'autres applications dont deux, CAF ou réglage vernier d'accord, sont aussi des emplois des varicap comme capacités d'accord.

Remplacer les 3 CV par des diodes n'est pas difficile, mais il faut disposer de diodes de caractéristiques identiques ou pouvant être rendues identiques pour réaliser le réglage unique facilement obtenu avec des CV conjugués associés à des trimmers et à lames fendues éventuellement.

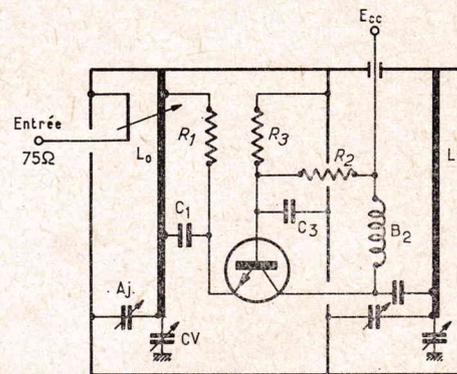


FIG. 8

Pour le moment, on se sert des varicap associés à des boutons poussoirs comme le montre le schéma de la figure 9. Le tuner UHF peut être d'un type quelconque pourvu que, normalement, le dispositif d'accord soit possible avec des capacités. Celles-ci sont remplacées par des diodes varicap D_{c1} , D_{c2} , D_{c3} accordant les lignes L_1 et L_2 (filtre de bande) et L_4 ligne d'oscillateur.

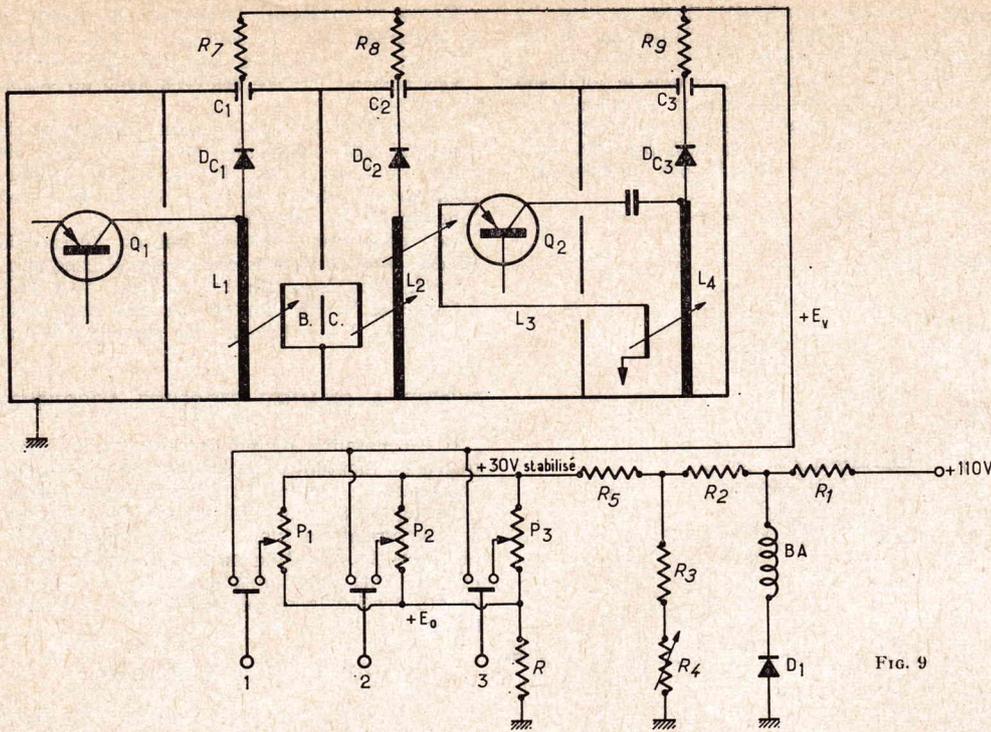


FIG. 9

Supposons que l'alignement soit possible, autrement dit, que les trois diodes sont identiques en ce qui concerne la variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation inverse qui leur est appliquée.

En tenant compte du montage du tuner et du fait que les transistors sont des PNP, les diodes varicap doivent être montées avec les anodes du côté ligne et la tension positive d'alimentation doit être appliquée aux cathodes. Les lignes étant du type $\lambda/4$, l'extrémité opposée à celle reliée à l'anode et au collecteur est à la masse qui sera reliée au négatif de l'alimentation du tuner et aussi, évidemment, au négatif de l'alimentation des diodes varicap.

Dans ce cas, les anodes sont négatives par rapport aux cathodes et les diodes peuvent être considérées comme des capacités.

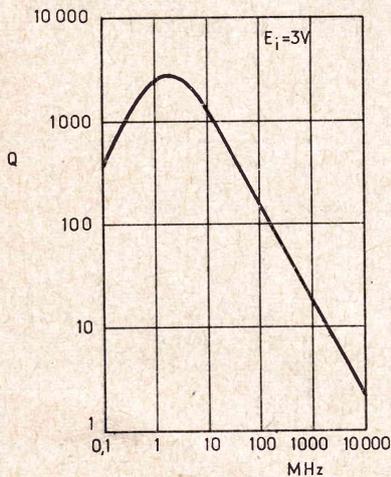


FIG. 10

Au point de vue des signaux HF, les cathodes seront mises à la masse par des capacités C_1 , C_2 et C_3 de valeurs suffisantes de l'ordre de 1 000 pF.

La tension de commande est transmise par les résistances R_7 , R_8 et R_9 à partir d'un système à poussoirs 1, 2 et 3. Chaque poussoir doit permettre la réception d'une station

donc, pour chaque poussoir la tension de commande aura une valeur différente.

Pratiquement, un dispositif d'alimentation donne une tension de +30 V par rapport à la masse, stabilisée, exigence indispensable dans ce montage.

Entre la ligne +30 V et la masse, on a intercalé un diviseur de tension constitué, du côté masse par R , et du côté +30 V, par 3 potentiomètres en parallèle, P_1 , P_2 et P_3 . Il en résulte que l'on dispose maintenant d'une ligne de tension + E_0 .

En agissant sur un potentiomètre déterminé, on peut obtenir sur le curseur une tension comprise entre + E_0 et +30 V.

Le poussoir étant mis en action, le curseur du potentiomètre correspondant est relié à la ligne de polarisation qui sera à la tension + E_0 du curseur et que les résistances R_7 , R_8 et R_9 transmettront aux diodes.

Chaque poussoir donnant une tension + E_0 différente, on obtiendra ainsi trois stations différentes. Le nombre des poussoirs peut être évidemment supérieur à 3.

Au point de vue mécanique, on peut avec chaque bouton, régler la position du curseur du potentiomètre en le tournant, donc tout utilisateur pourra régler le tuner sur la station qui lui convient ou sur une autre. Il peut aussi agir sur le bouton pour améliorer l'accord si nécessaire.

Le tuner est représenté schématiquement avec quelques éléments. Q_1 et Q_2 sont les transistors HF et changeur de fréquence, L_1 , L_2 et L_4 sont ces lignes $\lambda/4$ accordées, BC est une boucle de couplage entre L_1 et L_2 , L_3 est le tertiaire du filtre bande servant aussi, dans cette variante de tuner comme couplage complémentaire d'oscillateur entre collecteur et émetteur.

ALIGNEMENT

Il peut s'effectuer à l'aide du potentiomètre de l'un quelconque des boutons disponibles. Les diodes D_C étant à peu près identiques, on agira sur des trimmers et paddings comme ceux inclus dans de nombreux tuners à CV, pour réaliser l'alignement en haut et bas de la gamme.

Quelques précautions devront être prises :

- 1° Sélection des trois diodes ;

2° Bande relativement large des circuits HF autres que l'oscillateur, par exemple 20 kHz ou plus ;

3° Stabilité des caractéristiques des diodes composants ayant une influence sur l'accord : transistors, résistances, potentiomètres, condensateurs ajustables, etc. ;

4° Stabilisation de la tension d'alimentation : des varicap et éventuellement celle d'alimentation du tuner lui-même.

LES DIODES VARICAP

Dans le montage dont nous ne donnons que le principe, on a utilisé la diode B. Intermétal, une diode à capacité varicap planar épitaxiale au silicium. Le coefficient de surtension Q de cette diode est montré par la courbe de la figure 10 qui le donne en fonction de la fréquence, de 0,1 à 10 000 MHz. Vers 500 MHz il est de l'ordre de quelques dizaines.

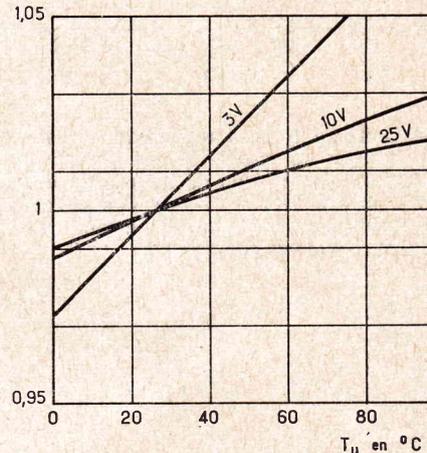


FIG. 11

La figure 11 donne la variation relative de la capacité de la diode (en ordonnées) en fonction de la température (en abscisses).

Les ordonnées représentent $C(T_u)/C(25)$, c'est-à-dire le rapport de la capacité à la température T_u à la capacité à 25°C. Les trois courbes correspondent à des tensions de polarisation de 3, 10 et 25 V. La plage de variation relative s'étend, dans les cas les plus défavorables, entre 0,975 et 1,05, une variation de température de 0 à 100°C.

Plus la tension de polarisation est élevée, moins il y a de variation de capacité en fonction de la température.

STABILISATION ET COMPENSATION

Le montage stabilisateur de tension utilise une tension stabilisée de +110 V, des résistances réductrices de tension R_1 à R_5 , un condensateur (CTN) et une diode zener D_1 .

La « tension d'accord » + E_0 peut varier entre +3 et +25 V environ.

Pratiquement ce montage donne satisfaction. Il est adaptable aussi bien, à un accord VHF ou les diodes varicap seront montées en parallèle sur des bobines VLF.

Dans ce cas, il n'y a plus de commutateurs de canaux, mais, généralement, deux séries de bobinages, l'une pour la bande I, et l'autre pour la bande III. Des poussoirs en nombre suffisant fournissent aux diodes varicap des tensions d'accord général 3 ou 4, les tensions d'accord. Au même temps, les poussoirs destinés aux canaux de la bande I, agissent pour la mise au service des bobinages de cette bande et est de même avec les poussoirs prévus pour la bande III.

Les blocs VHF et UHF peuvent être combinés mécaniquement en un seul composant comportant un clavier à touches ou pous-

NOUVEAUX DISPOSITIFS DE TV EN COULEURS

EN 1966, la TV en couleurs a bénéficié de nombreux procédés nouveaux et de composants améliorés, notamment le système SECAM 3 optimisé et le tube cathodique trichrome tricanon à masque avec écran rectangulaire. Voici d'abord un exposé sommaire de particularités du tout dernier système Sécam.

LE SECAM 3 OPTIMALISE

Le Sécam 3 optimisé est une amélioration de la version précédente.

C'est aussi une modification tendant à une meilleure adaptation du système Sécam aux divers standards 625 lignes dans lesquels la différence entre les porteuses HF : f_s = porteuse HF son et f_i = porteuse HF image est de 5,5 MHz. On a par conséquent, effectué un choix plus favorable de la fréquence sous-porteuse f_{sp} de modulation de fréquence de chrominance afin que les excursions du signal de chrominance ne puissent gêner ou être gênées par la porteuse son. Cet inconvénient ne se produisait pas dans le cas des standards ou la différence $f_i - f_s = 6,5$ MHz qui est celle du standard français 625 lignes. D'autres améliorations portent sur le problème du souffle.

Voici d'abord un rappel des principes généraux du système Sécam dont certains sont d'ailleurs analogues à ceux des autres systèmes de télévision en couleurs (TVC).

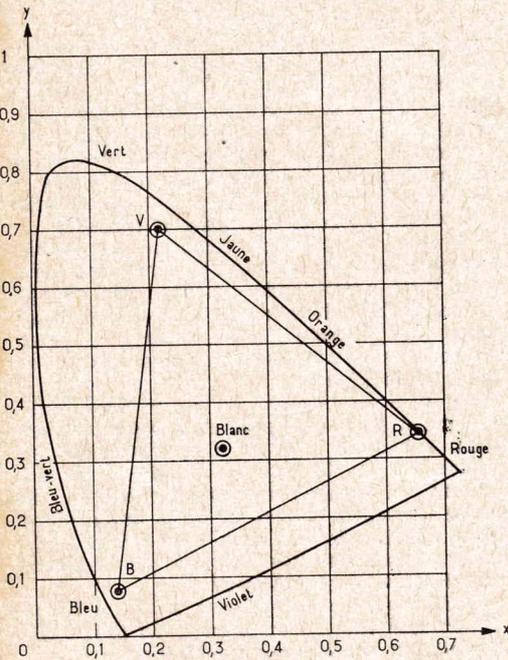


FIG. 1

TRICHROMIE

Pour obtenir l'image en couleurs de qualité satisfaisante et proche de la réalité, il suffit d'extraire de l'image réelle et ensuite de transmettre, 3 couleurs primaires : rouge, bleu et vert dont les coordonnées sur le diagramme de la C.I.E. sont

R
x = 0,67
y = 0,33
V
x = 0,21
y = 0,71
B
x = 0,14
y = 0,08

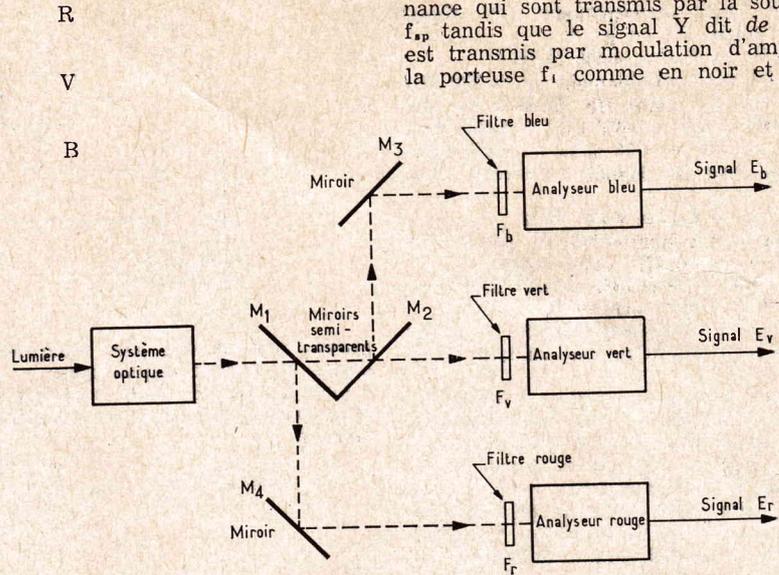


FIG. 2

Les coordonnées du blanc sont :

x = 0,310
y = 0,316

La figure 1 donne le diagramme des couleurs simplifié, de la CIE sur lequel on peut vérifier l'emplacement des points blancs, V, R, B de coordonnées x y ainsi que le triangle des couleurs VBR.

La caméra extrait de l'image colorée, 3 images : une bleue, une rouge et une verte selon un dispositif optique dont le principe est indiqué par la figure 2.

L'image de l'objet à reproduire est transmise par un système optique sur les écrans de 3 caméras. Pour l'image bleue, le miroir M1 semi-transparent laisse passer l'image complète, M2 la réfléchit sur M3 qui la renvoie sur l'écran de la caméra bleue après passage par le filtre bleu F_b qui ne laisse passer que la partie bleue de l'image.

Pour le vert l'image complète parvient à la caméra correspondante traversant M1, M2 et le filtre E_v.

Pour l'image rouge, il y a réflexion sur M1 et M4 et passage par F_r.

Les caméras donnent les signaux électriques de tensions E_b, E_v et E_r, volts.

On corrige ensuite ces signaux pour obtenir les suivants :

B = E_b, puissance 1/2,2
V = E_v, puissance 1/2,2
R = E_r, puissance 1/2,2

autrement dit au lieu de prendre la tension E, on prend une tension égale à la racine d'ordre 2,2 (proche de la racine carrée, ordre 2) de la tension considérée.

Le blanc se reconstitue selon le dosage

Y = tension de blanc =
= 0,3 R + 0,59 V + 0,11 B

D'autre part on combine les tensions R, B et V pour obtenir les tensions différence :

D' = -1,9 (R - Y)
D'' = +1,5 (B - Y)

et ce sont ces deux signaux dits de chromi-

nance qui sont transmis par la sous-porteuse f_{sp} tandis que le signal Y dit de *luminance* est transmis par modulation d'amplitude de la porteuse f_i comme en noir et blanc.

CODAGE DANS LE SECAM ACTUEL

La sous-porteuse f_{sp} transmet :
pour le signal différence rouge, sur une fréquence $f_{sp,r} = 4,40625$ MHz ;
pour le signal différence bleu sur une fréquence $f_{sp,b} = 4,250$ MHz.

Le signal f_{sp} est produit par un oscillateur dont on modifie la fréquence de $f_{sp,r}$ à $f_{sp,b}$ et de $f_{sp,b}$ à $f_{sp,r}$ après chaque ligne.

Le signal VF à la fréquence f_{sp} est modulé en fréquence.

Le signal chrominance est par conséquent unique en tout moment pouvant être D' ou D''.

Avant d'appliquer le signal chrominance au dispositif de modulation de fréquence, on lui fait subir une correction nommée préaccentuation vidéo, analogue à celle que l'on fait subir au son dans les émetteurs radio FM.

La préaccentuation se fait selon la relation :

$$g = 10 \log_{10} \frac{1 + (f/f_1)^2}{1 + (f/3f_1)^2}$$

avec $f_1 = 85$ kHz, ce qui est représenté par

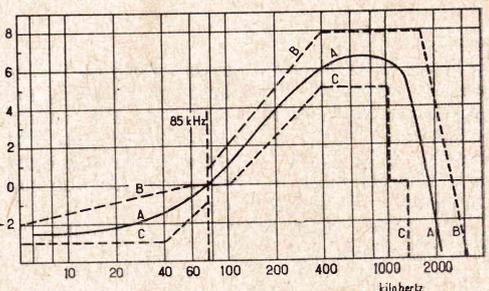


FIG. 3

la courbe A de la figure 3. Les courbes B et C entourant la courbe A sont les limites maxima de tolérance. On voit qu'au point correspondant à $f_1 = 85$ kHz, la tolérance est nulle.

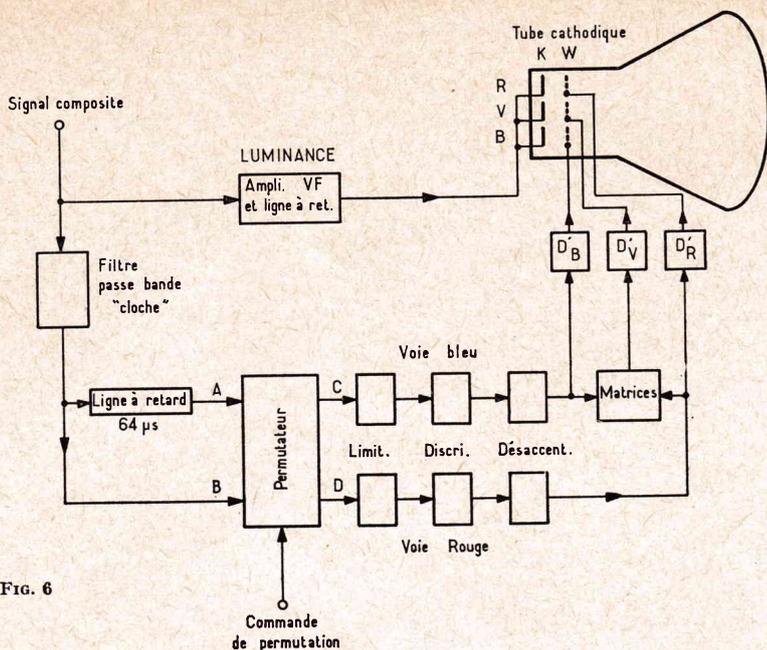


Fig. 6

presque identiques analogues à la partie MF-DET-BF d'un tuner FM. Elles se composent d'amplificateurs HF, limiteurs, discriminateurs donnant les signaux VF différence D_v ou D_r, d'amplificateurs VF et désaccentuateurs réciproques de celui de l'émetteur (fig. 3).

La sortie de la voie bleue donne le signal B-Y qui appliqué au wehnelt du canon bleu donne, en association avec le signal Y appliqué à la cathode un signal :

$$(B-Y) + Y = B$$

De même, on obtient le signal R appliqué au canon « rouge ».

Pour le vert, on combine les signaux R-Y et B-Y pour obtenir le signal V-Y. Ce dernier est alors appliqué au wehnelt du canon « vert » qui est modulé par le signal V = (V-Y) + Y.

Des détails sur ces questions sont donnés dans nos articles parus dans nos numéros spéciaux des deux années précédentes et bien entendu dans notre série paraissant dans nos numéros normaux mensuels. Voir notre autre article sur la TVC inséré dans le présent numéro.

AMELIORATIONS DES TELEVISEURS EN COULEURS ACTUELS

L'apparition des tubes cathodiques à écran rectangulaire pour TV en couleurs a obligé tous les constructeurs d'appareils d'étudier de nouveaux montages convenant à ces tubes.

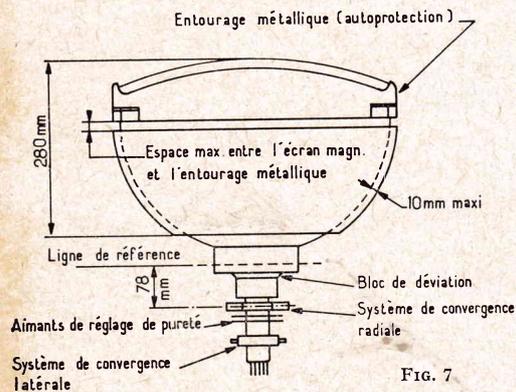


Fig. 7

Le principe général de fonctionnement d'un appareil de TVC (TVC = TV en couleurs) est le même, quel que soit la forme de l'écran du tube, dans toutes les parties, notamment

les récepteurs d'image et de son, mais dans les parties bases de temps une nouvelle étude des circuits a été nécessaire, car avec les tubes à écran rectangulaire et à angle diagonal de déviation de 90°, les dispositifs de convergence, de balayage et de correction sont modifiés.

Tout ce qui concerne les bases de temps est indépendant du système, mais pas du standard.

En effet, quel que soit le système : Sécam, Pal, NTSC, il fournit toujours le signal de luminance Y et les trois signaux différence D_r, D_b et D_v nécessaires à la modulation de lumière du tube.

Par contre, c'est le standard qui détermine le nombre des lignes qui est de 525 aux USA, Japon etc. et 625 en Europe. D'autre part, il faut aussi tenir compte des formes de signaux

de synchronisation lignes et trame qui ne sont pas les mêmes dans les divers standards. Les dispositifs que nous allons décrire conviennent à l'emploi de tubes cathodiques 90° à écran rectangulaire de fabrication européenne (La Radiotechnique) et aux téléviseurs système Sécam.

Il est toutefois évident que d'autres tubes, américains ou allemands, etc., analogues à ceux fabriqués en France, conviennent également, mais les montages des bases de temps doivent être adaptés aux bobinages de déviation, de convergence et de correction associés au tube considéré et, généralement, fabriqués par le même constructeur.

Voici la description de quelques dispositifs convenant au tube A 63-11-X de La Radiotechnique et utilisant les bobinages Coprim-La Radiotechnique.

LE TUBE CATHODIQUE

L'angle de déviation dans la direction de la diagonale de l'écran rectangulaire est de 90° seulement. Le montage général du tube comprend les opérations :

T1 : sa mise en place, tenant compte des indications du fabricant concernant le haut et le bas de l'écran.

T2 : le montage sur le col des divers dispositifs de balayage et de convergence.

La figure 7 donne des détails sur les éléments enfilés sur le col, sur l'écran magnétique et l'entourage métallique.

Pour la déviation, le bloc est analogue à ceux pour tubes monochromes monocanon.

La convergence est assurée par une unité de convergence radiale, une unité de convergence latérale, des aimants de réglage de pureté. La mise en place se fait dans l'ordre suivant : bloc de déviation, convergence radiale, pureté, convergence latérale.

Il ne restera plus qu'à fixer le support sur le culot du tube.

DEVIATION MAGNETIQUE

On effectue les balayages horizontal et vertical des trois faisceaux en même temps à l'aide de mêmes champs magnétiques et de ce fait, le bloc de balayage ne présente que les caractéristiques convenant au tube cathodique considéré. Pour le déplacement horizontal du faisceau, il faut une puissance de 65 VA environ avec une THT de 25 kV.

LA DEFORMATION EN COUSSIN

Le balayage correct n'assure toutefois pas, la convergence, c'est-à-dire l'arrivée des faisceaux bleu, rouge, vert sur les points de phosphore correspondant et il est nécessaire de procéder à des corrections dites de convergence.

Une autre correction est celle de la forme de l'image. Celle-ci devrait être parfaitement rectangulaire et on constate qu'il se produit normalement une déformation dite en coussin comme celle montrée par la figure 8.

Cette déformation en coussin peut être précisée. Soit AB la distance entre le contour en coussin et le contour idéal parfaitement rectangulaire et h la hauteur de l'écran.

La déformation en coussin est définie en pourcentage par l'expression :

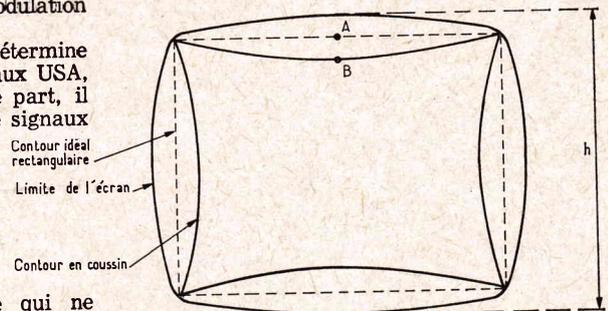


Fig. 8

$$D.C. = \frac{AB}{h} \cdot 100$$

Exemple : AB = 10 mm, h = 300 mm, on a :

$$D.C. = \frac{10 \cdot 100}{300} = 3,3 \%$$

La correction de la déformation en coussin (en américain : « bowing ») se fait en superposant aux courants de déviation, des courants de forme spéciale. Ce genre de correction « électrique » remplace celle par aimants permanents, plus simple, mais inapplicable à un tube pour TVC, car les aimants agiraient sur la convergence.

CONVERGENCE DES TROIS FAISCEAUX

La figure 9 montre l'unité de convergence radiale dont l'emplacement est indiqué sur la figure 7.

Ce bloc comprend des aimants permanents et des bobines. Ce sont des aimants, à position réglable assurant la convergence statique. D'autre part, celle-ci dépend également de l'unité de convergence latérale dont la com-

position est indiquée par la figure 10. La convergence dynamique se règle également avec ces deux unités mais en agissant sur les bobines d'électro-aimants.

Nous indiquons ci-après la méthode générale de réglage applicable au tube mentionné. Les diverses opérations sont A1, A2... B1, B2, etc.

MISE EN ROUTE

A1 : on réduit considérablement l'intensité des faisceaux en agissant sur les tensions des wehnelts (grilles 1) des trois canons.

A2 : on met en fonction les deux balayages et on augmente progressivement la luminosité des spots ; on règle la concentration.

A3 : on procède à la désaimantation du tube, c'est-à-dire de son blindage et des parties métalliques internes.

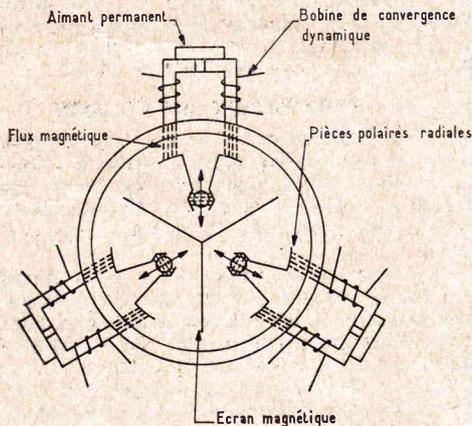


FIG. 9

OPERATIONS DE DESAIMANTATION

Certains nomment cette opération « dégaussage », terme peu élégant, mais qu'il faut connaître pour comprendre certaines notices techniques.

B1 : on utilisera une bobine parcouru par du courant alternatif du secteur. On déplacera la bobine autour du téléviseur pour que son champ puisse agir sur toute la partie avant du tube (écran) le blindage et les pièces métalliques du châssis.

B2 : cette opération peut durer environ 10 secondes. Pour l'arrêter, il faut procéder très progressivement soit en éloignant lentement la bobine jusqu'à 2 ou 3 mètres et en coupant ensuite le courant soit en réduisant le courant progressivement jusqu'à zéro à l'aide d'un rhéostat à réglage continu.

Il existe aussi des équipements permanents de désaimantation disposés dans les coffrets des téléviseurs. Ils fonctionnent à la mise en route de l'appareil et leur arrêt progressif s'effectue automatiquement. Une bobine de désaimantation peut être réalisée avec un enroulement de 40 cm de diamètre et parcouru par un courant donnant 1 000 ampères-tours, par exemple, 2 000 spires avec un courant réglé à 0,5 A.

REGLAGE DE LA CONVERGENCE STATIQUE

La convergence se règle dans l'ordre suivant : statique, pureté, dynamique.

Il est nécessaire de disposer d'un générateur de mires à quadrillage serré constitué soit par des barres horizontales et verticales fines et brillantes, soit par des alignements de points brillants.

Les carrés auront 2 à 3 cm de côté. Il ne faut pas utiliser un quadrillage plus fin. Procéder comme suit et dans l'ordre :

C1 : réduire le plus possible les courants de convergence dynamique c'est-à-dire ceux parcourant les bobines des deux unités de convergence : radiale et latérale

C2 : avec l'unité de convergence radiale faire converger les faisceaux rouge et vert en déplaçant les aimants permanents. On doit obtenir dans la zone proche du centre de l'écran des lignes ou des points jaunes selon le générateur utilisé

C3 : réglage de la convergence statique du canon bleu ; agir d'abord sur l'aimant permanent de l'unité de convergence radiale de manière à superposer les lignes horizontales bleues sur les lignes jaunes

C4 : avec les aimants de l'unité de convergence latérale, faire la superposition des lignes verticales bleues avec les lignes verticales jaunes.

Finalement, on aura superposé ainsi les 3 images rouge, verte et bleue et la mire, au centre de l'écran paraîtra composée de lignes blanches.

Lorsque la mire donne des points au lieu de lignes le procédé de réglage de convergence statique est le même, avec les opérations C1 à C4.

REGLAGE DE LA PURETE

Régler la pureté, c'est obtenir intégralement les couleurs correctes et non des couleurs altérées par des couleurs primaires différentes.

L'ordre des opérations est le suivant :

D1 : reculer le bloc de déviation le plus possible vers l'arrière (c'est-à-dire vers le culot du tube), sans toutefois toucher au réglage de convergence statique fait précédemment

D2 : bloquer les canons bleu et vert en agissant sur les polarisations des wehnelts correspondants et commencer le réglage avec le canon rouge car celui-ci nécessite le courant le plus élevé et permet de déceler le plus facilement les défauts d'impureté. Tourner les aimants de pureté pour obtenir au centre de l'écran la meilleure pureté possible.

D3 : déplacer le bloc de déviation vers l'écran pour obtenir une pureté égale sur tout l'écran

D4 : si nécessaire, recommencer le réajustage des aimants de pureté comme en opération D2

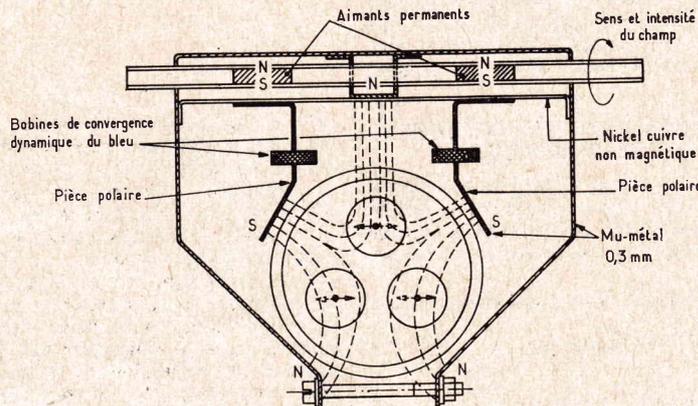


FIG. 10

D5 : vérification de la pureté avec les canons vert et bleu, comme on l'a fait pour le canon rouge. Recommencer les opérations jusqu'à obtention d'une couleur de pureté égale sur tout l'écran.

REGLAGE DE LA CONVERGENCE DYNAMIQUE

On utilise toujours la mise mentionnée plus haut. Ce réglage s'effectue par la variation des courants traversant les enroulements des bobines des unités de convergence radiale et latérale.

On commencera par le réglage de convergence des lignes verticales de la mire et ensuite celle des lignes horizontales de la même mire.

On sait que les courants de convergence radiale se composent d'un courant en forme de scie et d'un courant parabolique. L'ajustage de ces courants est réglable et chaque canon doit être soumis à l'influence de ses composantes, l'une pour la convergence verticale et l'autre pour la convergence zonale.

On opérera comme suit :

E1 : réglage de la convergence radiale canons rouge et vert, le canon bleu bloqué. En réglant les courants on recherchera la verticalité et l'horizontalité par superposition ou le parallélisme des lignes propres à ces canons sur toute la surface de l'écran. Au cours de cette opération l'axe vertical de l'écran sera pris comme axe de référence pour la convergence verticale et l'axe horizontal pour la convergence zonale

E2 : débloquer le canon bleu et faire les réglages comme précédemment avec les courants agissant sur ce canon

E3 : améliorer la convergence dynamique en agissant sur le courant de l'unité de convergence latérale

E4 : répéter plusieurs fois les opérations précédentes

E5 : agir sur les aimants de convergence statique pour que les lignes de 3 couleurs différentes se superposent afin d'obtenir des barres blanches

E6 : à l'aide des opérations précédentes s'efforcer d'améliorer la convergence dans les 4 coins de l'image

E7 : réajuster, éventuellement la pureté

REGLAGE DES GRIS

Les opérations à effectuer sont :

F1 : ajuster la tension de blocage des canons pour que la trame soit à peine visible

F2 : augmenter la luminosité et régler la tension des trois faisceaux pour obtenir un blanc

F3 : réduire la luminosité pour que la trame soit à peine visible

F4 : agir sur les tensions de blocage des canons pour obtenir le même blanc que celui obtenu à la fin de l'opération F2

F5 : répéter les opérations F2 et F3 jusqu'à ce que toute l'échelle du noir au blanc

soit plus altérée par une couleur.

Ces méthodes sont générales et sont destinées pour familiariser le technicien avec ce genre de travaux de mise au point.

En pratique, ce travail est plus ardu que ce qu'on imagine. Chaque constructeur de téléviseur en donne dans sa notice, une méthode très précise et très détaillée des opérations à effectuer dans leur ordre et on réussit à régler les circuits, et, par conséquent, à obtenir une image en couleurs satisfaisante.

Il va de soi que l'utilisateur ne doit en aucun cas procéder à ce genre de travaux de mise au point. Pour cela, aucun organe de réglage ne lui sera accessible de l'extérieur du d

LA RÉCEPTION TV A GRANDE DISTANCE

LA réception de la télévision à grande distance, même s'il ne s'agit bien souvent que de réceptions sporadiques, semble retenir l'attention d'un nombre de plus en plus grand d'amateurs passionnés.

Il faut évidemment tout d'abord bénéficier d'une excellente position géographique, pas obligatoirement de haute altitude, mais surtout bien dégagée d'importants obstacles naturels environnants (à moins que ces derniers puissent être favorablement utilisés pour la réflexion des ondes).

Il faut aussi avoir le privilège de pouvoir installer d'excellentes antennes, hautes, bien dégagées au-dessus du niveau parasite, et parfois rotatives.

Parmi les amateurs intéressés par la réception TV à grande distance, on peut établir deux catégories :

1° Ceux qui se fixent la réception d'une ou plusieurs stations TV étrangères périphériques mais bien déterminées.

2° Ceux qui vont « à la pêche aux ondes » sans but défini, et qui essaient de recevoir... tout ce qui peut se recevoir ; ce sont les amateurs DX-TV.

Dans ce dernier cas, le récepteur est évidemment assez complexe, si l'on veut bien songer à la diversité des « standards » qui ont été adoptés pour la transmission des images et du son. Rappelons-les brièvement dans le tableau 1.

On s'aperçoit tout de suite qu'un récepteur pour DX-TV est fatalement très complexe puisqu'il doit pouvoir s'adapter, se commuter et fonctionner sur ces divers standards. Mais ce n'est pas tout ! Il doit aussi pouvoir s'accorder sur les fréquences des émetteurs TV à recevoir. Dans le tableau 2, nous donnons les caractéristiques essentielles des émetteurs de télévision périphériques.

L'accord sur la station à recevoir est essentiellement déterminé, soit par le tuner U.H.F., soit par le rotacteur V.H.F. (selon les bandes reçues).

En ce qui concerne le tuner U.H.F., il ne saurait être question, pour un amateur, d'en entreprendre la construction. En effet, les circuits électriques sont d'une réalisation essentiellement mécanique, de grande précision, qui ne souffrent pas la médiocrité, et l'amateur n'est généralement pas outillé pour mener à bien un tel travail. Actuellement, il existe d'excellents tuners U.H.F. à transistors, à grand gain et faible souffle, à commande mécanique bien démultipliée, et nous les conseillons.

Pour le reste du téléviseur, deux procédés peuvent être employés :

Ou bien, on conçoit un téléviseur spécial, correspondant aux buts à atteindre, et que l'on construit entièrement (tout comme l'amateur d'ondes courtes construit son propre récepteur de trafic).

Ou bien, on « part » d'un téléviseur commercial, excellent, sensible, du type multi-standard, que l'on modifie, que l'on améliore encore, sur lequel on pousse la sensibilité au maximum, etc.

Avant tout, précisons bien qu'il serait perdre son temps que de vouloir obtenir des images dans un champ de 10 μ V en partant d'un montage sensible à 150 μ V ; aucune modification simple ne permettrait d'atteindre la

Tableau I

Pays ou « standard »	Définition (lignes)	Modulation « image »	Modulation « son »	Ecart entre les porteuses (MHz)
France V.H.F.	819	Positive	AM	11,15
France U.H.F.	625	Positive	AM	6,5
Angleterre	405	Positive	AM	3,5
Belgique	625	Positive	AM	5,5
Luxembourg	819	Positive	AM	5,5
Amérique	525	Négative	FM	4,5
C.C.I.R.	625	Négative	FM	5,5
O.I.R.T.	625	Négative	FM	6,5

sensibilité requise... il faudrait envisager la refonte complète du montage.

Partout où le champ est extrêmement faible, et c'est le cas du DX-TV évidemment, mais

aussi celui de la réception plus modeste d'un émetteur TV périphérique un peu éloigné, il est certain qu'une installation classique, faite sans tenir compte du lieu de réception et

Tableau II

Emetteurs	Bande Canal Polarisation	Définition (lignes)	Puissance apparente rayonnée en kW	Fréquence « image » (MHz)	Fréquence « son » (MHz)
BELGIQUE :					
Bruxelles français-Wavre	III - E8 - H	625	100	196,25	201,75
Bruxelles flamand-Wavre	III - E10 - H	625	100	210,25	215,75
Gand-flamand Ruisselede	I - E2 - H	625	100	48,25	53,75
Liège français-Ougrée	I - E3 - H	625	100	55,25	60,75
Neufchâteau français-Anlier ...	III - E11 - H	625	10	217,25	222,75
LUXEMBOURG :					
Luxembourg-Dudelange	III - E7 - H	819	100	189,25	194,75
ALLEMAGNE :					
Feldberg	III - E8 - H	625	10	196,25	201,75
Hornisgrunde	III - E9 - H	625	2	203,25	208,75
Saarbrücken	I - E2 - V	625	50	48,25	53,75
Baden-Baden	IV - 31	625		551,25	557,75
Kaiserstuhl	IV - 33	625		567,25	573,75
Saarbrücken	IV - 32	625		559,25	565,75
SUISSE :					
Bâle-St-Christina	III - E11 - H	625	5	217,25	222,75
Genève-La Dôle	I - E4 - H	625	100	62,25	67,75
La Chaud-de-Fonds	III - E9 - H	625	6	203,25	208,75
Porrentruy	III - E7 - H	625	6	189,25	194,75
ITALIE :					
Bordighera	I - C	625		82,25	87,75
San-Remo	I - C	625		82,25	87,75
San-Remo	IV - 34	625		575,25	581,75
Monte-Serra	III - D (E5)	625	7,5	175,25	180,75
Monte-Serra	IV - 27	625		519,25	525,75
Monte-Limbara	III - D (E5)	625	0,25	175,25	180,75
Punta-Budde-Urbara	III - H (E10)	625	0,25	210,25	215,75
ESPAGNE :					
Barcelone	I - E4 - H	625	3	62,25	67,75
Bilbao	I - E4 - H	625	6	62,25	67,75
MONACO :					
Monte-Carlo	III - F10 - H	819	50	199,7	188,55
ANGLETERRE :					
Jersey-I.T.A.	III - B9	405	4	194,75	191,25
Jersey-B.B.C.	I - B4	405	0,5	61,75	58,25
Douvres-I.T.A.	III - B10	405	4	199,75	196,25

comportant un récepteur commercial de série quelconque, ne donnera que des résultats nuls ou décevants. Rien ne doit être laissé au hasard, tant antenne que récepteur. La question « antenne » a une importance très grande. Mais les efforts pour la réception des champs faibles doivent, à notre sens, être principalement axés sur le récepteur, car le choix d'une excellente antenne, à grand gain, est un problème finalement vite résolu.

D'autre part, partout où le champ est très faible — soit par longue distance, soit du fait de masques dus au relief du sol — les phénomènes de propagation jouent un rôle capital. C'est ainsi, par exemple, qu'au cours de divers essais, il nous a été possible de remarquer chaque jour un brusque fléchissement de la propagation au moment du crépuscule.

Par temps de pluie avec plafond très bas, ainsi que par grand beau temps avec ciel parfaitement clair, nous n'avons jamais constaté une propagation extraordinaire.

Les bonnes conditions de propagation semblent être dues à un temps orageux, ou à un ciel ouvert avec **plafond assez haut** (1 000 à 1 500 m). Le brouillard semble aussi favoriser nettement la propagation.

Obtenir une grande sensibilité, c'est très bien, mais cela n'est pas suffisant. N'oublions pas, en effet, qu'un téléviseur pour signaux faibles ne se juge pas seulement sur sa sensibilité, mais également sur les qualités de ses bases de temps horizontale et verticale. Il ne suffit pas d'avoir du blanc et du noir (du contraste) et un bon nombre de points à la ligne (une bonne résolution) ; il faut aussi que l'image reconstituée « tienne » sur l'écran. Il ne faut pas que le moindre parasite fasse sautiller l'image (instabilité verticale) ou provoque des déchirements latéraux (instabilité horizontale).

**

Mais, revenons à la technique, et donnons quelques conseils pratiques pour le choix des composants, pour la détermination des étages d'un téléviseur sensible, voire pour la conception d'un schéma de téléviseur spécial.

ROTACTEUR V.H.F.

L'amplificateur V.H.F. est un étage capital dans tout téléviseur, mais à plus forte raison pour un appareil destiné à la réception des signaux faibles ou à grande distance.

Certes, cet étage doit apporter une amplification maximum, mais aussi et surtout un souffle très réduit. En d'autres termes, le rapport « signal/souffle » doit être aussi grand que possible, afin que la **sensibilité utilisable** soit maximum. En effet, il serait inutile d'obtenir une énorme amplification des signaux appliqués à l'entrée si, dans le même temps, ces signaux sont envahis de souffle généré par l'amplificateur.

Une forte valeur du rapport « signal/souffle » dépend essentiellement de la qualité du premier étage amplificateur V.H.F. du rotacteur. Nous conseillons, soit l'amplificateur cascade à tube du type ECC88 ou ECC189, soit l'amplificateur neutrode à tube EC900.

À l'étage changeur de fréquence (mélangeur et oscillateur), l'un des meilleurs tubes d'équipement actuels est le ECF801.

AMPLIFICATEUR FI

L'emploi de nos lampes pentodes modernes, à grille-cadre, à grande pente, du type EF183 ou EF184, est évidemment indiqué.

Pour l'amplificateur MF « son » en modulation d'amplitude, deux étages sont très bien. Pour l'amplificateur MF « image », il faut trois étages. Dans ce dernier, tous les éventuels circuits « coupe-bandes » seront intercalés

à l'entrée (c'est-à-dire dès la sortie du rotacteur). En effet, on sait qu'il est plus facile d'obtenir une grande amplification à bande étroite qu'à large bande ; il serait donc ridicule d'amplifier à large bande et de réduire ensuite cette bande.

Concernant les circuits accordés, l'emploi de circuits surcouplés est préférable à celui de circuits décalés.

DETECTION ET VIDEO

Le dernier circuit accordé de l'amplificateur MF « image », celui précédant la détection, est toujours un transformateur surcouplé. Si l'on doit disposer, soit d'une modulation vidéo positive, soit d'une modulation vidéo négative, le mieux est de monter deux diodes, l'une dans un sens, l'autre dans l'autre (ce qui évite tout système de commutation compliqué).

Les signaux vidéo détectés sont appliqués à la grille du tube pentode amplificateur vidéo (avec un tube du type EL183, un seul étage suffit).

RECEPTION DU SON EN FM

Dans ce cas, le procédé d'extraction du son est généralement le suivant : après changement de fréquence dans le rotacteur, les signaux « son » FM sont amplifiés en même temps que les signaux « image », et par le même amplificateur FI.

Souvent, le signal « son » est prélevé à la sortie de la diode vidéo d'après le principe des inter-porteuses (ou inter-carrier). Mais,

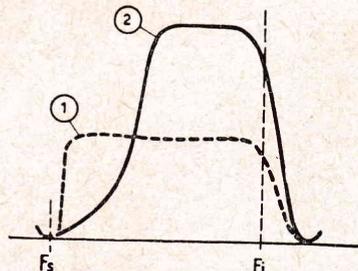


Fig. 1

on peut aussi l'extraire à la sortie de l'amplificateur vidéo, grâce auquel il aura bénéficié d'une amplification supplémentaire.

Ces signaux « son » sont alors appliqués à un petit amplificateur FI accordé sur 5,5 MHz pour le standard CCIR, et sur 6,5 MHz pour le standard OIRT. Cet amplificateur se termine par un discriminateur ou un détecteur de rapport (comportant l'un et l'autre deux diodes), circuits nécessaires, on le sait, pour la démodulation des signaux en FM.

SEPARATION - SYNCHRONISATION BASES DE TEMPS

La séparation des signaux de synchronisation est assurée par une pentode. Ensuite, pour le tri des tops « lignes » et « image », cette pentode est suivie d'une ou de plusieurs triodes. L'ajustage de la tension d'écran pour la pentode et des tensions de cathode pour les triodes doit être fait avec le plus grand soin pour l'obtention d'une bonne stabilité, tant verticale qu'horizontale, même avec des signaux faibles.

On pourra ajouter, des circuits auxiliaires à résistance et condensateur, destinés à éliminer le souffle résiduel, et apportant ainsi une synchronisation plus précise, une meilleure stabilité, pour la base de temps « lignes ». Bien entendu, cette dernière doit pouvoir fonctionner sur la fréquence convenable, selon le nombre de lignes du « standard » à recevoir :

Pour 405 lignes, on a 10 125 Hz ; pour 625 lignes, on a 15 625 Hz ; pour 819 lignes, on a 20 475 Hz.

En outre, puisque nous fonctionnons avec des signaux faibles, éventuellement perdue, l'emploi d'un bon comparateur de phase réglé, est indispensable.

En ce qui concerne la synchronisation sur la base de temps verticale, il est certainement préférable d'utiliser un circuit différentiateur dans tous les cas... de même qu'il est préférable d'utiliser un circuit intégrateur dans tous les cas. Néanmoins, il faut dire que sur les standards C.C.I.R. et O.I.R.T., le circuit intégrateur est préférable, parce que moins sensible aux parasites et apportant ainsi une meilleure synchronisation. De toutes façons, quel que soit le système adopté, il convient de régler soigneusement la valeur des composants de ces circuits pour l'obtention de la plus grande stabilité.

**

AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ D'UN TELEVISEUR

RETRECISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE « IMAGE »

Si nous partons d'un téléviseur ayant un excellent amplificateur V.H.F. d'entrée type cascade ou neutrode, bien monté, réglé, et donnant un grand rapport « signal/souffle », un accroissement de la sensibilité globale utilisable de l'appareil peut être obtenu en diminuant convenablement la largeur de la bande passante MF « image ».

Mais, tout d'abord, un peu de théorie de bon sens !

On sait que gain et largeur de bande sont des qualités contradictoires qu'il est difficile de concilier. Plus le gain est important, plus il est difficile de maintenir une large bande également importante. Si, par conséquent, nous réduisons la largeur de bande, il sera plus commode d'obtenir une grande amplification. Mieux même, le fait même de réduire la bande passante augmente automatiquement l'amplification... et de plus, le rapport signal/souffle croît considérablement. Ceci est très important ; car, c'est le souffle qui remplit les images de « brouillard » les champs faibles, et altère la synchronisation (lignes, notamment).

Mais que se passe-t-il si nous réduisons la bande passante MF image ? Eh bien, les fréquences élevées du signal image ne sont plus transmises. Nous allons perdre en définition en finesse d'image ; techniquement, nous allons perdre en résolution : nombre de points à la ligne. Aussi est-il sage de savoir limiter !

Mais réfléchissons. Dans notre cas particulier, à quoi servirait d'avoir un récepteur « passant » 800 points à la ligne (non loin de l'émetteur), si le bruit de fond, les parasites, le souffle, etc..., à l'endroit où il est utilisé, se traduisent par un brouillard sur l'écran noyant la mire 500, par exemple ?

En conséquence, nous pouvons nous limiter à une largeur de bande de 6,5 MHz environ, ce qui correspond approximativement à une résolution de 550 points à la ligne, ce qui détermine tout de même une image assez bonne, et est valable pour les standards.

La réduction de largeur de bande passante du canal MF image est obtenue par un moyen simple : Il suffit d'augmenter la valeur des résistances d'amortissement des circuits accordés MF et d'augmenter la valeur de la résistance de charge de la détection « image ».

Si, à l'origine, nous avons une résistance de charge de détection de 3 300 Ω (valeur

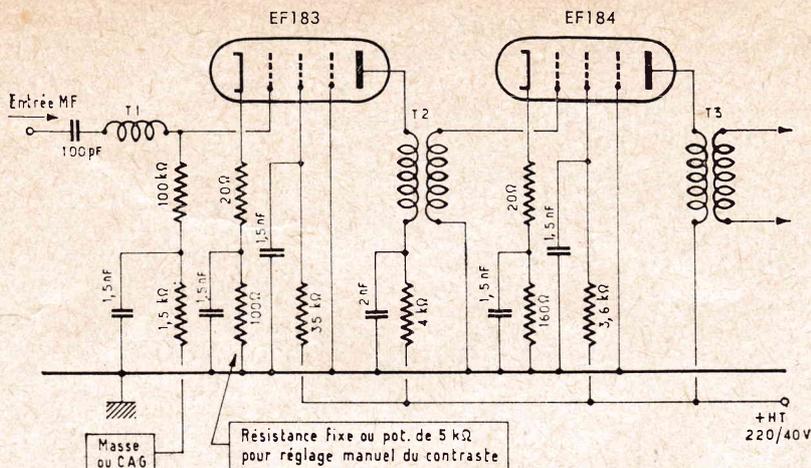


FIG. 2

rante), nous pourrions monter, en lieu et place, une résistance de 4.700 Ω par exemple.

Quant aux résistances d'amortissement des circuits accordés MF « image », nous pourrions en doubler les valeurs. Supposons un circuit amorti par 1 200 Ω ; nous ôtons cette résistance et nous soudons, à la place, une autre résistance de 2 200 ou 2 400 Ω environ.

Notons que l'amortissement d'un circuit n'est pas forcément réalisé par une résistance réellement montée en parallèle sur ledit circuit ; la résistance d'amortissement peut fort bien être celle placée dans le circuit de grille ou le circuit de plaque voisin. Il y a néanmoins amortissement (l'impédance du condensateur de liaison pouvant être considérée comme nulle) et c'est cette résistance que nous remplacerons par une autre de plus grande valeur.

Au point de vue réglage des circuits, on pourrait se limiter à accorder l'oscillateur pour l'obtention de la meilleure qualité d'image ; ensuite, on pourrait décaler en conséquence le réglage des transformateurs MF « son » pour retrouver l'audition de ce dernier. Ce procédé est valable si un seul émetteur doit être reçu ; mais il ne l'est pas si plusieurs émetteurs doivent être reçus. En effet, dans ce dernier cas, il ne saurait être question de modifier exagérément la valeur de la MF « son ». Il faut alors avoir recours au wobuloscope et procéder soigneusement à un nouveau réglage du canal « image », à une remise en forme et en fréquence correcte de la bande passante « image », tout en conservant l'amplification maximum, et cela en veillant bien à ce que les points Fi (fréquence image) et Fs (fréquence son) n'aient pas leur fréquence modifiée. C'est ce que l'on voit sur la figure 1 représentant en (1), la courbe MF d'origine, et en (2), la nouvelle courbe MF rétrécie.

Rappelons que l'alignement des téléviseurs au wobuloscope est étudié par ailleurs dans le présent numéro.

Si l'on est « un peu juste » en gain, soit pour l'image, soit pour le son, et que l'appareil est équipé avec des tubes amplificateurs MF du type EF80, il est toujours possible et recommandé de remplacer ces derniers par des tubes EF183 (pour les étages dont l'amplification est commandée, soit manuellement, soit automatiquement : C.A.G. ou C.A.V.) ou par des tubes EF184 (pour les étages à amplification fixe).

Les brochages des tubes EF80, EF183 et EF184 sont identiques. Ces transformations sont donc simples, si ce n'est éventuellement quelques résistances à remplacer.

La figure 2 représente le principe d'utilisa-

tion de ces tubes en amplification MF. S'il s'agit d'un canal MF « son », la résistance de cathode du tube EF183 est évidemment fixe, et le retour de son circuit de grille est connecté à la ligne de C.A.V. issue de la détection. Le secondaire du transformateur T3 aboutit à la détection « son ».

S'il s'agit d'un canal MF « image », on fait agir la commande de contraste, soit sur la cathode par polarisation variable du tube EF183 à l'aide d'un potentiomètre de 5 000 Ω (le retour de grille étant connecté à la masse), soit par la ligne de C.A.G. aboutissant sur le retour du circuit grille (la polarisation de cathode étant déterminée par une résistance fixe de 100 Ω), ou sur le retour du circuit grille de l'étage V.H.F. d'entrée. D'autre part, dans le cas d'un canal MF « image », il est bien évident que les enroulements des transformateurs T2 et T3 sont convenablement amortis par des résistances de valeurs adéquates et que ces transformateurs peuvent comporter en outre les habituels circuits réjecteurs.

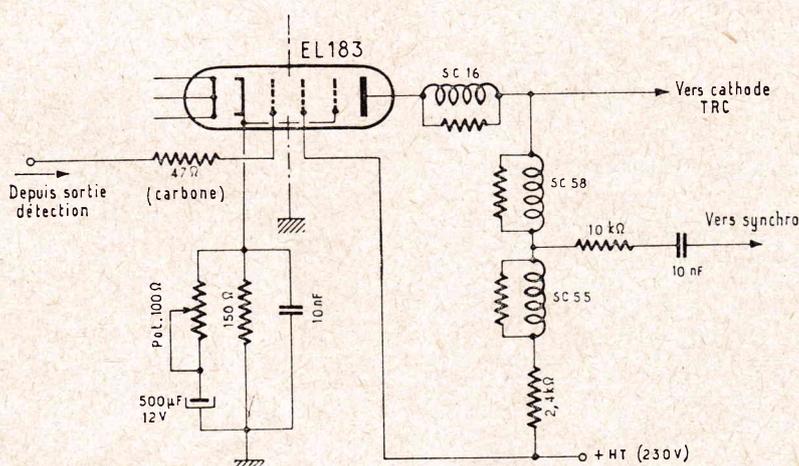


FIG. 3

La figure 2 n'est qu'un exemple d'utilisation des tubes EF183 et EF184. Il est bien évident qu'on pourra employer ces tubes sur tout montage de téléviseur à améliorer, en conservant les autres organes primitivement prévus (autres types de transformateurs MF image, par exemple) et simplement en rectifiant les valeurs des résistances des circuits de cathode et d'écran.

ETAGE VIDEO-FREQUENCE

Peu de choses à faire dans cette section. Ici encore, nous supposons que l'appareil comporte une section vidéo équipée d'une pentode à grande pente, genre EL83. Dans notre cas

particulier de réception difficile, il est intéressant d'augmenter la résistance de charge anodique de ce tube, ce qui aura pour effet d'augmenter le gain de cet étage. Normalement, cette résistance anodique a une valeur comprise entre 1 800 Ω et 3 300 Ω (selon les corrections apportées dans le circuit de cathode d'une part, et par les bobines de correction, d'autre part). Nous pouvons monter une résistance bobinée de 4 400 Ω, valeur pouvant paraître anormalement grande ; mais là aussi, nous recherchons l'amplification maximum en sacrifiant un peu la finesse de l'image. Disons cependant qu'une charge anodique de 4 400 Ω permet encore une résolution de 600 points à la ligne, soit davantage que ce que nous nous étions fixés lors de l'établissement de la largeur de bande HF + MF. Tout est donc très bien ainsi.

Le cas échéant, on pourra envisager aussi d'équiper cet étage vidéo-fréquence avec une pentode à très grande pente type EL183.

La figure 3 représente un montage vidéo-fréquence utilisant ce tube. Les bobines de correction (SC) sont de fabrication Vidéon. En raison de sa grande pente (25 mA/V), le tube EL183 risque d'accrocher facilement ; dans le but d'éviter cet ennui, on doit veiller à ce que les connexions de grille et de plaque s'éloignent rapidement l'une de l'autre ; en outre, on peut prévoir une séparation électrostatique à l'aide d'une petite plaque métallique formant écran-blindage, soudée au canon central du support de lampe et reliée à la masse (en traits mixtes sur la figure).

Le montage de la figure 3 constitue l'utilisation classique et normale du tube EL183 ; il apporte déjà un gain nettement plus important qu'un étage avec tube EL83. Néanmoins, dans le cas qui nous intéresse présentement et où l'on recherche l'amplification maximum, on pourra monter une résistance de charge anodique de l'ordre de 3 000 à 3 500 Ω (au lieu de 2 400). Par ailleurs, on pourra supprimer la correction cathodique pour les fréquences très élevées ; il suffit alors d'enlever

le potentiomètre de 100 Ω et de connecter l'armature positive du condensateur de 500 μF directement à la cathode.

**

SECTION BF

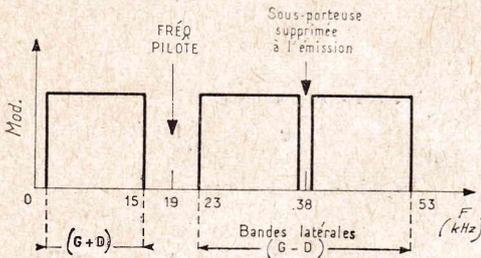
Dans un champ très faible, le son, tout comme l'image, risque de poser un problème... mais qui, en général, est assez facile à résoudre.

Nous avons déjà parlé indirectement du problème « son » avec l'examen des amplificateurs MF : il faut deux étages amplificateurs MF, et c'est ce qui est prévu sur les appareils

LES DÉCODEURS STÉRÉOPHONIQUES A TRANSISTORS

La stéréophonie à modulation de fréquence ou radio-stéréophonie bénéficiant actuellement de plusieurs heures d'émissions hebdomadaires sur les ondes de l'O.R.T.F., et, compte tenu du développement important que doit connaître cette nouvelle technique, nombreux sont les techniciens radio qui ont l'intention de modifier leurs récepteurs F.M. pour recevoir les émissions radio-stéréophoniques.

Cet article leur facilitera la tâche en indiquant les conditions requises pour que l'adap-



tation d'un appareil existant soit valable. Après un rappel du principe de la radio-stéréophonie, l'auteur indique les caractéristiques et les schémas des principaux décodeurs stéréophoniques actuellement disponibles sur le marché français.

LA RADIO-STÉRÉOPHONIE A L'ÉMISSION

Pour les émissions réalisées suivant le système à fréquence pilote, l'émetteur transmet simultanément deux informations :

1° l'information monophonique : canal gauche + canal droit (G + D) qui permet la réception sur les récepteurs F.M. ne possédant pas de système de décodage. Le procédé à fréquence pilote est en effet compatible ;

2° l'information stéréophonique : canal gauche - canal droit (G - D) ;

3° l'émetteur transmet également un signal pilote dont la fréquence est de 19 kHz. Ce signal sert à reconstituer la porteuse à la réception de façon à pouvoir démoduler les deux bandes latérales de modulation.

On dispose donc à l'émission d'un signal semblable à celui de la figure 1.

La sous-porteuse à 38 kHz, modulée en amplitude est supprimée à l'émission pour deux raisons :

— Cette sous-porteuse ne contient aucune information.

— La puissance moyenne de l'émetteur est nulle en l'absence d'information basse fréquence, alors qu'elle serait constante si la sous-porteuse n'était pas supprimée.

LA RADIO-STÉRÉOPHONIE A LA RÉCEPTION

Au niveau du récepteur, on va être amené à effectuer les opérations inverses de celles réalisées à l'émission. A la sortie du discriminateur, on dispose d'un signal analogue à celui de la figure 1, il va être nécessaire de réaliser les fonctions suivantes :

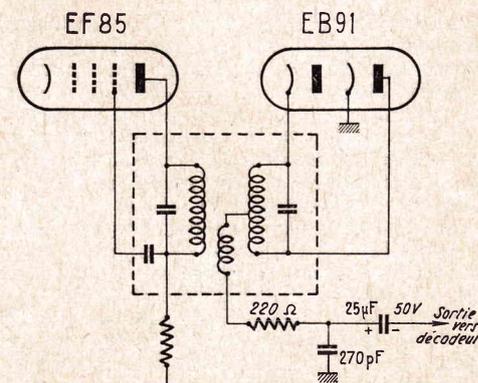
1° Amplification de la fréquence pilote à 19 kHz.

2° Reconstitution de la sous-porteuse à 38 kHz.

3° Remodulation de la sous-porteuse par les bandes latérales D-G.

4° Addition du signal stéréophonique et du signal monophonique pour obtenir le signal du canal gauche :

$$(G + D) + (G - D) = 2G$$

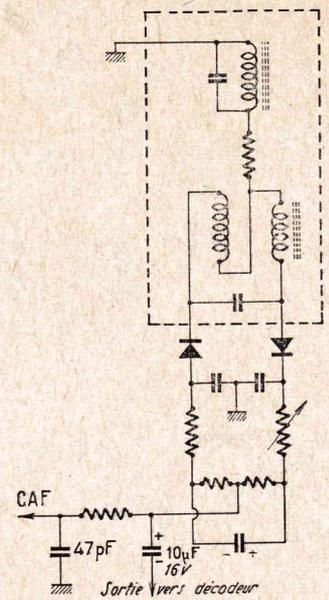


5° Soustraction du signal stéréophonique du signal monophonique pour obtenir le signal du canal droit :

$$(G + D) - (G - D) = 2D$$

Ces informations seront ensuite appliquées aux deux entrées d'un amplificateur stéréophonique.

Le décodeur stéréophonique a pour but de réaliser les opérations précédentes. Les diffé-



rents circuits sont indiqués sur le schéma synoptique de la figure 2.

COMMENT BRANCHER UN DÉCODEUR

On applique, à l'entrée du décodeur, le signal détecté en provenance du discriminateur. Certaines modifications sont cependant nécessaires :

1° Le circuit de désaccentuation du récepteur devra être supprimé afin de transmettre toute la bande nécessaire en stéréophonie FM. Du fait que les fréquences élevées de la modulation peuvent atteindre 53 kHz (38 kHz + 15 kHz) (voir figure 1), cette cellule provoquerait une atténuation très marquée des fréquences élevées, c'est la raison pour laquelle, en présence d'une émission radio-stéréophonique, elle sera supprimée.

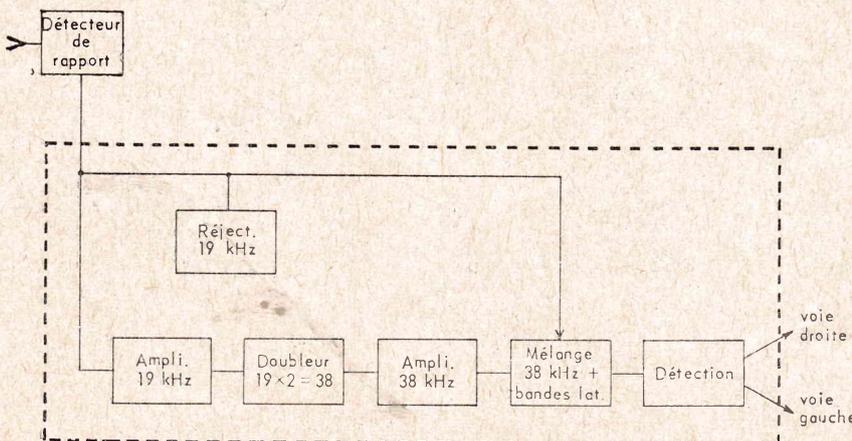
Au moyen d'un commutateur « mono-stéréophonie » on remettra en circuit la désaccentuation après le décodeur.

2° Dans certains circuits, après la cellule de désaccentuation, on trouve le potentiomètre de niveau de sortie. Il faudra également le supprimer et brancher le décodeur suivant le schéma de la figure 3 ou de la figure 4 selon que le récepteur F.M. à modifier est équipé de tubes ou de transistors.

On peut également se contenter de placer le curseur du potentiomètre de niveau dans la position où le signal est maximum. La commande de puissance est effectuée à partir du potentiomètre double qui précèdera l'amplificateur stéréophonique ou sera placé à son entrée.

POUR QUE L'ON PUISSE ÉQUIPER UN RÉCEPTEUR F.M. D'UN DÉCODEUR IL DOIT PRÉSENTER CERTAINES CARACTÉRISTIQUES

Tous les récepteurs à modulation de fréquence ne sont pas aptes à recevoir, même après adjonction d'un décodeur, les émissions radiostéréophoniques. Certaines caractéristiques doivent être respectées :



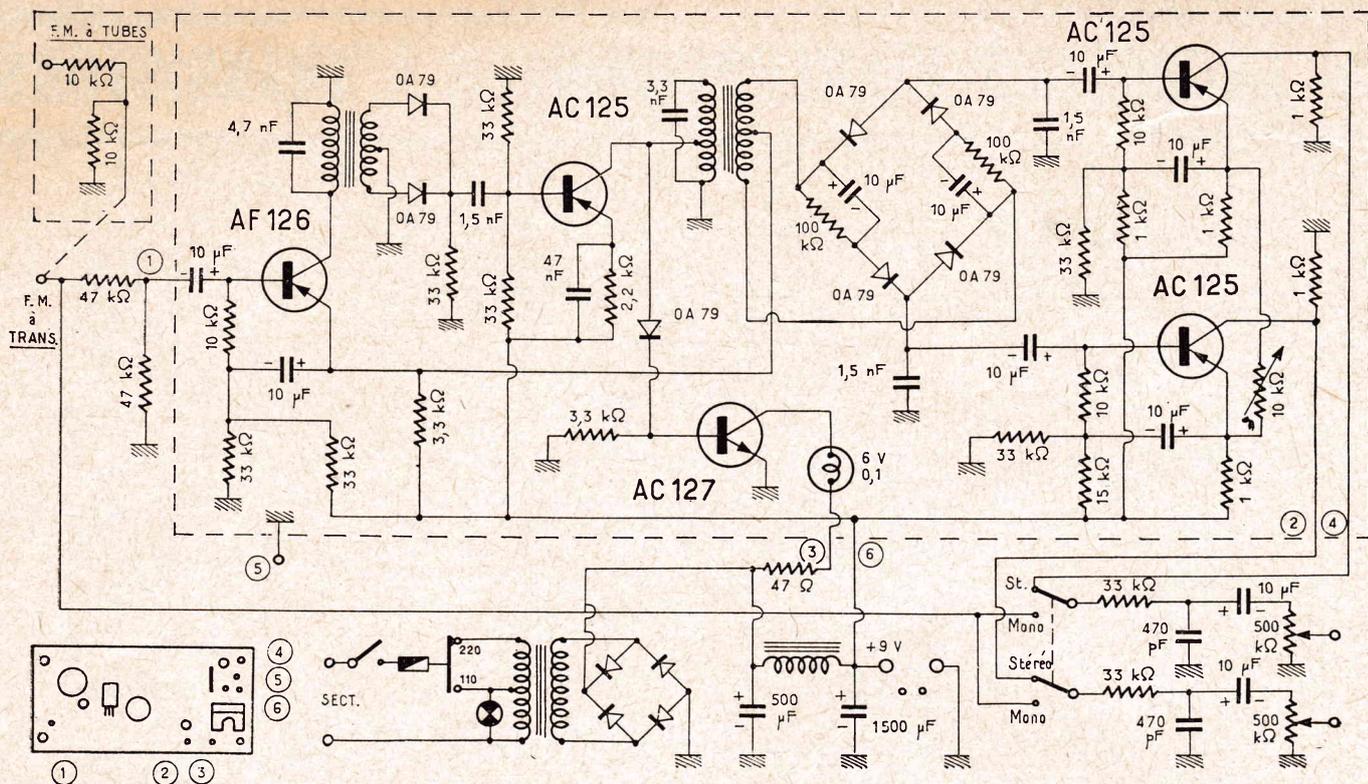


FIG. 5. — Décodeur CICOR

1° La bande passante des circuits du récepteur F.M. doit être suffisante pour transmettre, sans affaiblissement notable, la totalité du signal gauche-droite. La bande passante du récepteur ne doit pas être inférieure à 180 kHz à -3 dB.

2° Le discriminateur du récepteur devra présenter une caractéristique linéaire pour une excursion en fréquence de ± 75 kHz.

3° Afin de réduire au minimum les éventuelles rotations de phase, la courbe de réponse des circuits de l'amplificateur moyenne fréquence devra être aussi plate que possible, le flanc de la courbe de discrimination sera très rectiligne.

Ces caractéristiques sont généralement indiquées sur les notices techniques des constructeurs de récepteurs à modulation de fréquence. Si un appareil ne répond pas à ces impératifs, il sera inutile de le modifier pour recevoir la radiostéréophonie, les résultats obtenus risquant alors d'être décevants.

LES PRINCIPAUX DECODEURS STEREOGRAPHIQUES A TRANSISTORS

1° LE MODELE CICOR

Son schéma est représenté sur la figure 5. Le signal issu du discriminateur du récepteur à modulation de fréquence est appliqué à la base du transistor AF126 à travers un pont constitué, dans le cas d'un récepteur à lampes par deux résistances de 10 000 ohms destinées à compenser le gain du circuit de décodage. Dans le cas d'un récepteur à transistors le pont est constitué de deux résistances de 47 000 ohms. Sur la base de ce transistor est donc appliqué un signal composite constitué par la somme, la différence des signaux et la fréquence pilote à 19 kHz. Le circuit de ce transistor assure la séparation des signaux de modulation et du signal pilote. A cet effet, le collecteur est chargé par un transformateur accordé sur 19 kHz et possédant un important coefficient de surtension grâce à l'utilisation d'un pot en ferrite. Sur l'émetteur est prélevé le signal composite di-

rectement appliqué sur le secondaire du transformateur et attaquant le circuit de décodage proprement dit. Le secondaire du premier transformateur accordé sur 19 kHz attaque un système doubleur de fréquence constitué par deux diodes OA79. On applique donc, à travers du condensateur de 1,5 nF, sur la base du second transistor un signal à 38 kHz. L'émetteur de ce transistor AC125 est faiblement découplé, car il ne doit amplifier que le signal dont la fréquence correspond à celle du circuit accordé. Le collecteur est branché sur une prise pour éviter l'amortissement du bobinage. Le secondaire attaque un circuit basé sur le principe du modulateur en anneaux. Le signal de fréquence à 38 kHz bloque les diodes du modulateur en anneaux au moment voulu à condition qu'une condition de phase soit respectée : c'est-à-dire que la phase du signal à 38 kHz qui est utilisé à la réception soit identique à la phase du signal à 38 kHz utilisé à l'émission. A la sortie du circuit modulateur en anneaux, on dispose de deux informations correspondant aux canaux gauche et droit, informations qui sont appli-

quées chacune à la base d'un transistor AC 125 monté en amplificateur de façon classique.

Un potentiomètre de 10 000 ohms placé en les deux émetteurs permet de régler de façon optimum la séparation des deux canaux.

Les modulations correspondant aux deux canaux sont disponibles aux bornes de la charnière de collecteur de chaque transistor constitué par une résistance de 1 000 ohms.

Un dispositif visuel simple permet de contrôler si l'on se trouve en présence d'une émission mono ou stéréophonique. Une diode OA 79 connectée sur le collecteur du transistor AC 125 détecte l'enveloppe du signal à 38 kHz. La tension continue ainsi obtenue polarise la base du transistor AC 127 qui comporte dans son collecteur une ampoule 6 V 0,1 A qui s'allume lorsque l'on se trouve en présence d'une émission stéréophonique.

Pour éviter de laisser en service le décodeur, lors de la réception d'émissions monophoniques, un inverseur « mono-stéréo » est prévu qui permet à l'auditeur de n'utiliser

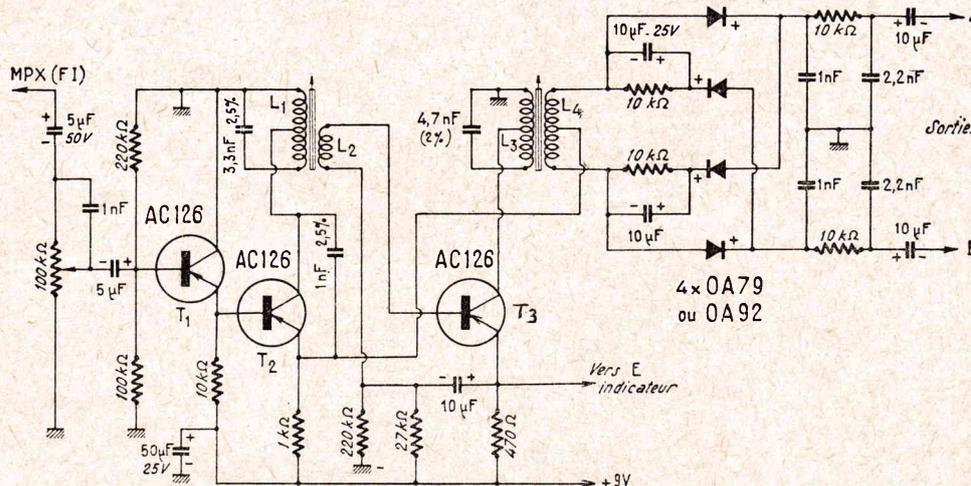


FIG. 6. — Décodeur JASON

circuit décodeur que lorsque l'ampoule est allumée.

On remarque à la sortie du contacteur « mono-stéréo » les cellules de désaccentuation classiques et un potentiomètre double pour la commande des niveaux sonores des deux canaux.

L'alimentation se fait sur secteur 110/220 V, ou sur pile de 9 V grâce à une prise spéciale prévue à cet effet.

Dans le bas, à gauche de la figure, nous avons représenté la platine vue de dessus avec les différentes entrées et points de branchement correspondant au schéma.

Les principales caractéristiques techniques de ce décodeur sont les suivantes :

Diaphonie supérieure à 1 000 Hz à - 35 dB.

Tension minimum à appliquer à l'entrée pour un fonctionnement correct : 0,1 V V_{eff} .

Tension maximum à appliquer à l'entrée sans obtenir de distorsion : 1,2 V eff .

Impédance d'entrée : 150 000 ohms à 1 000 Hz.

Impédance de sortie : 50 000 ohms à 1 000 Hz.

2° LE DECODEUR JASON

Distribué par Young Electronic, ce décodeur J-28, dont le schéma est représenté sur la figure 6, reçoit les signaux en provenance du discriminateur, avant désaccentuation, par l'intermédiaire d'un potentiomètre ajustable de 100 000 ohms. Ces signaux sont appliqués sur la base du transistor T1 (AC 126) monté en amplificateur à collecteur commun, adaptateur d'impédances. Le réseau RC corrige la bande passante du tuner à la sortie duquel est branché le décodeur. Les tensions sont prélevées sur la résistance d'émetteur de 10 000 ohms, l'émetteur de T1 étant relié directement à la base du transistor T2. Le transistor T2 comporte, dans son circuit collecteur, un bobinage L_1 accordé sur la fréquence pilote de 19 kHz. Cela permet de prélever les tensions à 19 kHz et de les appliquer, au moyen de l'enroulement de couplage L_2 à la base du transistor T₃. Ce transistor a un bobinage L_3 branché dans le circuit collecteur, bobinage qui est accordé sur 38 kHz correspondant à la fréquence de doublage de la fréquence pilote de 19 kHz.

Le bobinage L_3 est couplé à L_4 qui est relié au détecteur symétrique à 4 diodes OA79 ou OA92. Sur le point milieu de L_4 on applique également les tensions multiplex prélevées sur la résistance d'émetteur de 1 000 ohms du transistor T₃. Aux points A et B on dispose des deux informations basse-fréquence destinées à alimenter les entrées d'un amplificateur stéréophonique.

Un indicateur visuel J-29, dont le schéma est représenté sur la figure 7, permet à l'audi-

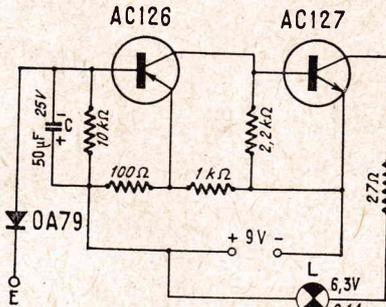


FIG. 7. — Indicateur visuel JASON

teur de savoir si l'émission est mono ou stéréophonique. Les tensions de la fréquence pilote que l'on prélève sur l'émetteur du transistor T₃ sont détectées par une diode OA 79. La composante continue ainsi obtenue est appliquée à la base du transistor AC 126 PNP qui devient conducteur. Le transistor NPN AC127 est monté en amplificateur de courant continu à liaison directe. Dans son circuit collecteur est placée une ampoule de 6,3 V - 0,1 A qui s'allume quand on reçoit une émission stéréophonique.

Les principales caractéristiques du décodeur sont les suivantes :

Alimentation sous 9 V.

Consommation du décodeur seul : 3 mA.

Consommation de l'indicateur au repos : 5 mA.

Consommation de l'indicateur en présence d'une émission stéréo : 105 mA.

Diaphonie : 35 dB. Distorsion : 1 %. Désaccentuation : 50 µS.

Le décodeur et l'indicateur visuel J-29 sont présentés sous forme de modules de faible encombrement.

3° LE DECODEUR OREGA

Référencé « DEC 65 », ce décodeur, dont le schéma est représenté sur la figure 8, fonctionne suivant le même principe que les précédents. Le transistor T1, qui est un SFT 316 ou équivalent, amplifie le signal de la porteuse pilote à 19 kHz, signal que l'on retrouve dans le circuit collecteur du même transistor. La réjection du signal pilote (l'amplification du signal monophonique (canal gauche + canal droit), ainsi que des bandes latérales se font par l'intermédiaire du transistor T₃ et de son circuit. Ce transistor est un SFT 316 ou équivalent.

Les deux diodes SFD 111 associées au circuit L_3 remplissent les fonctions de doubleur de fréquence. Les circuits du transistor T₄ (SFT 116 ou équivalent) servent à amplifier la fréquence de la sous-porteuse reconstituée 38 kHz, en phase avec la porteuse pilote qu'elle se trouve à 19 kHz.

La détection des informations correspondant aux canaux de gauche et de droite est assurée par deux diodes SFD 111 ou équivalentes. Le pont, qui est constitué par quatre résistances de 1 000 ohms, est destiné à éviter que les signaux des bandes latérales ne puissent être appliqués au transistor T2.

Après détection, on remarque deux étages amplificateurs utilisant des transistors SFT 353 ou équivalents. Ces étages sont destinés à compenser les pertes dues au pont et aux filtres. Ces circuits assurent également la fonction de séparateurs pour éviter toute réaction de l'amplificateur basse-fréquence sur le décodeur.

Le transistor T4 (SFT316 ou équivalent) sert d'indicateur d'émission stéréophonique grâce au circuit L_5 qui provoque l'amorçage du tube au néon NE2A en présence d'une émission stéréophonique.

Ce décodeur est vendu préreglé, ce qui facilite le montage sur les appareils que l'on veut modifier.

4° LE DECODEUR INFRA

Le schéma de ce décodeur représenté sur la figure 9 comporte quatre étages. Le signal multiplex issu de la platine comportant le détecteur de rapport est appliqué à travers un condensateur de 10 µF à la base du transistor SFT 316-1 monté en émetteur follower pour

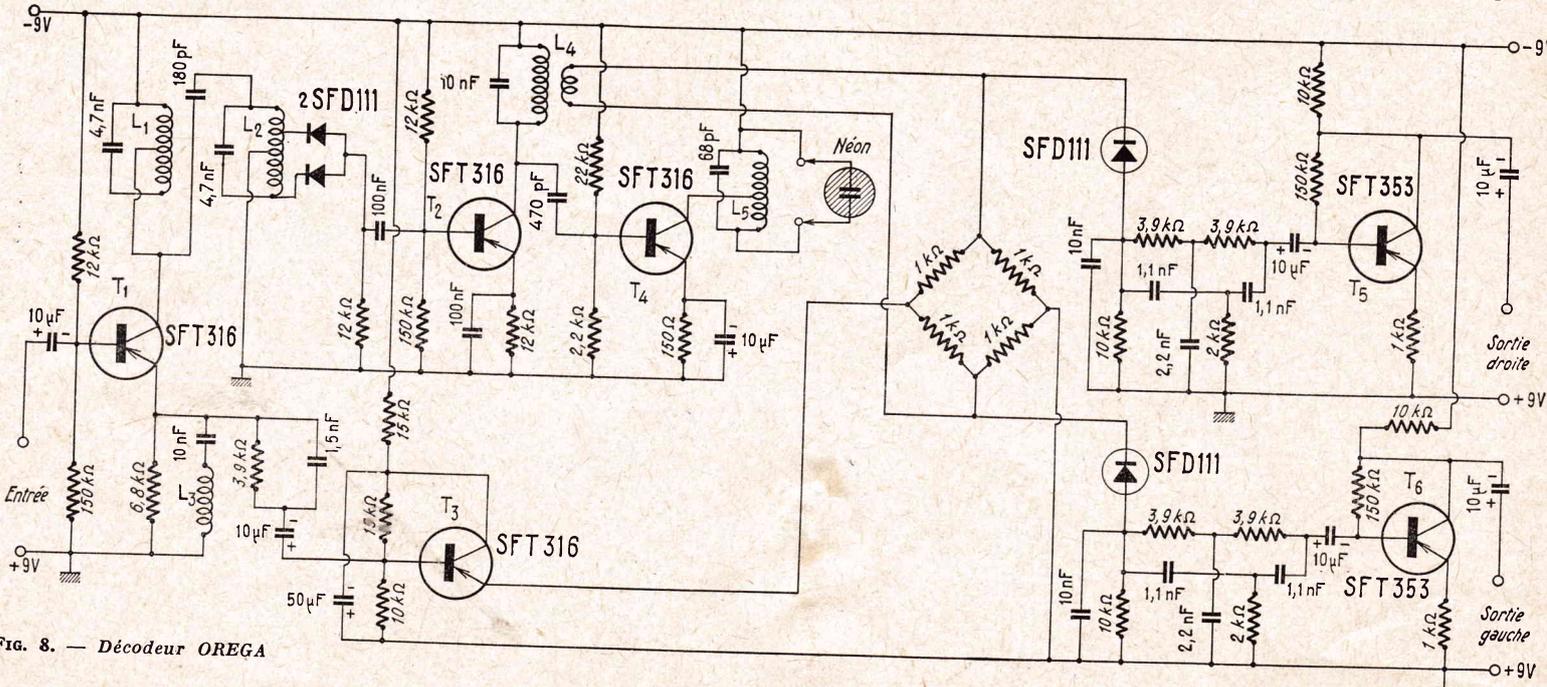


FIG. 8. — Décodeur OREGA

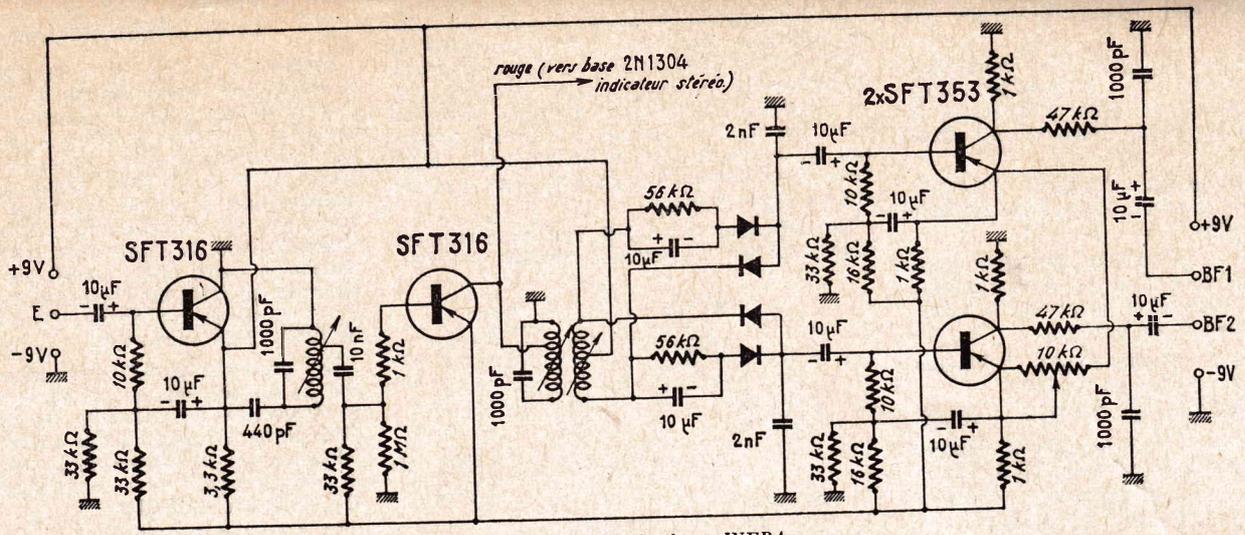


FIG. 9. — Décodeur INFRA

la réception du signal multiplex et en émetteur commun pour la fréquence pilote de 19 kHz. Le second transistor SFT 316 est utilisé dans un circuit doubleur de fréquence qui rétablit la sous-porteuse. Le secondaire du transformateur placé dans le circuit collecteur de ce transistor alimente un démodulateur utilisant quatre diodes du type SFD 115 ou équivalent. Les informations correspondant aux canaux de droite et de gauche sont ensuite transmises à deux transistors SFT 353 faisant fonction de préamplificateur et de séparateur pour éviter toute réaction de l'amplificateur sur le décodeur.

On remarque sur le collecteur du transistor SFT 316-2 une prise destinée au branchement de l'indicateur stéréophonique dont le circuit est représenté sur la figure 10. Sur cette prise apparaît, en présence d'une émission stéréophonique, un signal à 38 kHz. Ce signal appliqué sur la base du transistor 2N1304 provoque une augmentation du courant collecteur en rendant la base plus négative ; les deux autres transistors étant montés en amplificateurs à courant continu, le signal de départ va se trouver suffisamment amplifié pour provoquer l'allumage de l'ampoule 6,5 V 0,1 A, qui se trouve placée dans le circuit collecteur du transistor 2N1305 — 2.

Les principales caractéristiques de ce décodeur sont les suivantes :

- Tension d'alimentation : 9 V - consommation 5 mA.
- Distorsion à 1 000 Hz : 0,4 % - diaphonie supérieure à 35 dB.
- Désaccentuation : 50 µs.

Les signaux contenant l'information stéréophonique sont prélevés sur l'émetteur du transistor T₁. Le signal de fréquence pilote est transmis, par le transformateur Tr₁ au transistor T₂ où il est de nouveau amplifié avant

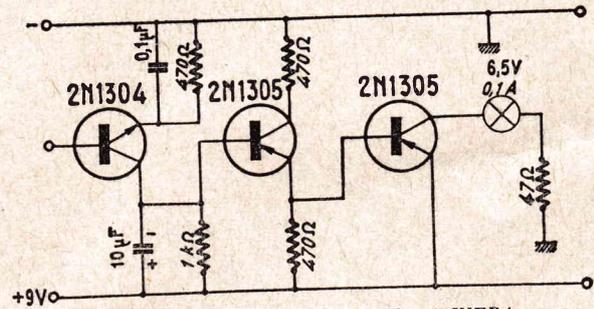


FIG. 10. — Indicateur visuel INFRA

5° DECODEUR GORLER (1)

Le schéma de ce décodeur est représenté sur la figure 11. Le signal multiplex provenant de l'amplificateur F.I. est appliqué à la base du transistor T₁.

d'être appliqué au transistor T₂ par l'intermédiaire du transformateur Tr₂. Le circuit du transistor T₂ fait fonction de doubleur de fréquence : c'est un circuit oscillant bifilaire accordé sur 38 kHz.

On obtient deux tensions déphasées l'une par rapport à l'autre de 180° et qui sont appliquées aux diodes D₁ à D₄, qui assurent la c

(1) Représenté en France par R. Brunet, commercialisé par RECTA.

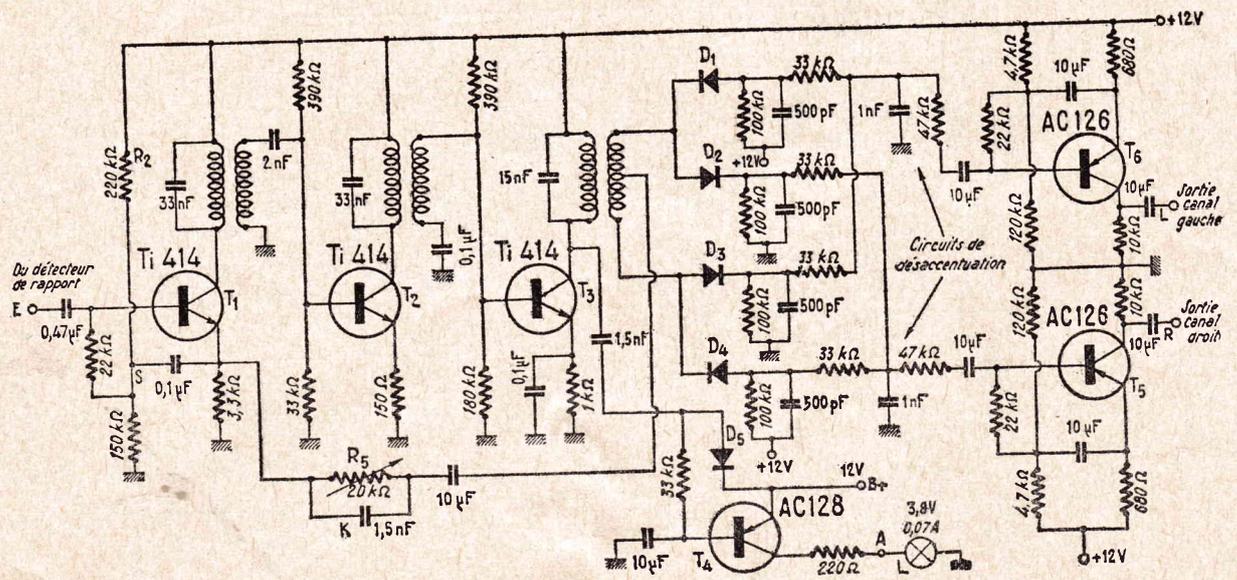


FIG. 11. — Décodeur GORLER

modulation, et fournissent les informations basse fréquence correspondant aux canaux gauche et droite de l'amplificateur basse fréquence.

Une ampoule L placée dans le circuit collecteur du transistor T_1 permet de constater si le décodeur est en présence d'une émission radio-stéréophonique.

Le courant commandant le transistor T_1 est prélevé sur le collecteur du transistor T_2 . Ce courant agit sur la diode D_1 et commande la polarisation du transistor T_1 , ce qui le bloque ou le rend conducteur suivant les cas. En présence d'une émission stéréophonique le transistor est conducteur et l'ampoule de 3,8 V - 0,07 A placée en série avec une résistance de 220 ohms, dans le circuit collecteur est alors allumée.

COMMUTATION AUTOMATIQUE « MONO-STEREO »

Il peut être intéressant de prévoir un circuit assurant automatiquement la commutation « mono-stérééo » en fonction du type d'émission captée. La figure 12 représente un tel circuit.

Au point A on applique le même signal que celui commandant les indicateurs visuels des circuits précédemment décrits. Le signal est amplifié au moyen du transistor OC79, puis redressé pour commander le relais qui assure

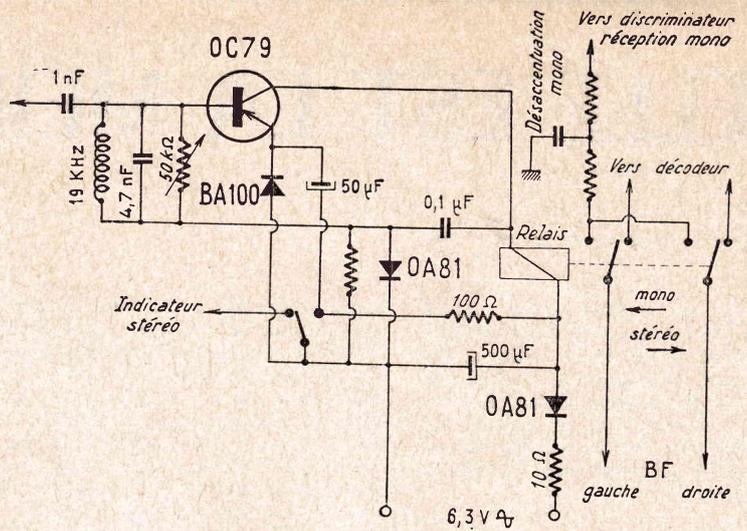


Fig. 12

les commutations mono-stérééo. L'alimentation du circuit se fait, dans le cas de la figure à partir d'une tension de 6,3 V redressés car ce montage est destiné à équiper un décodeur à lampes ; mais il est facile de modifier le branchement lorsque l'on veut alimenter le relais sur pile, ainsi que le transistor.

BIBLIOGRAPHIE

- Documentations Cicor, Gorler, Infra, son, Oréga.
- Electronique Professionnelle.
- Electro-Journal.
- Le Haut-Parleur.

LA RÉCEPTION TV A LONGUE DISTANCE

(Suite de la page 28)

élément triode de ECC81. Un tube ECC82 convient aussi très bien.

Si l'on procède au montage de cet étage amplificateur-recoupeur supplémentaire sur une base de temps à comparateur de phase existant déjà, on veillera bien à inverser les connexions venant du déphaseur et aboutissant sur la double diode de comparaison (ceci, à cause du déphasage des signaux provoqué par l'adjonction de cet étage supplémentaire).

**

ANTIPARASITES

Dans un champ très faible, on sait que les parasites sur l'image sont extrêmement gênants. Il faudra donc prévoir un système antiparasite-image particulièrement efficace, soit sur l'étage vidéo, soit à la sortie de celui-ci. De nombreux montages ont déjà été proposés ; ils sont bien connus de nos lecteurs. Mais il est difficile de préconiser tel dispositif plutôt que tel autre. En effet, leur possibilité d'adjonction dépend souvent du montage de l'amplificateur vidéo, et plus particulièrement du principe utilisé dans la liaison entre la sortie de l'amplificateur vidéo et le tube cathodique.

Les parasites dans le son (craquements) peuvent être aussi ennuyeux que les parasites sur l'image. Il faudra donc prévoir également un système antiparasite-son particulièrement efficace.

**

ANTENNES

Dans un champ très faible, rien ne doit souffrir la médiocrité. Avoir un récepteur excellent, disons même « hors classe », est fort bien ; mais cela ne suffit pas. Il faut aussi une antenne non moins excellente et à très grand gain.

Dans un champ très faible, l'antenne doit être orientée, le téléviseur en fonctionnement (et non à la boussole).

Il est sage de contrôler le champ reçu, la qualité de la réception, à différentes hau-

teurs ; la hauteur maximum — lorsqu'un bon dégagement est obtenu — ne correspond pas toujours avec le maximum de champ.

Il ne faut pas hésiter à prévoir un grand gain d'antenne : outre l'amélioration du rapport signal-souffle, la diminution des parasites latéraux et arrière est sensible.

Bien entendu, il ne faut pas sacrifier le gain de l'antenne en employant un câble de descente de qualité quelconque. Il faut nécessairement utiliser du câble coaxial 75 Ω à très faibles pertes et aussi court que possible (descente aussi droite et directe que la disposition des lieux le permet).

Si plusieurs émetteurs doivent être reçus, on peut concevoir un mât unique supportant les diverses antennes, avec un câble de descente par antenne, et chaque antenne étant orientée et fixée dans la direction convenable. On peut aussi utiliser une ou deux antennes à très large bande montées sur un mât rotatif commandé à distance.

Il y a aussi la question du préamplificateur d'antenne, question qui a tant fait couler d'encre. Il est certain qu'un préamplificateur d'antenne peut augmenter la sensibilité apparente d'un téléviseur. Cependant, il ne change rien aux bases de temps, et comme nous l'avons dit, la qualité d'un téléviseur ne se juge pas uniquement à sa sensibilité, mais aussi à la stabilité de l'image (stabilité dépendant de l'étage séparateur et de la conception des bases de temps verticale et horizontale).

D'autre part, on n'augmente pas à l'infini la sensibilité d'un récepteur en ajoutant des amplificateurs ou des préamplificateurs ; il y a une limite. Si, en poussant à fond le bouton de contraste d'un téléviseur, on parvient à créer du « brouillard » sur l'écran (souffle), le préamplificateur d'antenne est parfaitement superflu : il ne change rien au point de vue image, si ce n'est apporter encore davantage de souffle. Par contre, si le réglage maximum du bouton de contraste n'amène pas le « brouillard » sur l'écran, la sensibilité globale

de l'appareil peut être accrue et un préamplificateur sera fort bien accepté.

Enfin, il y a deux façons d'utiliser un préamplificateur d'antenne : la bonne et la mauvaise ! La mauvaise consiste à placer le préamplificateur à l'entrée du récepteur (entre le téléviseur et le câble coaxial) ; la bonne méthode est l'installation du préamplificateur (nécessairement étanche), le plus près possible de l'antenne.

Tout ceci pour dire que l'on n'installe pas un préamplificateur d'antenne n'importe comment, dans n'importe quelles circonstances les yeux fermés, sans réfléchir. Au contraire, un tel appareil ne donnera satisfaction, pour un téléviseur de sensibilité donnée et connu que dans des cas bien déterminés, bien précis.

En règle générale, le préamplificateur d'antenne n'est admis sur un téléviseur très sensible que si le câble d'antenne de descente est très très long, et à condition que ledit préamplificateur soit placé immédiatement au-dessous de la nappe d'antenne, sur le mât supportant l'aérien.

Rappelons que des schémas de montages de préamplificateurs d'antenne TV ont été publiés dans notre numéro spécial d'octobre 1965.

**

A plusieurs reprises, nous avons insisté sur la nécessité d'avoir un étage d'entrée V.H.F. présentant un rapport « signal/souffle » élevé. Il va sans dire que cette nécessité s'applique in-extenso à l'étage d'entrée UHF dans le cas de l'utilisation d'un tuner pour les réceptions dans les bandes IV et V. Si nous avons tant insisté sur cette question, c'est qu'elle est d'une importance capitale. Rappelons que le lecteur intéressé pourra trouver une étude théorique et pratique très détaillée sur le souffle des récepteurs dans nos numéros 1 058, 1 059 et 1 060, ainsi que dans la sixième édition de « L'Emission et la Réception d'Amateur ». Bonne écoute et bon plaisir aux amateurs de DX-TV.

Roger A. RAFFIN

QUELLE EST LA MEILLEURE PILE ?

LES piles et les accumulateurs paraissent les seules sources d'alimentation utilisables au début de la radio ; l'avènement des appareils-secteurs a constitué un perfectionnement, qui a paru décisif à l'époque. On ne s'en douterait guère aujourd'hui, car, avec l'apparition des transistors, on utilise de plus en plus des batteries de piles et des accumulateurs.

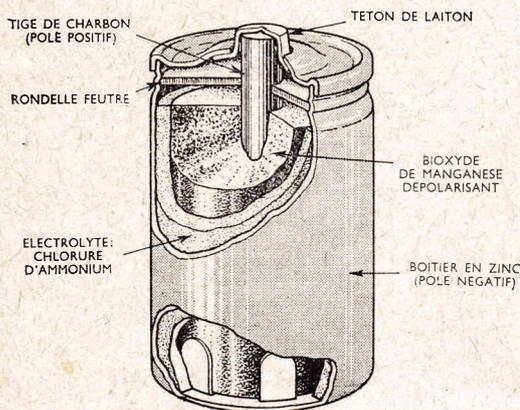


Fig. 1

Dans l'intervalle, si les principes des sources électro-chimiques n'ont pas varié, du moins les réalisations ont-elles été modifiées très profondément, et on obtient aujourd'hui des résultats pratiques qu'on n'espérait pas autrefois. Mais, malgré tout, pour être assuré d'un fonctionnement régulier, d'une durée de service suffisante, et ne pas consacrer des sommes trop importantes à l'achat continu de piles, il faut savoir les utiliser correctement, et surtout bien choisir le type qui correspond exactement à l'appareil à alimenter.

Il y a maintenant des centaines d'appareils d'amateurs, industriels, militaires, et commerciaux de types différents, qui fonctionnent à l'aide de batteries de piles sèches, et leur nombre augmente constamment.

Si l'on a pu réaliser et essayer des types de piles très différents, en fait, celles qu'on adopte dans la pratique, n'appartiennent pas à de nombreuses catégories. Il s'agit de solutions pratiques mais qui ne sont pas définitives ; presque chaque jour nous voyons présenter des types qui offrent des particularités nouvelles, en attendant, sans doute, l'avènement pratique et commercial des piles à combustibles, éléments d'un autre caractère, puisque leur fonctionnement est basé sur l'emploi de matières premières généralement gazeuses qui agissent continuellement en produisant de l'énergie électrique ; elles peuvent être remplacées au fur et à mesure de leur emploi, de même qu'on envoie constamment de l'essence dans le moteur d'une automobile pour le faire fonctionner.

LES TROIS TYPES DE PILES ESSENTIELS

Comment peut-on classer les piles pratiques et commerciales actuelles ? Il y en a trois

types essentiels : la pile sèche Leclanché au carbone et au zinc, avec électrolyte de chlorure d'ammonium et dépolarisant de bioxyde de manganèse ; la pile alcaline zinc-manganèse déjà perfectionnée est, pour le moment, moins connue. Enfin, la pile au mercure, dont les qualités sont de mieux en mieux reconnues, donne des résultats remarquables sur un grand nombre d'appareils utilisés en France, qu'il s'agisse de radio-récepteurs, de magnétophones, tout autant que d'appareils photographiques ou cinématographiques.

La pile zinc-charbon est actuellement la pile la plus répandue dans le monde entier, le problème essentiel de sa construction consiste à éliminer le dégagement d'hydrogène autour du bâtonnet de charbon, qui provoque la polarisation. Ce résultat est obtenu avec du bioxyde de manganèse qui constitue un oxydant actif, mais ce corps doit être parfaitement pur et en quantité suffisante. Les progrès réalisés consistent dans l'amélioration du traitement de ce corps, dont la structure est désormais parfaitement contrôlée ; le volume employé a pu aussi être augmenté. L'électrolyte est maintenue en place par une feuille de papier très mince disposée le long du godet en zinc (fig 1).

Son principal avantage est son prix de revient très faible ; mais les inconvénients sont nombreux, et nous allons les préciser plus haut : instabilité de la tension au cours de la décharge, surtout en régime continu et intensité élevée, capacité souvent insuffisante et surtout stockage difficile, risque d'influence de la température, décharge lente fréquente au repos.

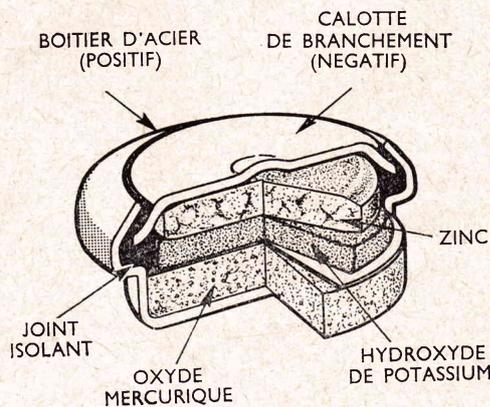


Fig. 2

L'étanchéité est également difficile à réaliser ; le boîtier de zinc se transforme en oxyde de zinc, ce qui diminue peu à peu son épaisseur et l'électrolyte peut s'écouler au dehors, pour le plus grand dommage des montages intérieurs de l'appareil !

L'élément peut être recouvert d'un sac en plastique serti ; le cylindre de zinc peut être plus épais et recouvert également de plas-

tique, et les piles blindées sont un compromis entre les deux solutions ; la pile est enveloppée d'une feuille de carton maintenue en place par une feuille de fer blanc serti et le carton absorbe l'électrolyte.

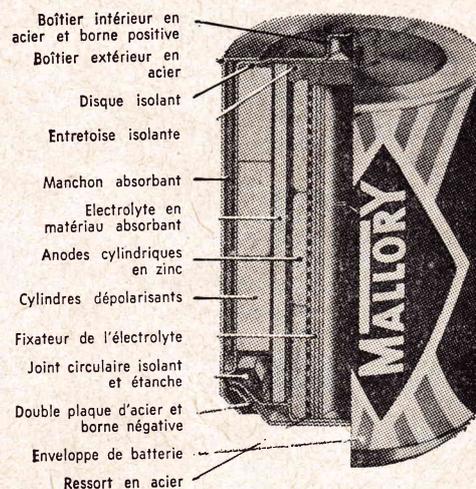


Fig. 3

La pile au mercure comporte une électrode de zinc et un composé de mercure avec un électrolyte alcalin ; il n'y a aucun dégagement d'hydrogène et la pile est auto-dépolarisante. L'oxyde de mercure étant extrêmement stable, la tension, de même que la résistance interne, restent constantes pendant la décharge. La capacité à volume égal est beaucoup plus élevée que celle de la pile zinc-charbon (fig. 2).

L'étanchéité est également très grande, tous les éléments de la pile étant contenus à l'intérieur du boîtier. La durée de conservation est de l'ordre de deux ans au minimum à température normale mais, en raison du prix élevé du mercure, elles sont surtout réalisées dans des très petites dimensions. A partir de ce même principe, on a cherché à utiliser un matériau moins coûteux et, de là, est née la pile alcalino-manganèse, dans laquelle il n'y a pas non plus des dégagements d'hydrogène, ce qui permet de réaliser également une pile auto-dépolarisante.

Toutes les matières enfermées dans la pile sont actives et le gain de capacité est de l'ordre de 3 à 4 par rapport à la pile zinc-charbon ; un élément de pile-torche peut être déchargé de façon continue à pleine capacité avec des intensités dépassant l'ampère. Ces piles sont indéformables, offrent les mêmes garanties de stockage et d'étanchéité que les piles au mercure ; par contre, elles n'ont pas la même stabilité de tension. (fig. 3)

LES QUALITES DES PILES

Pour choisir une pile, il faut d'abord envisager ses caractéristiques et l'usage qu'on veut en obtenir. C'est ainsi que la pile a

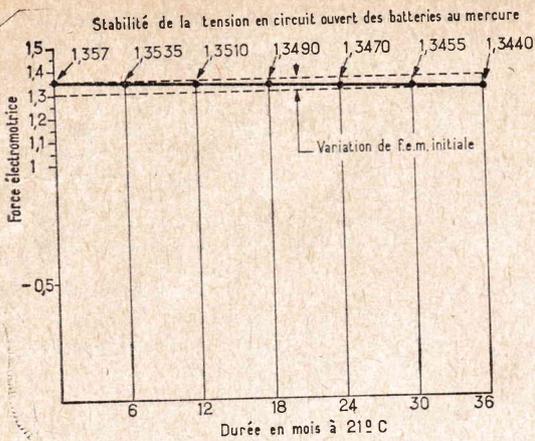


FIG. 4

mercure peut servir comme *étalon standard* de tension ; la tension initiale est de l'ordre de 1,4 volt et, avec un usage intermittent, il est possible de conserver des éléments pendant une période de deux à dix ans avec une perte de 1 % seulement ; après trois ans les éléments vieillissent conservent une stabilité de l'ordre de 0,1 %.

Spécialement si la température est stable, en circuit ouvert, cette stabilité est remarquable, comme on le voit sur la figure 4 ; la figure 5 donne des indications sur les qualités comparées de stockage des différents types de piles.

La stabilité est une première qualité importante ; mais, sans doute, est-il essentiel surtout de considérer pour une batterie le *prix de revient de l'énergie fournie par heure*, c'est-à-dire le prix de revient du watt/heure, en tenant compte de la détérioration de la pile au repos, aussi bien que du facteur de qualité, et cette caractéristique est particulièrement importante, lorsqu'il s'agit d'alimenter des appareils qui doivent fonctionner avec une tension à peu près constante. Si le matériel n'est pas utilisé constamment, il faut redouter les pertes de capacité, les fuites, qui peuvent augmenter beaucoup le prix de revient des installations.

Les altérations des batteries et l'énergie gaspillée sans être utilisées constituent des arguments qui peuvent être opposés à l'emploi d'un élément déterminé.

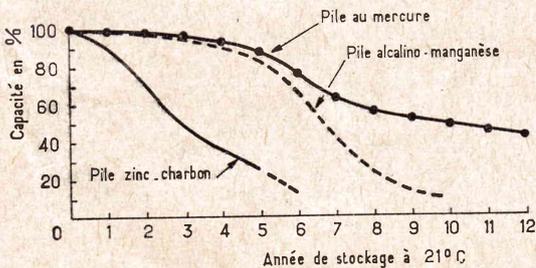


FIG. 5

On voit, sur le graphique de la figure 6, les dépenses comparées par watt/heure pour des éléments de piles-torches réduits des trois types de piles sèches. Ces indications sont données pour différentes intensités continues et, comme on le voit, l'augmentation de l'intensité accroît, évidemment, le prix de revient final, il s'agit là, d'ailleurs, d'éléments de haute qualité. Les conditions plus sévères d'utilisation et la mise en circuit de charges importantes augmentent également le prix de

revient de l'énergie, et il y a ainsi une dimension de pile économique, en fait, pour chaque application.

Ainsi les piles alcalines sont, en fait, moins coûteuses pour des services à pleine charge et continus, lorsqu'il faut obtenir une grande sécurité et surtout lorsque les niveaux de tension demeurent élevés ; la durée de stockage et les facteurs de pertes sont aussi en faveur de ces systèmes.

On voit, sur la figure 7, le fonctionnement d'éléments de différents types déchargés dans un circuit de 60 ohms pendant huit heures par jour à une température de l'ordre de 20° C.

La tension de la pile au mercure demeure la plus constante, puis vient en deuxième position la pile alcaline : zinc-manganèse, et, enfin, les résultats avec la pile sèche ordinaire charbon-zinc, sont évidemment, très inférieurs.

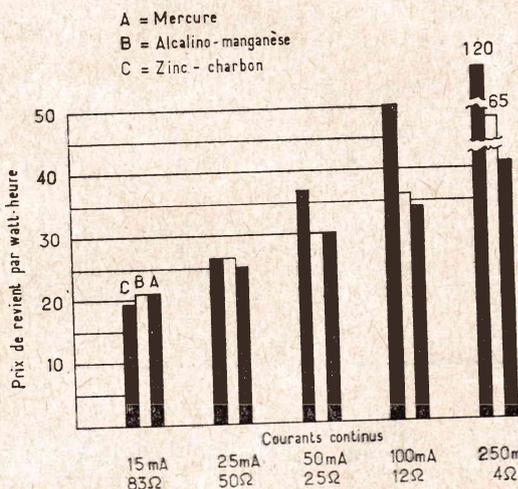


FIG. 6

Dans ces conditions, les piles charbon-zinc et les batteries qui en sont composées sont initialement plus économiques, et donnent des résultats plus favorables dans des circuits comportant des charges assez réduites, mais surtout pour des applications intermittentes ; elles sont également moins coûteuses lorsqu'on considère des éléments de grandes dimensions, en raison de leur rendement plus élevé, lorsqu'elles fonctionnent à leur valeur nominale.

L'énergie en watts/heure par kg est un facteur qui peut être très important dans de nombreuses applications, lorsque le poids et l'encombrement doivent être réduits à un minimum, et l'on voit sur la figure 8 les comparaisons de l'énergie ainsi fournie en watts/heure par kg, pour les trois systèmes

C'est encore la pile au mercure qui est la première, puis vient la pile alcaline, et, enfin, l'élément classique charbon-zinc.

On a fêté récemment le centenaire de la pile Leclanché ; les batteries de piles sèches sont fabriquées actuellement grâce à plusieurs dizaines d'années d'expériences électro-chimiques industrielles qui ont commencé depuis Leclanché et ont continué jusqu'à la réalisation des piles au mercure les plus récentes. Le nombre des batteries nécessaires pour un usage déterminé a pu être réduit ; les rendements sont meilleurs, les prix de revient ont pu être abaissés et on le constate, d'ailleurs, lorsqu'on examine leur emploi sur les radiorécepteurs à transistors.

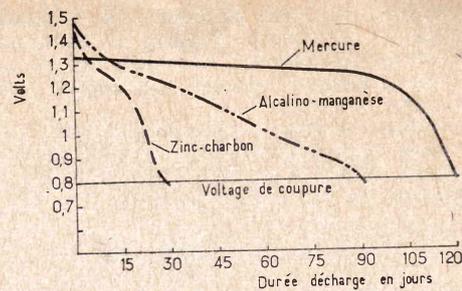


FIG. 7

LE CHOIX RATIONNEL DES PILES

Le choix rationnel d'une batterie exige l'étude des possibilités de cette batterie suivant les nécessités des applications envisagées ; pour une application déterminée il existe toujours un élément ou une batterie qui assurent les meilleurs résultats et nous venons de le voir précédemment.

Ainsi, en ce qui concerne les radiorécepteurs à transistors la pile au mercure assurera toujours la tension d'alimentation la plus constante, le service le plus long, la durée de service également la plus longue sans remplacement ; mais, son prix d'achat initial est plus élevé ; elle ne présente pas de fuites dangereuses, par conséquent, ne risque pas d'endommager l'intérieur du boîtier de l'appareil.

La pile alcaline zinc-manganèse fournit aussi une tension d'alimentation satisfaisante, bien que moins constante au bout d'un certain délai ; sa durée de service est assez longue, et elle ne produit pas non plus de fuites dangereuses.

Quant à la pile classique charbon-zinc, le service qu'elle fournit est généralement admissible en pratique, bien que sa durée normale soit plus réduite et la chute de tension plus rapide, mais son prix d'achat initial est plus faible, bien qu'il soit toujours nécessaire de choisir soigneusement un modèle blindé qui évite le risque des fuites d'électrolyte.

Pour des enregistreurs portatifs, on aura surtout recours aux piles au mercure, qui assurent le maximum d'énergie par unité de volume.

Mais on peut se contenter parfois d'une pile alcaline au manganèse, qui permet d'obtenir une variation de tension acceptable, condition que le moteur de l'appareil soit muni d'un dispositif de régulation de la vitesse efficace.

Enfin, pour un montage électronique, surtout pour des instruments de contrôle de mesure, c'est particulièrement la pile au mercure qui devrait être utilisée, en raison de

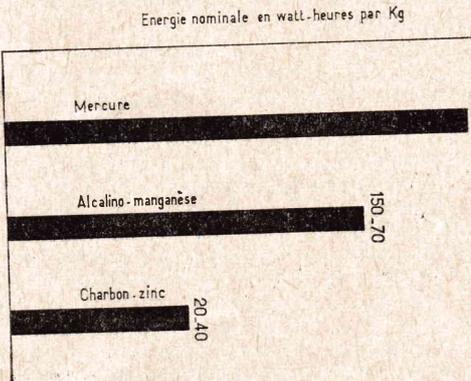


FIG. 8

sa tension très stable et précise, de sa durée de service très longue au repos, de l'absence de risque de fuite de l'électrolyte, et de la puissance maximale qu'elle peut fournir sous la forme miniature.

La pile alcaline zinc-manganèse peut, cependant, être utilisée avec succès, surtout lorsqu'il s'agit de circuits dans lesquels on introduit des charges intermittentes.

LES PILES ORIGINALES

Les formes des piles, sinon leur principe, varient constamment, et il est bon de rappeler les piles électriques en ruban flexible, très originales non seulement en ce qui concerne leur forme, mais leur fonctionnement, parce que les produits dont la réaction détermine la production d'électricité sont mis en contact uniquement au moment nécessaire.

Ce sont des rubans comportant des éléments actifs déposés sur une bande souple ; la base est formée par une membrane échangeuse d'ions ou un séparateur poreux. Sur le côté, se trouve le matériau formant l'anode, et sur l'autre celui qui constitue la cathode. L'électrolyte n'est pas en liberté ; il est enfermé dans de petites ampoules minuscules contenues dans l'un des enduits constituant l'électrode, et tout le système constituant le ruban est enroulé au repos sur une bobine débitrice représentée sur la figure 9.

Pour obtenir la mise en action de la pile, la bande est entraînée d'un mouvement uniforme au moyen d'un cabestan formé par une paire de rouleaux presseurs, qui appuient sur les deux faces du ruban. Cette pression

fait éclater les petites ampoules contenant l'électrolyte, qui est mis en liberté et imbibé les éléments du système. La réaction électrochimique se produit lorsque la bande passe entre les plaques collectrices de courant, et elle s'enroule ensuite sur un cylindre récepteur, à partir duquel elle est éliminée. La vitesse de défilement est faible, de l'ordre de 25 mm à la minute seulement.

Les compositions chimiques peuvent être très diverses ; on a ainsi employé du peroxyde

de puissance nécessaire pour l'entraînement du ruban est faible, et ne dépasse pas 50 mW pour une pile produisant 1 300 mW.

Des variantes nombreuses peuvent être réalisées suivant le même principe ; l'élément actif du système est formé seulement par la petite fraction de ruban placée à chaque instant entre les collecteurs, ce qui assure ce rendement élevé. Toute la partie de la bande qui n'est pas utilisée à un moment donné demeure à l'état neuf et par suite, le système peut

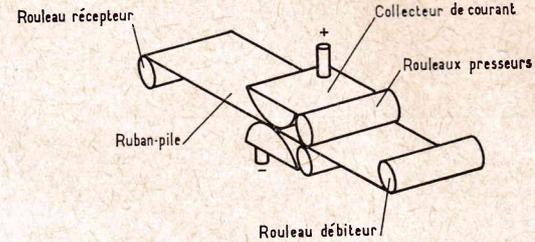
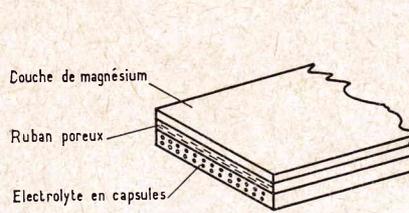


Fig. 9

d'argent et du zinc et la potasse comme électrolyte ; le peroxyde d'argent est réduit en argent métallique... ce qui produit le courant.

La tension obtenue en circuit ouvert est alors de 1,86 volt et la puissance fournie par la pile est pratiquement de l'ordre de 90 % de la valeur théorique, tandis que les éléments ordinaires argent-zinc ne fournissent que 20 %.

La capacité est de l'ordre de 150 watt/heure par kg, alors que pour une batterie Leclanché la capacité est de 50 W/h par kg, comme nous l'avons vu précédemment ; ia

être conservé sans inconvénient pendant une durée presque illimitée.

Ce système est surtout intéressant en raison de la valeur élevée de l'énergie fournie par rapport à la masse, et c'est pourquoi on a envisagé son emploi, tout d'abord, pour les engins spatiaux et astronautiques, dont l'alimentation présente évidemment des problèmes très difficiles à résoudre. Ce sont, d'ailleurs, les recherches effectuées dans ce domaine, qui permettront sans doute d'améliorer encore constamment les performances des éléments qui seront employés industriellement.

Un phénomène curieux des semi-conducteurs...

L'EFFET HALL ET SES APPLICATIONS

DANS l'évolution des techniques, des phénomènes connus depuis de longues années, mais demeurés longtemps des curiosités de laboratoire peuvent permettre, à un moment donné, de nombreuses et multiples applications, grâce aux progrès des moyens mis à la disposition des chercheurs.

Il en est ainsi pour les phénomènes piézo-électriques, qui ont permis, par exemple, la réalisation des microphones, des haut-parleurs et des pick-up à cristal, ou pour l'effet Peltier, grâce auquel, on peut, désormais, produire directement du froid au moyen d'un courant électrique.

Le phénomène découvert en 1879 par E. H. Hall, physicien de l'Université de Harvard, et connu depuis cette date sous le nom « d'effet Hall » a été considéré aussi bien longtemps comme une curiosité de laboratoire ; mais depuis l'étude et les progrès des semi-conducteurs, après plus d'un demi-siècle d'oubli, il est devenu possible d'établir un grand nombre d'éléments basés sur ce phénomène et qui présentent de remarquables propriétés de sensibilité, de stabilité et d'amplification.

La première application essentielle a consisté dans la réalisation d'instruments destinés à la mesure du champ magnétique, ou à l'étude des propriétés magnétiques des matériaux ; mais, des dispositifs basés sur le

même principe, sont aussi envisagés pour la mesure du courant et de la puissance, pour établir des générateurs, des transducteurs, des multiplicateurs, des isolateurs, etc.

L'EFFET HALL

Le phénomène découvert par Hall se produit lorsqu'un conducteur traversé par un

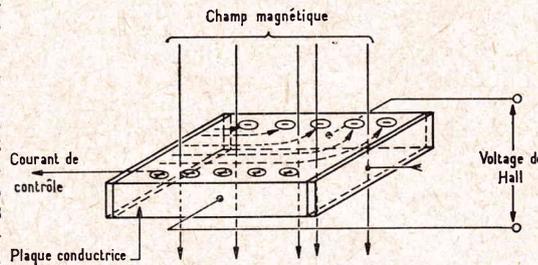


FIG. 1. — Principe de l'effet Hall.

courant est placé dans un champ magnétique perpendiculaire au conducteur ; on constate alors la production d'une tension aux bornes de ce dernier.

Considérons, pour expliquer simplement ce phénomène, la figure 1, avec une plaque conductrice parcourue par un courant. Lors-

qu'il n'y a pas de champ magnétique, les électrons qui traversent la lame conductrice se déplacent en lignes droites, et constituent ce qu'on appelle le courant de contrôle. Il n'y a pas de différence de potentiel entre les bords. Si l'on applique sur la lame un champ magnétique, les électrons sont déviés latéralement vers un bord de la plaquette, ce qui détermine la création de charges positives sur le bord opposé, suivant le principe habituel ; il en résulte la production d'une différence de potentiel entre les bords de la lame, et la tension recueillie est connue sous le nom de Tension de Hall.

Cette tension est proportionnelle au produit du courant passant à travers le conducteur par la densité du flux magnétique. Son amplitude, pour un courant donné et un champ magnétique déterminé, dépend de la facilité plus ou moins grande avec laquelle les électrons peuvent se déplacer à travers le matériau. La facilité de ce déplacement constitue une constante de mérite de ce matériau, appelé mobilité des porteurs de charges ; plus cette mobilité est grande, plus la tension recueillie, pour un champ magnétique donné et un courant de contrôle déterminé, est élevée.

Ainsi, ce phénomène concerne essentiellement l'influence d'un champ magnétique sur un conducteur fixe parcouru par un courant ; peut-être, la meilleure manière de compren-

LES MATERIAUX EMPLOYES

Pendant longtemps, les expériences effectuées d'après ce principe, étaient très limitées, parce que les matériaux utilisés ne présentaient pas les caractéristiques nécessaires.

L'antimoine, le cobalt, le sodium, ou le zinc adoptés avaient une résistance faible, et il était très difficile d'obtenir la production d'une tension suffisante pour obtenir des résultats pratiques. Lorsqu'on utilisait, au contraire, des matériaux de résistance plus élevée, le rendement diminuait rapidement, de telle sorte que le système réalisé n'était pas utilisable.

Comme nous l'avons noté plus haut, les matériaux convenant à la production de ce phénomène doivent assurer une grande mobilité des porteurs de charges, c'est-à-dire des électrons, ou des trous, suivant l'expression adoptée désormais pour expliquer le fonctionnement des transistors. Ce facteur est très important, puisque cette qualité conditionne la réponse du système sous l'action de la force appliquée et, par suite, la sensibilité du dispositif réalisé.

Cette mobilité élevée, cependant tend également à réduire la résistance électrique du système de sorte que les adaptations d'impédances peuvent présenter des difficultés. Pour éviter cette difficulté sans réduire le rendement, il faut envisager la réduction du nombre des porteurs de charge par purification du matériau utilisé, et la caractéristique qui indique

Jusqu'à une date récente, il n'existait pas de matériau présentant une mobilité de porteur de charges assez grande pour produire des tensions présentant un intérêt pratique. Mais, les progrès des composés intermétalliques, tels que l'arséniure d'indium et l'antimoniure d'indium ont permis de rendre ces appareils pratiques et de leur donner un caractère industriel.

L'antimoniure d'indium constitue ainsi le matériau qui offre le rendement le plus élevé de tous ceux qui ont été découverts jusqu'ici. Cependant, il est sensible à l'influence de la température et ce fait a pu limiter ses emplois ; c'est pourquoi, sur de nombreux dispositifs, on emploie, soit l'arséniure d'indium, soit le phosphore-arséniure d'indium. Ces matériaux possèdent une mobilité des porteurs de charges beaucoup plus grande que celles du germanium ou du silicium. Leur rendement n'est pas aussi élevé que celui de l'antimoniure d'indium, mais ils sont beaucoup moins sensibles à l'influence de la température.

LES GENERATEURS DE HALL

Pour un grand nombre d'applications, on utilise un circuit magnétique qui produit le champ magnétique nécessaire pour actionner l'appareil de Hall, et un schéma de principe d'un montage de ce genre est représenté sur la figure 3A.

Les courants d'entrée traversant les bobinages créent un champ magnétique ; on peut employer différents bobinages et différentes formes du noyau magnétique, par exemple, deux bobinages à prise médiane (fig. 3-B). Le champ magnétique total est égal à la somme des champs magnétiques produits par chaque bobine. Pour réduire le nombre des spires nécessaires pour produire un champ magnétique déterminé, l'entrefer du circuit magnétique est très réduit. Cet entrefer peut être très faible, puisque la plaquette de Hall est extrêmement mince, et généralement tout l'appareil est de dimensions extrêmement réduites.

Un appareil de ce genre est un dispositif très sensible, mais qui fonctionne avec des tensions et des courants très faibles ; le courant de contrôle maximum à l'air libre est ainsi approximativement de 500 mA, et la tension recueillie à la sortie est de l'ordre de centaines de millivolts. Les impédances d'entrée et de sortie sont de l'ordre de 1 ohm.

Pour obtenir des impédances aussi faibles avec des tubes électroniques ou des transistors, il faut employer des montages très complexes ; le système offre ainsi un grand intérêt en électronique et fonctionne aussi bien en courant continu et alternatif.

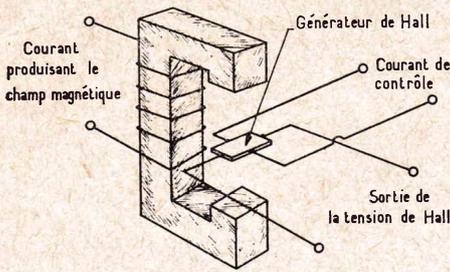


FIG. 2. — Disposition schématique élémentaire d'un générateur de Hall.

dre ce phénomène, consiste-t-elle à le comparer au principe classique du moteur électrique.

Suivant les lois bien connues de l'électromagnétisme, un conducteur parcouru par un courant, et qui est traversé par un champ magnétique, est soumis à une poussée, qui l'amène à se déplacer à angle droit par rapport à la direction du courant, et à la direction du champ magnétique. Ce principe constitue la base du fonctionnement des moteurs

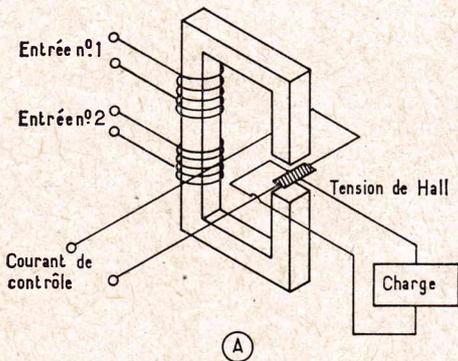


FIG. 3. — Disposition pratique d'un générateur de Hall.

à courant continu, et des galvanomètres de d'Arsonval.

Mais, si le conducteur ne peut se déplacer, il en résulte le phénomène que nous venons d'expliquer ; en utilisant une bande mince de feuille d'or comme conducteur, Hall réussit à montrer qu'on obtient une différence de potentiel aux bords opposés de la bande dans ces conditions (fig. 2).

L'amplitude de la tension recueillie dépend directement de l'intensité du champ magnétique, et la relation qui existe entre les différents facteurs du phénomène peut être exprimée sous la forme

$$V_H = R_H/d \times I \times B \times \sin \theta$$

Dans laquelle, V_H = tension de Hall en volts, R_H = coefficient de Hall, I = courant en ampères, B = densité du flux magnétique en gauss, d = épaisseur du conducteur en centimètres, θ = angle entre la direction du courant et celle du champ magnétique. Mais, dans la plupart des cas, ces deux directions sont à angle droit l'une par rapport à l'autre, de sorte que $\sin \theta = 1$, et ne figure donc pas dans la relation.

ce fait pour un matériau déterminé, est appelée le coefficient de Hall R_H .

Ce coefficient est ainsi un facteur caractéristique, qui permet le choix des matériaux destinés à être employés dans les dispositifs, dont le fonctionnement est fondé sur ce prin-

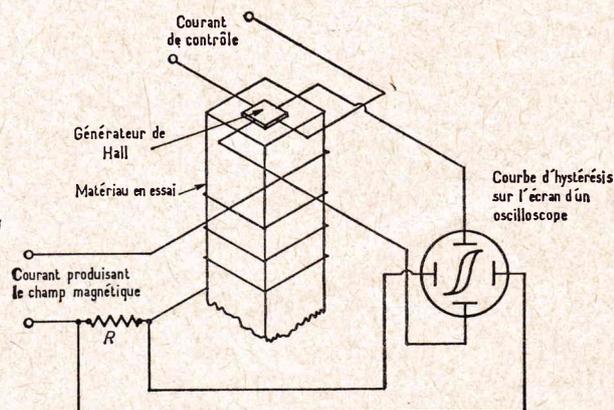


FIG. 4. — Etude d'un matériau magnétique.

Un générateur de Hall est, en pratique, un dispositif amplificateur établi pour produire une tension de sortie proportionnelle au produit du courant de contrôle et du champ magnétique. Il est établi en façonnant un matériau semi-conducteur sous la forme d'une lamelle très mince, et en rattachant des fils

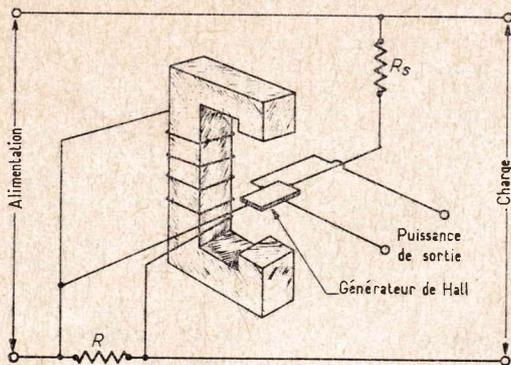


FIG. 5. — Wattmètre à effet Hall.

de connexion à chacun des quatre côtés. Les deux connexions opposées permettent le passage du courant de contrôle, et les autres fournissent la tension de sortie. La lamelle est attachée à une plaquette très mince isolante et l'élément est enrobé dans une capsule de résine époxy.

La tension recueillie augmente lorsque l'épaisseur de la plaquette conductrice diminue ; il est donc avantageux de réduire l'épaisseur de la plaquette à une valeur aussi faible que le permet la résistance mécanique. En outre, la plaquette sur laquelle elle est montée doit être également très mince, de façon à pouvoir disposer tout l'ensemble dans l'entrefer très réduit du circuit magnétique indiqué précédemment.

Les éléments inter-métalliques précédents, tels que l'arséniure d'indium et antimoniure d'indium, sont très fragiles, de sorte qu'il est très difficile de les façonner sous la forme de plaques très minces. La solution de ce problème consiste à déposer dans le vide le matériau sous la forme d'un film mince sur un support de verre ou de ferrite, et de relier les connexions aux bords opposés avant le montage dans la capsule de protection. On utilise ainsi des couches minces de l'ordre de 8 microns sur des plaque-supports de 30/100 de millimètre. Ces éléments sont très sensibles ; ils peuvent fournir des tensions de sortie de 2 volts par ampère-kilogauss.

Ces films assurent un rapport élevé de la surface au volume, ce qui permet une bonne dissipation de la chaleur, facteur également favorable ; mais, cette réduction d'épaisseur du film limite l'intensité du courant qui peut le traverser, et il est ainsi nécessaire de considérer les différents facteurs du fonctionnement, de façon à adopter une solution de compromis optimale.

La fabrication de ces générateurs est très délicate, mais la rapidité de leur réponse est extrêmement grande, et ils peuvent fonctionner sur la gamme du MHz ; cependant, ils exigent l'emploi de circuits magnétiques, ce qui limite la vitesse finale obtenue dans les montages.

LES APPLICATIONS DES APPAREILS DE HALL.

Les instruments basés sur le phénomène de Hall, permettent tout d'abord de détecter et de mesurer les champs magnétiques ; dans

ce but, ils présentent des avantages par rapport aux instruments classiques, car il n'y a pas besoin d'un mouvement relatif entre le champ magnétique et le capteur. Le courant de contrôle continu ou alternatif doit seulement avoir une valeur connue.

La mesure de l'hystérésis des matériaux magnétiques constitue également une application très importante, car on sait que cette caractéristique détermine les qualités d'un grand nombre de matériaux magnétiques utilisés dans les montages. Les générateurs de Hall sont spécialement efficaces, car ils permettent de mesurer le champ instantané sans risque de retard, et l'on obtient une courbe dite *boucle d'hystérésis*, que l'on peut observer sur l'écran d'un oscilloscope.

Les éléments essentiels du montage sont représentés sur la figure 4. Le matériau magnétique à essayer est placé dans une bobine, parcourue par un courant alternatif, qui est en phase avec le courant de contrôle. On obtient une chute de tension dans une résistance montée en série avec l'enroulement et la tension recueillie est appliquée sur les plaques de déviation horizontale de l'oscilloscope. Le générateur de Hall est placé en contact avec le matériau magnétique à essayer de telle sorte que le champ magnétique soit perpendiculaire et la tension obtenue est appliquée sur les plaques de déviation verticale.

Un générateur de Hall est essentiellement un dispositif multiplicateur, puisqu'il produit une tension de sortie proportionnelle au produit du courant de contrôle et du champ magnétique. Puisque la puissance est déterminée par le produit du courant et de la tension, suivant la formule bien connue $P = EI$, il est seulement nécessaire d'avoir un courant de contrôle proportionnel à la tension et le champ magnétique proportionnel au courant du circuit, pour obtenir une tension de sortie proportionnelle à la puissance obtenue dans le circuit.

On peut ainsi réaliser un wattmètre, comme on le voit sur la figure 5, pour mesurer des puissances dans les circuits alternatifs à des fréquences de 50 à 500 Hz. Le champ magnétique est fourni par un bobinage parcouru par le courant du secteur, et le courant de con-

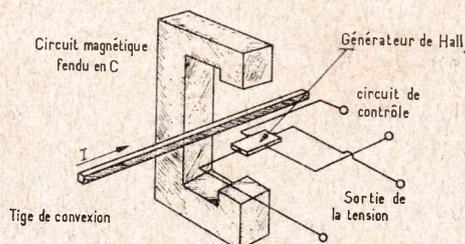


FIG. 6. — Ampèremètre fonctionnant sans contact par effet Hall.

trôle est obtenu au moyen d'un transformateur abaisseur de tension connecté aux bornes de la charge. Le signal de sortie est, d'ailleurs, une tension alternative de fréquence double superposée à une tension continue.

L'effet obtenu est extrêmement rapide et, si un oscilloscope est employé comme dispositif de contrôle de sortie, il est possible d'observer ainsi toutes les variations de la puissance instantanée. Ce dispositif est très utile pour étudier les phénomènes transitoires, qui se produisent en cas de troubles, lorsqu'un circuit a été coupé ou interrompu.

Les ampèremètres à agrafage sont des instruments qui peuvent être utilisés pour mesurer le courant dans un conducteur, lorsqu'on

les place simplement à proximité de celui-ci. La possibilité de ne pas modifier le circuit en plaçant l'appareil de mesure en série peut constituer un grand avantage dans certains cas car cela évite de modifier les montages.

En utilisant un circuit en fente à C comme générateur de Hall, il est possible de réaliser un ampèremètre de ce genre, comme on le voit sur la figure 6, et qui ne présente pas les inconvénients des autres types habituels d'instruments de ce genre.

Le courant de contrôle, alternatif ou continu, est maintenu à une valeur constante. Le champ magnétique qui entoure la ligne de connexion fournit le champ nécessaire au fonctionnement du générateur, puisque le champ est proportionnel au courant, la tension de sortie est également proportionnelle au courant qui traverse le conducteur.

De très nombreuses applications sont prévues en dehors des emplois dans les appareils de mesure, et on en étudie constamment de nouvelles. L'élément essentiel de ce montage est toujours le circuit du multiplicateur ; le courant de contrôle est maintenu constant si l'on emploie plusieurs bobinages dans le circuit magnétique, la tension de sortie est proportionnelle à la somme ou à la différence, suivant les polarités relatives des courants d'entrée ; en ayant recours à des systèmes de commutation convenables, un dispositif à effet Hall et un circuit magnétique peuvent ainsi jouer plusieurs rôles, comme on le voit sur la figure 7.

Les applications possibles de ces montages sont presque sans limites ; c'est ainsi, que l'emploi déjà dans les circuits des calculateurs électroniques pour ajouter, soustraire ou multiplier en combinaison avec un amplificateur. Ils sont adoptés pour les études astronautiques pour mesurer le champ magnétique terrestre ou celui des planètes.

Comme nous l'avons vu, on les emploie pour les contrôles de puissance en courant alternatif et continu, mais on peut aussi les utiliser pour réaliser la liaison entre une impédance élevée et un circuit à faible impédance, et assurer en même temps l'isolement.

Ces dispositifs et les circuits magnétiques associés peuvent ainsi être considérés, en réalité, comme des transformateurs à courant continu, ce qui semble paradoxal à première vue, puisqu'ils peuvent produire des effets de transformation même avec des courants continus !

Ces nouveaux éléments à semi-conducteurs offrent de nouvelles possibilités, dans les différents montages, et pourront jouer un rôle important dans la construction des nouveaux appareils électroniques. C'est à

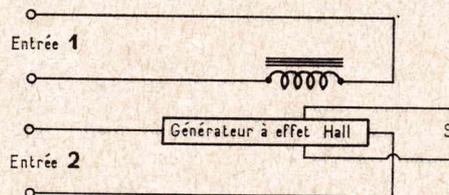


FIG. 7. — Circuit multiplicateur électronique à effet Hall.

qu'on pourra les employer comme des isolateurs dans les circuits destinés aux ultra-hautes fréquences, c'est-à-dire pour les ondes ultra-courtes, et, en particulier, avec les diodes-tunels, dont les curieuses propriétés sont rappelées dans un autre article de ce numéro.

Ainsi, ce phénomène concerne essentiellement l'influence d'un champ magnétique sur un conducteur fixe parcouru par un courant ; peut-être, la meilleure manière de compren-

LES MATERIAUX EMPLOYES

Pendant longtemps, les expériences effectuées d'après ce principe, étaient très limitées, parce que les matériaux utilisés ne présentaient pas les caractéristiques nécessaires.

L'antimoine, le cobalt, le sodium, ou le zinc adoptés avaient une résistance faible, et il était très difficile d'obtenir la production d'une tension suffisante pour obtenir des résultats pratiques. Lorsqu'on utilisait, au contraire, des matériaux de résistance plus élevée, le rendement diminuait rapidement, de telle sorte que le système réalisé n'était pas utilisable.

Comme nous l'avons noté plus haut, les matériaux convenant à la production de ce phénomène doivent assurer une grande mobilité des porteurs de charges, c'est-à-dire des électrons, ou des trous, suivant l'expression adoptée désormais pour expliquer le fonctionnement des transistors. Ce facteur est très important, puisque cette qualité conditionne la réponse du système sous l'action de la force appliquée et, par suite, la sensibilité du dispositif réalisé.

Cette mobilité élevée, cependant tend également à réduire la résistance électrique du système de sorte que les adaptations d'impédances peuvent présenter des difficultés. Pour éviter cette difficulté sans réduire le rendement, il faut envisager la réduction du nombre des porteurs de charge par purification du matériau utilisé, et la caractéristique qui indique

Jusqu'à une date récente, il n'existait pas de matériau présentant une mobilité de porteur de charges assez grande pour produire des tensions présentant un intérêt pratique. Mais, les progrès des composés intermétalliques, tels que l'arséniure d'indium et l'antimoniure d'indium ont permis de rendre ces appareils pratiques et de leur donner un caractère industriel.

L'antimoniure d'indium constitue ainsi le matériau qui offre le rendement le plus élevé de tous ceux qui ont été découverts jusqu'ici. Cependant, il est sensible à l'influence de la température et ce fait a pu limiter ses emplois ; c'est pourquoi, sur de nombreux dispositifs, on emploie, soit l'arséniure d'indium, soit le phosphore-arséniure d'indium. Ces matériaux possèdent une mobilité des porteurs de charges beaucoup plus grande que celles du germanium ou du silicium. Leur rendement n'est pas aussi élevé que celui de l'antimoniure d'indium, mais ils sont beaucoup moins sensibles à l'influence de la température.

LES GENERATEURS DE HALL

Pour un grand nombre d'applications, on utilise un circuit magnétique qui produit le champ magnétique nécessaire pour actionner l'appareil de Hall, et un schéma de principe d'un montage de ce genre est représenté sur la figure 3A.

Les courants d'entrée traversant les bobines créent un champ magnétique ; on peut employer différents bobinages et différentes formes du noyau magnétique, par exemple, deux bobinages à prise médiane (fig. 3-B). Le champ magnétique total est égal à la somme des champs magnétiques produits par chaque bobine. Pour réduire le nombre des spires nécessaires pour produire un champ magnétique déterminé, l'entrefer du circuit magnétique est très réduit. Cet entrefer peut être très faible, puisque la plaquette de Hall est extrêmement mince, et généralement tout l'appareil est de dimensions extrêmement réduites.

Un appareil de ce genre est un dispositif très sensible, mais qui fonctionne avec des tensions et des courants très faibles ; le courant de contrôle maximum à l'air libre est ainsi approximativement de 500 mA, et la tension recueillie à la sortie est de l'ordre de centaines de millivolts. Les impédances d'entrée et de sortie sont de l'ordre de 1 ohm.

Pour obtenir des impédances aussi faibles avec des tubes électroniques ou des transistors, il faut employer des montages très complexes ; le système offre ainsi un grand intérêt en électronique et fonctionne aussi bien en courant continu et alternatif.

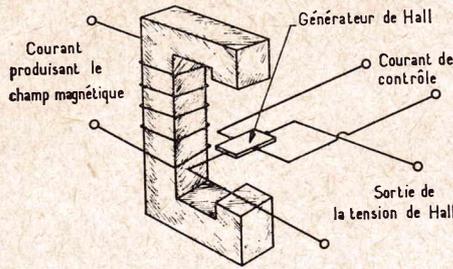


Fig. 2. — Disposition schématique élémentaire d'un générateur de Hall.

dre ce phénomène, consiste-t-elle à le comparer au principe classique du moteur électrique.

Suivant les lois bien connues de l'électromagnétisme, un conducteur parcouru par un courant, et qui est traversé par un champ magnétique, est soumis à une poussée, qui l'amène à se déplacer à angle droit par rapport à la direction du courant, et à la direction du champ magnétique. Ce principe constitue la base du fonctionnement des moteurs

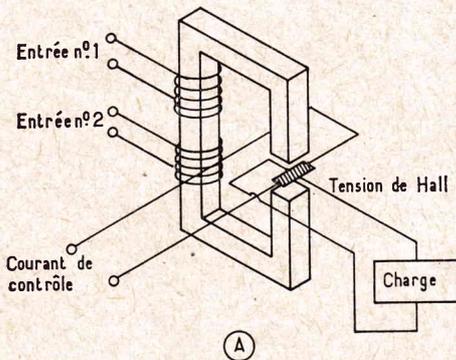


Fig. 3. — Disposition pratique d'un générateur de Hall.

à courant continu, et des galvanomètres de d'Arsonval.

Mais, si le conducteur ne peut se déplacer, il en résulte le phénomène que nous venons d'expliquer ; en utilisant une bande mince de feuille d'or comme conducteur, Hall réussit à montrer qu'on obtient une différence de potentiel aux bords opposés de la bande dans ces conditions (fig. 2).

L'amplitude de la tension recueillie dépend directement de l'intensité du champ magnétique, et la relation qui existe entre les différents facteurs du phénomène peut être exprimée sous la forme

$$V_H = R_H/d \times I \times B \times \sin \theta$$

Dans laquelle, V_H = tension de Hall en volts, R_H = coefficient de Hall, I = courant en ampères, B = densité du flux magnétique en gauss, d = épaisseur du conducteur en centimètres, θ = angle entre la direction du courant et celle du champ magnétique. Mais, dans la plupart des cas, ces deux directions sont à angle droit l'une par rapport à l'autre, de sorte que $\sin \theta = 1$, et ne figure donc pas dans la relation.

ce fait pour un matériau déterminé, est appelée le coefficient de Hall R_H .

Ce coefficient est ainsi un facteur caractéristique, qui permet le choix des matériaux destinés à être employés dans les dispositifs, dont le fonctionnement est fondé sur ce prin-

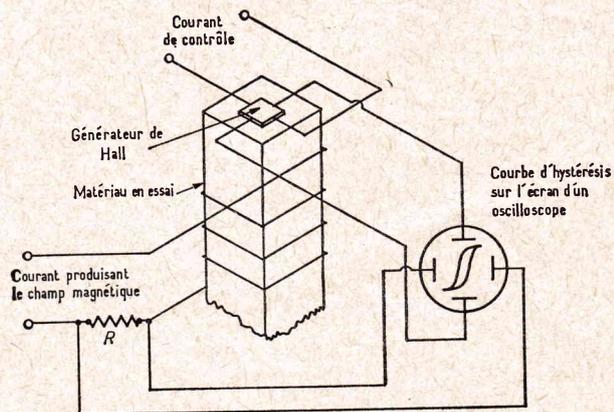


Fig. 4. — Etude d'un matériau magnétique.

LES CONTROLES AUTOMATIQUES DANS LES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Les dispositifs de contrôle automatique, utilisés dans les radio-récepteurs à tubes, doivent être appliqués également sur les appareils à transistors, mais sous des formes différentes, afin de tenir compte des caractéristiques spéciales de ces éléments amplificateurs à semi-conducteurs ; il est intéressant de se rendre compte comment ce résultat peut être obtenu, et dans quelles conditions.

De même qu'un contrôle automatique de gain (ou antifading) est nécessaire dans les appareils à tubes, il faut l'adopter dans les récepteurs à transistors pour alimenter le second détecteur du montage à changement de fréquence avec un signal de tension à peu près constante, quelles que soient les variations de l'intensité des signaux reçus par l'antenne, et provenant des différentes stations. Cela permet d'éviter un réglage continu du dispositif de contrôle lorsqu'on accorde l'appareil sur différentes émissions ; cela permet également de réduire l'effet d'évanouissement ou fading provenant des émissions de stations lointaines, et d'éviter la surcharge des circuits à fréquence intermédiaire au moment de la réception des signaux intenses provenant de postes émetteurs puissants, ou très rapprochés.

Comme dans les appareils à tube, le dispositif de contrôle automatique du gain a pour rôle de réduire le gain d'un ou plusieurs des étages d'amplification intermédiaires et, s'il y a lieu, l'amplification fournie par le premier étage d'amplification haute fréquence, quand le récepteur est accordé pour la réception de signaux de grande puissance et, au contraire, de permettre d'obtenir une amplification maximale lorsque l'appareil est destiné à recevoir des signaux faibles. C'est ainsi, un dispositif qui a pour but de maintenir toujours le niveau du signal agissant sur le second détecteur à une valeur moyenne déterminée, et qui peut, d'ailleurs, être réglable également dans certains montages.

De même, d'ailleurs, que dans les montages à tubes, il faut faire varier dans ce but la polarisation appliquée sur les différents transistors, dont on veut régler le pouvoir amplificateur. On augmente rappelons-le la polarisation de l'émetteur par rapport à la base pour augmenter le courant du collecteur, et on diminue cette polarisation, pour réduire ce courant.

Le gain d'un transistor peut être contrôlé de différentes façons ; le premier procédé est basé sur le fait que le gain d'un transistor amplificateur est proportionnel au courant de son émetteur ; ainsi, le montage antifading doit réduire le courant d'émetteur des transistors contrôlés pour diminuer leur gain.

Le courant de l'émetteur peut être modifié directement en utilisant une tension de contrôle produite dans le détecteur ; mais, à l'inverse des tubes à vide qui fonctionnent à l'aide des tensions, les transistors sont, rappelons-le, des dispositifs qui fonctionnent au moyen de courants. Ainsi, pour assurer le contrôle du courant de l'émetteur dans des transistors amplificateurs à moyenne fré-

quence, l'élément de contrôle, c'est-à-dire le détecteur, doit fournir un courant d'une certaine intensité.

Le problème est plus simple dans le montage anti-fading d'un appareil à tubes à vide, dans lequel le détecteur fournit seulement une tension de contrôle sur l'amplificateur à moyenne fréquence, sans nécessité d'une certaine puissance. Pour réduire la charge du détecteur cette puissance doit même être maintenue à un faible niveau.

Dans ces conditions, le courant d'émetteur des transistors à moyenne fréquence est généralement contrôlé d'une manière indirecte. Au lieu d'être appliqué directement sur l'émet-

teur, par les résistances R2 et R3 fournit la polarisation appliquée sur les bases des transistors Q2 et Q3 ; R1 est une résistance de découplage, C1 et C4 sont des condensateurs de découplage.

La polarisation appliquée détermine une certaine intensité du courant de l'émetteur des transistors Q2 et Q3, et par suite, règle le gain de chaque élément amplificateur moyenne fréquence.

Lorsqu'un signal intense est reçu par l'appareil, un courant de signal redressé de grande amplitude traverse la résistance de R8 du détecteur, et produit une tension positive continue relativement élevée, qui est filtrée par le montage R6 et C6 et ensuite

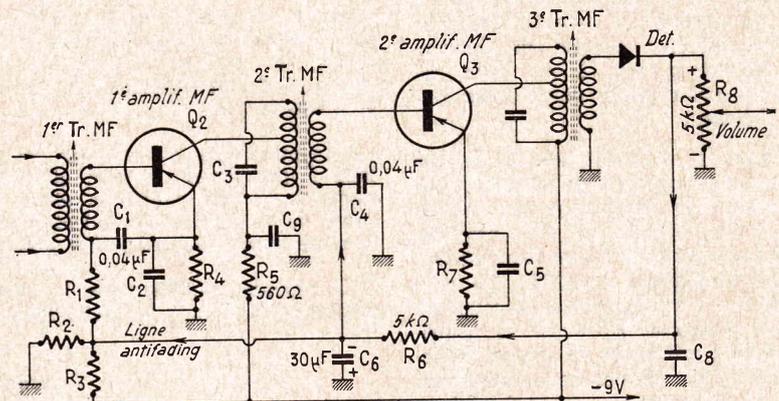


FIG. 1

teur, la tension anti-fading est appliquée sur la base de l'élément amplificateur, ce qui permet de bénéficier de l'amplification du transistor lui-même.

Le transistor fonctionne alors comme un élément amplificateur à courant continu pour cette tension de contrôle, ce qui permet d'obtenir des variations plus importantes du courant moyen d'émetteur, que celles qui pourraient être produites en appliquant la tension de contrôle directement sur l'émetteur lui-même. Cette action anti-fading amplifiée permet de réduire la puissance nécessaire demandée au détecteur.

On voit ainsi, sur le schéma de la figure 1, un montage caractéristique, dans lequel on utilise ce principe. La tension de contrôle positive nécessaire pour le réglage des transistors du type p-n-p est disponible à la partie supérieure de l'enroulement du potentiomètre de contrôle de volume R8 ; cette tension est d'abord filtrée par la résistance R6 et le condensateur C6 et elle est appliquée sur les bases des transistors à fréquence moyenne.

La capacité de C6, de l'ordre de 30 μ F, est importante par rapport à celle utilisée habituellement dans les montages correspondants des radio-récepteurs à tubes, dans lesquels elle ne dépasse pas 0,5 à 0,1 μ F. Ce fait est dû à la faible valeur de la résistance de filtre R6 nécessaire dans un circuit de ce genre, qui fonctionne au moyen de courants et non de tensions. Le diviseur de tension constitué

appliquée sur les bases des étages MF. Cette polarisation positive de contrôle anti-fading s'oppose à la polarisation négative habituelle et, par suite, réduit le courant de l'émetteur dans les transistors Q2 et Q3. Le gain des deux transistors diminue, ce qui évite les surcharges des circuits MF et du haut-parleur.

Au moment de la réception d'un signal faible, au contraire, la polarisation positive appliquée sur les bases des transistors est réduite ; la polarisation négative augmente, ainsi que le courant de l'émetteur et le gain, ce qui permet de maintenir ainsi de signal à peu près constant sur le détecteur.

LES AUTRES METHODES DE CONTROLE AUTOMATIQUE ANTIFADING

Ce montage de contrôle est le plus employé sur les appareils portatifs habituels à transistors, mais on peut aussi avoir recours à d'autres méthodes. Dans l'une d'elles, par exemple, les courants de l'émetteur est contrôlé en appliquant la polarisation anti-fading directement sur les émetteurs des étages amplificateurs MF, au lieu de l'appliquer sur les bases, comme précédemment ; mais, d'après les remarques précédentes, il faut beaucoup plus de puissance pour contrôler directement les émetteurs, et la diode détectrice doit également être plus chargée. C'est pourquoi, dans les montages de cette caté-

gorie, on utilise habituellement comme détecteur un transistor de puissance, et non une diode habituelle au germanium.

Un autre montage est basé sur une caractéristique particulière des amplificateurs à transistors, consistant dans le fait que le gain d'un amplificateur peut être modifié en faisant varier la tension continue appliquée sur le collecteur dans certaines limites ; plus

il résulte une diminution considérable de la tension du collecteur. La chute de tension aux bornes de cette résistance réduit alors le gain de l'amplificateur MF, ce qui est le résultat désiré.

Lorsqu'un signal plus faible est reçu, la tension de polarisation habituelle est réduite, le courant du collecteur diminue ; la tension du collecteur et le gain sont augmentés, ce

ajoute parfois une diode supplémentaire destinée à éviter des surcharges, et placée le circuit primaire de contrôle, comme on voit sur la figure 3.

Dans le cas où le radio-récepteur est accordé sur un signal d'intensité moyenne, une tension positive de contrôle modérée est appliquée sur la base du transistor Q2, ce qui permet à un courant de collecteur suffisant de traverser la résistance R2 et de maintenir la tension du collecteur au-dessous d'un certain niveau, par exemple, 6 volts.

Le collecteur de Q1, d'un autre côté, est polarisé à une tension fixe, de l'ordre également de 6 volts, la résistance de découplage R1 produisant une certaine chute de tension de l'ordre, par exemple, de 1 volt. Dans ces conditions, la diode D est polarisée par une tension inverse, et n'est pas conductrice ; on obtient le fonctionnement normal de contrôle anti-fading.

Au contraire, lorsque le radio-récepteur est réglé pour la réception d'un signal très intense, une tension positive de contrôle importante est appliquée. Elle est en opposition avec la tension normale de polarisation et réduit le gain du transistor Q2. En outre, le courant collecteur de Q2 est réduit, de sorte que la tension du collecteur s'élève, par exemple, jusqu'à une valeur de 7 volts.

La diode de surcharge est ainsi polarisée directement et devient conductrice ; elle joue le rôle d'une résistance faible montée en série avec le condensateur de grande capacité C2. La charge du collecteur Q1 augmente sur le circuit accordé, ce qui réduit l'amplitude du signal appliqué sur les circuits MF.

En dehors du montage habituel le p

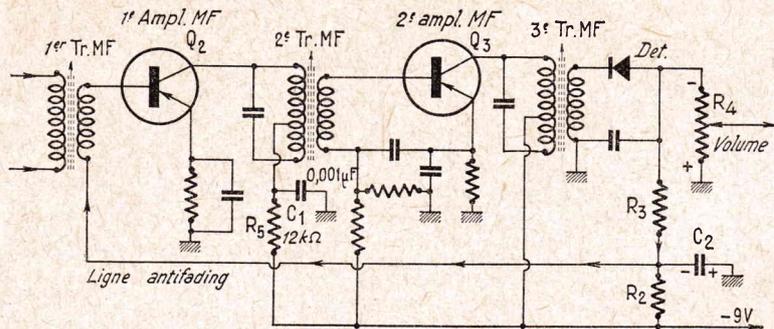


FIG. 2

la tension continue est élevée, plus le gain est également élevé. En montant ainsi en série une résistance de valeur élevée avec la charge du transistor, la tension moyenne continue du collecteur dépend du courant moyen du collecteur, qui, à son tour, est fonction de la polarisation de la base par rapport à l'émetteur.

Dans la figure 1, la résistance R5 montée dans le circuit de l'émetteur du transistor Q2 ne peut assurer ce résultat parce que sa valeur est faible, et elle ne peut produire de variations appréciables du courant du collecteur ; en combinaison avec C9, elle joue seulement le rôle d'un système de découplage du circuit du collecteur. En outre, la polarisation de contrôle provenant du second détecteur aurait une polarité qui ne conviendrait pas dans un montage de ce genre à réglage de la tension du collecteur.

Un montage, dans lequel on réalise le contrôle du gain par la tension du collecteur doit présenter des caractéristiques spéciales, et il est indiqué sur la figure 2. La tension de polarisation habituelle est fournie par un diviseur de tension formé par les résistances R2-R3-R4 reliées à la batterie d'alimentation. La jonction R2-R3 maintient sur la base du transistor Q2 une polarisation négative plus faible que celle de l'émetteur ; la même jonction permet d'appliquer la tension de contrôle produite par la résistance de charge du détecteur R4 et filtrée par le circuit formé par la résistance R3 et le condensateur C2.

Dans un montage de ce genre, lorsqu'un signal intense est reçu par l'appareil, la ligne de contrôle anti-fading devient plus négative, parce que la diode est montée d'une manière inverse dans ce circuit, comme on peut le voir en comparant avec la figure 1.

Le phénomène tend à augmenter ainsi la polarisation normale appliquée sur le transistor, et à augmenter la conduction du transistor Q2.

Le courant du collecteur qui s'accroît doit, cependant, traverser la résistance R5, qui n'est plus simplement une résistance de découplage de faible valeur, comme dans l'appareil précédent, mais une résistance de forte valeur supérieure à 10 000 ohms, d'où

qui maintient encore une intensité du signal à peu près constante sur le détecteur.

Par cette méthode, le courant de l'émetteur et la tension du collecteur varient en même temps, et l'on peut s'étonner qu'on fasse varier ainsi plus fortement le gain réalisé par le transistor Q2.

L'augmentation du courant de l'émetteur tend à augmenter le gain obtenu avec un signal fort ; par contre la chute correspondante de la tension du collecteur tend à réduire le gain. Quel est l'effet prépondérant ?

La réponse consiste dans la valeur de la résistance R5. Dans la méthode par applica-

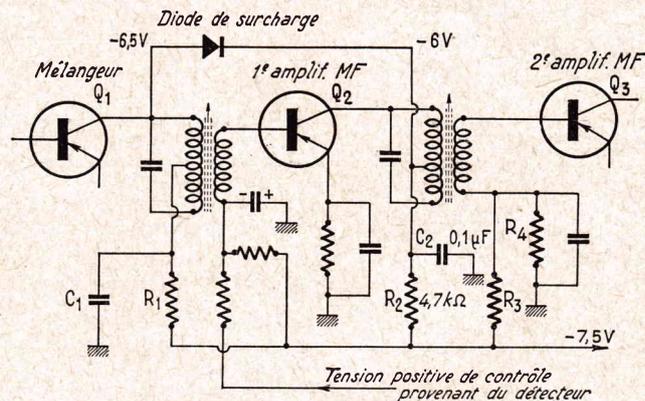


FIG. 3

tion de la tension sur le collecteur, cette résistance R5 doit avoir une valeur suffisante pour produire une variation assez forte du courant du collecteur pour déterminer une action plus grande que le changement de gain provenant de la variation du courant de l'émetteur. L'originalité du montage réside donc dans la nécessité de choisir une valeur bien déterminée pour cette résistance R5, et pour la polarité de la diode de détection.

Les montages précédents, qui assurent un contrôle anti-fading satisfaisant, présentent, cependant, un défaut. Lorsque des signaux très intenses sont reçus, il peut se produire une certaine surcharge des étages MF, en raison de l'action de contrôle limitée de ces dispositifs simples. Pour éviter ce défaut, et assurer une gamme de contrôle plus large, on

employé indiqué au début de cet article, peut ainsi envisager un certain nombre de variantes présentant des avantages particuliers, ou destinés à des usages spéciaux. Il en existe d'autres, dans lesquelles on peut utiliser, par exemple, des redresseurs séparés destinés à fournir la tension de contrôle anti-fading, et on peut également adopter des transistors amplificateurs augmentant encore l'action de contrôle, d'une manière analogue à celle qu'on envisage dans les montages à tubes.

La connaissance de ces différents montages est utile pour tous ceux qui veulent perfectionner le fonctionnement des radio-récepteurs à transistors ou même, plus simplement, mettre au point, ou les dépanner, en cas de trouble de fonctionnement.

CIRCUITS MODERNES POUR TÉLÉVISION EN COULEURS

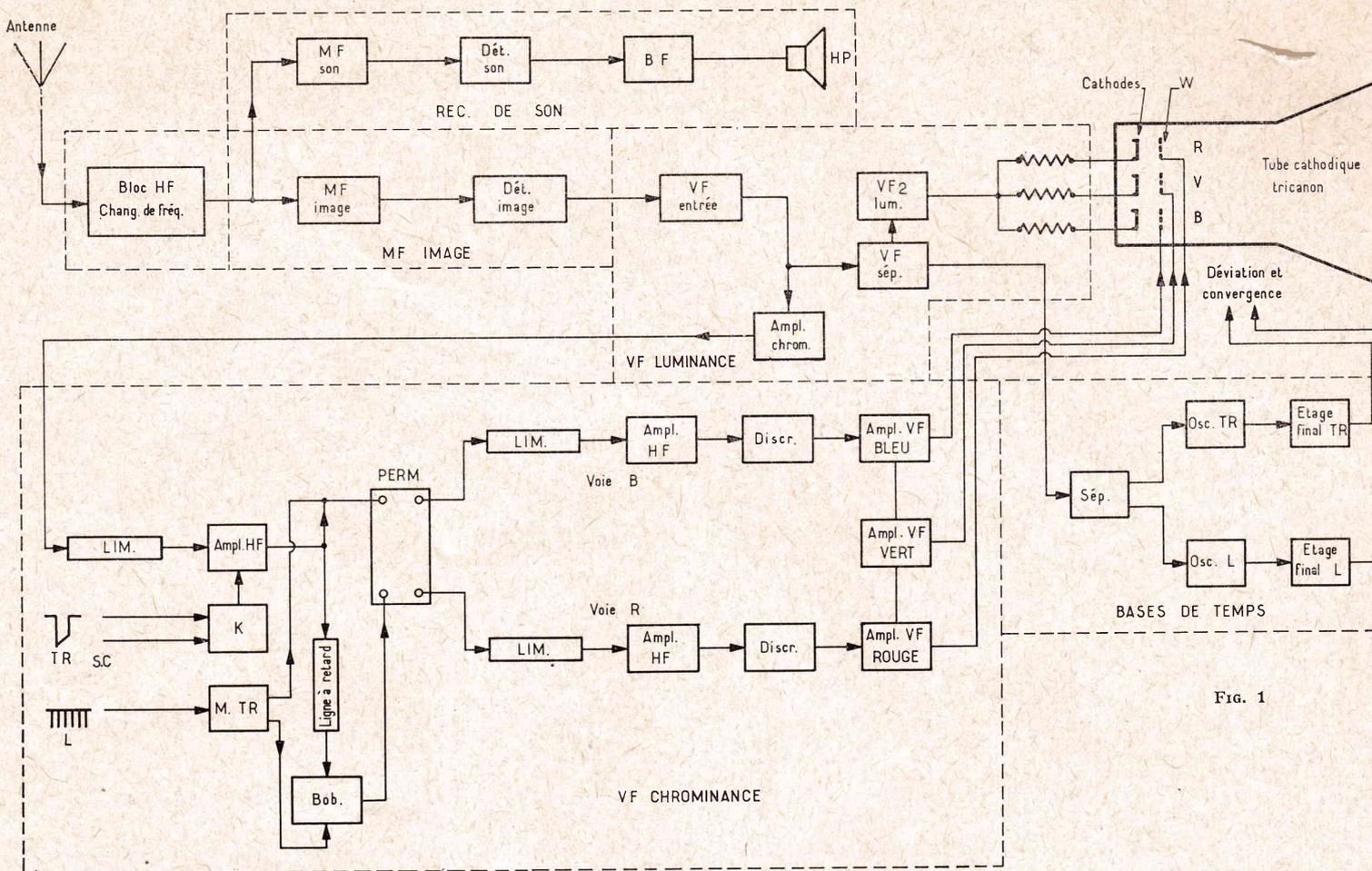


Fig. 1

LE système Sécam III optimisé étant adopté en France et dans d'autres pays, les spécialistes de la TVC (TV en couleurs) s'efforcent d'améliorer autant que possible les montages existants et de les adapter à l'emploi des dispositifs nouveaux offerts par les progrès incessants de l'électronique.

Au premier point de vue, concernant le Sécam optimisé, les travaux sont orientés vers une plus grande efficacité des circuits, tout en réalisant des simplifications des montages.

Au second point de vue, l'emploi de nouveaux dispositifs, il s'agit principalement de l'étude des futurs montages à transistors destinés à remplacer ceux à lampes, intégralement ou partiellement, compte tenu des types de transistors convenant à la TVC et de leur fiabilité.

Parmi les plus récents montages convenant aux téléviseurs en couleurs système Sécam, nous avons choisi un des plus importants, le décodeur qui, en somme, est la seule partie qui dépend du système de TVC adopté.

DECODEUR SECAM PVL2

Spécialement étudié très récemment pour les téléviseurs en couleurs de la C.F.T. (Compagnie Française de Télévision) type R.S.16, utilisant les nouveaux tubes cathodiques trichromes à masque et à écran rec-

taillé, le décodeur PVL2 se compose de deux parties : section luminance et section chrominance.

La figure 1 montre l'emplacement de ces deux parties du décodeur dans un appareil complet de TVC. La partie luminance reçoit le signal VF provenant de la sortie détectrice image. Ce signal est utilisé pour en tirer celui de luminance seule, que l'amplificatrice VF2 transmet aux trois cathodes du tube cathodique, celui de synchronisation qui est transmis à la séparatrice qui précède les bases de temps et, enfin, celui de chrominance, transmis par la lampe « Amp. chrom. » à la section VF chrominance du décodeur.

Le signal VF chrominance est appliqué au limiteur puis à un amplificateur HF d'où il suit deux voies, l'une « actuelle », vers une entrée du permutateur, l'autre « retardée », vers la ligne à retard puis, de la sortie de celle-ci, à l'autre entrée du permutateur.

La commutation électronique du permutateur est assurée par un multivibrateur transistor M.T.R. commandé par des impulsions de lignes.

La synchronisation de couleur est rétablie, s'il y a lieu, par une lampe K recevant des impulsions de trame et des signaux synchro couleur lignes, agissant sur l'amplificatrice HF et sur le multivibrateur transistor pour corriger la synchronisation.

Des deux sorties du permutateur partent les voies rouge et bleue constituées par un limiteur, un amplificateur HF, un discriminateur et une VF chrominance finale dont le signal de sortie est appliqué au wehnelt correspondant.

Pour le signal « vert », on applique à l'amplificatrice VF « verte » des signaux différence « rouge » et « bleu » qui convenablement dosés donnent le signal différence vert qui est appliqué au wehnelt du canon « vert ».

SECTION LUMINANCE

Le schéma complet de cette partie du décodeur PVL2 est donné par la figure 2.

Le signal VF de sortie détectrice image comprend les signaux de luminance, ceux de synchronisation et ceux de chrominance, ces derniers modulant en fréquence la sous-porteuse f_{sp} choisie dans la bande VF.

La valeur de f_{sp} est 4,406 MHz pour le signal différence rouge et 4,250 MHz pour le signal différence bleu.

Tant que ces deux signaux HF ne sont pas séparés, les circuits seront accordés sur la fréquence centrale $F_c = 4,286$ MHz, la largeur de bande des circuits accordés sur F_c étant prévue pour transmettre les signaux aux deux valeurs de f_{sp} . On peut prendre $F_c = 4,28$ MHz sans inconvénient. La lampe comporte deux éléments, une pentode et un triode. Elle est du type ECF200.

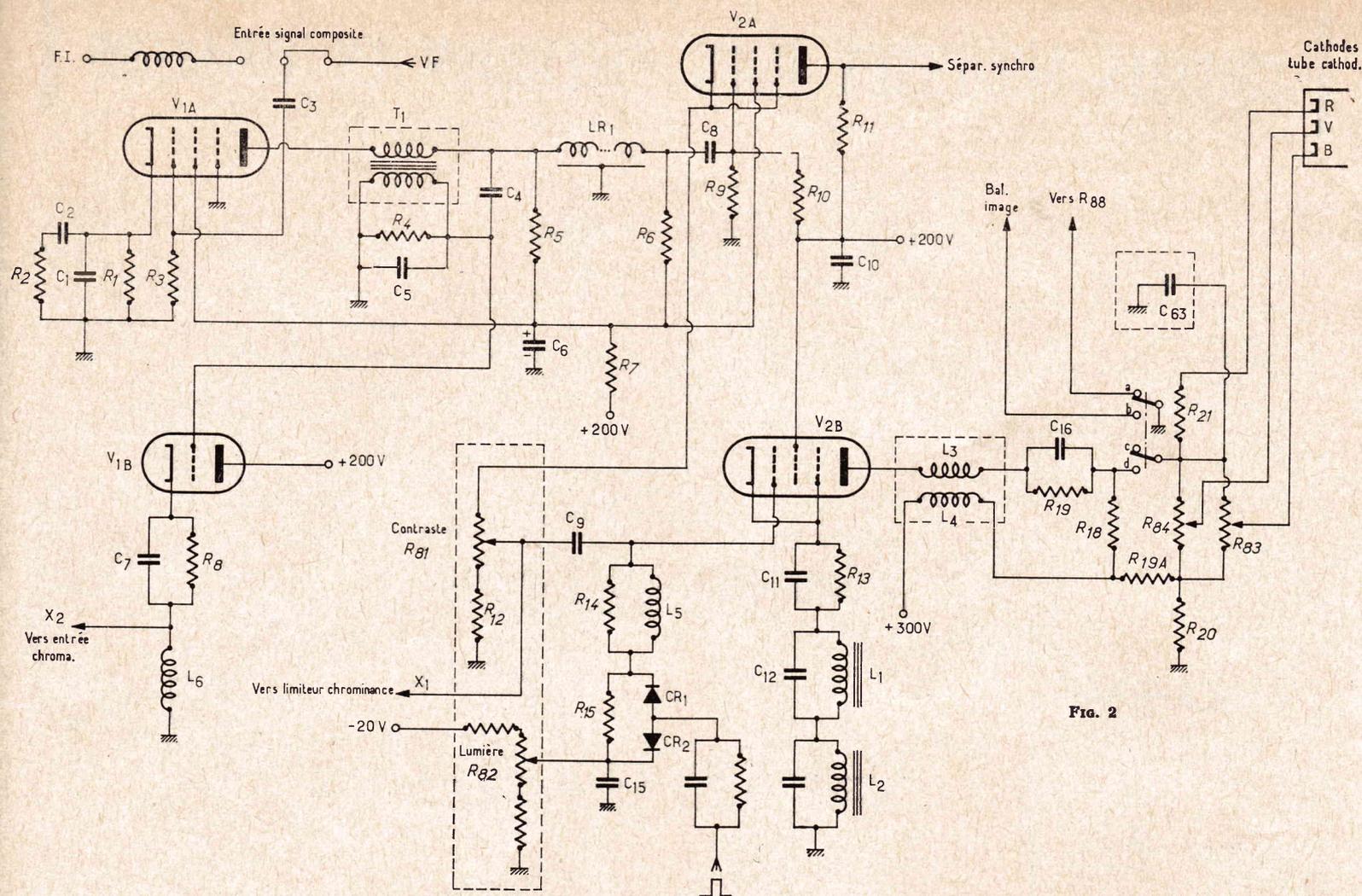


Fig. 2

La pentode V1 reçoit, par l'intermédiaire de C3, le signal VF complet dont la polarité est, quel que soit le standard de l'émission de TVC Sécam reçue, négative, c'est-à-dire avec signaux de luminance négatifs et signaux synchro de ligne, positifs (voir forme O1, fig. 3).

Elle amplifie ce signal et le signal de sortie est disponible sur la plaque. Dans le circuit de celle-ci, on trouve un transformateur T1 prévu avec un couplage serré ($k = 0,8$) entre primaire et secondaire, la capacité entre les deux enroulements étant faible.

Le secondaire est accordé par C5 sur F_c et amorti par R4. Il en résulte l'extraction du signal chrominance à $f = F_c$ du signal luminance en même temps qu'un affaiblissement du signal luminance dans la zone de F_c , transmis à la ligne de retard LR1.

Le transformateur T1 fonctionne, par conséquent, comme un éliminateur-captur analogue à celui disposé à l'entrée MF image pour capter le son et éliminer celui-ci dans la partie image.

L'effet de captation-élimination doit être assez précis, surtout celui de captation du signal HF chrominance accordé sur F_c , la courbe de réponse étant en forme de cloche, forme inverse de celle anti-cloche utilisée au codage. L'amortissement par R4 influence principalement la largeur de bande.

Une surtension de 16 doit être obtenue. La compensation « cloche » de l'« anticloche » étant réalisée, l'amplitude du signal aux fréquences de sous-porteuses sera alors constante. Ce signal HF chrominance est alors transmis à la triode V1 montée en plaque

commune dont la sortie sur la cathode, aux bornes de L6, donne le signal de chrominance à basse impédance qui sera appliqué au limiteur disposé à l'entrée de la section chrominance.

Les valeurs des éléments de cette partie à lampe V1 sont : $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 470 \Omega$, $R_3 = 1 M\Omega$, $R_4 = 7,5 k\Omega$ (5 %), $R_8 = 470 \Omega$; $C_1 = 330 pF$, $C_2 = 470 pF$, $C_3 = 0,1 \mu F$, $C_4 = 4,7 pF$, $C_7 = 4700 pF$; $L_6 = 100 \mu H$.

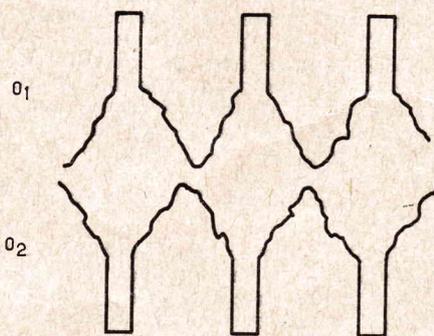


Fig. 3

Les enroulements de T1 sont commutés en sens inverse. C4 neutralise les actions réciproques du circuit cloche sur la voie luminance.

AMPLIFICATION LUMINANCE

En partant de C4 on trouve R5, la ligne à retard LR1 et R6. Le retard de LR1, de $0,7 \mu s$, compense le temps de transit de la partie luminance, à large bande par rapport

à la voie chrominance à bande relativement étroite.

Les résistances R5 et R6 sont parcourues par le courant de plaque de la pentode V1. La HT, commune à la plaque et à l'écran est obtenue à partir du point + 200 V de l'alimentation par l'intermédiaire de R7 avec découplage par C6. La plaque de la triode V1 est reliée directement à + 200 V. Le signal luminance est transmis par C8 à la grille de la pentode V2A type EF200.

La pentode V2A est à deux sorties, l'une sur la plaque où l'on prélève le signal destiné aux lampes séparatrices qui font partie de l'ensemble de balayage, et l'autre sur la cathode, où le signal sur basse impédance est transmis à V2B second élément pentode de la EFL200.

L'écran de V2A est alimenté à partir du point + 200 V, avec réduction de tension et découplage par C6 et R7. La plaque de V2A est reliée à + 200 V par R11 au point + 200 V, le condensateur C10 effectuant le découplage en ce point précis.

La grille de V2A est polarisée positivement par R9-R10. On dispose, par conséquent, du signal VF luminance sur R81 en série avec R12, R81 étant le potentiomètre réglant le contraste. Il dose la tension VF appliquée à la grille de V2B.

Pour la partie concernant V2A les éléments ont les valeurs suivantes : $R_5 = R_6 = 1,5 k\Omega$ (5 %), $R_7 = 3,3 k\Omega - 2 W$, $R_9 = 470 k\Omega$, $R_{10} = 10 m\Omega$, $R_{11} = 8,2 k\Omega - 1 W$, $R_{12} = 470 \Omega$, $R_{81} = 1 k\Omega$ potentiomètre, $C_6 = 10 \mu F - 275 V$, $C_8 = 10000 pF$, $C_9 = 22000 pF$, $C_{10} = 10000 pF$.

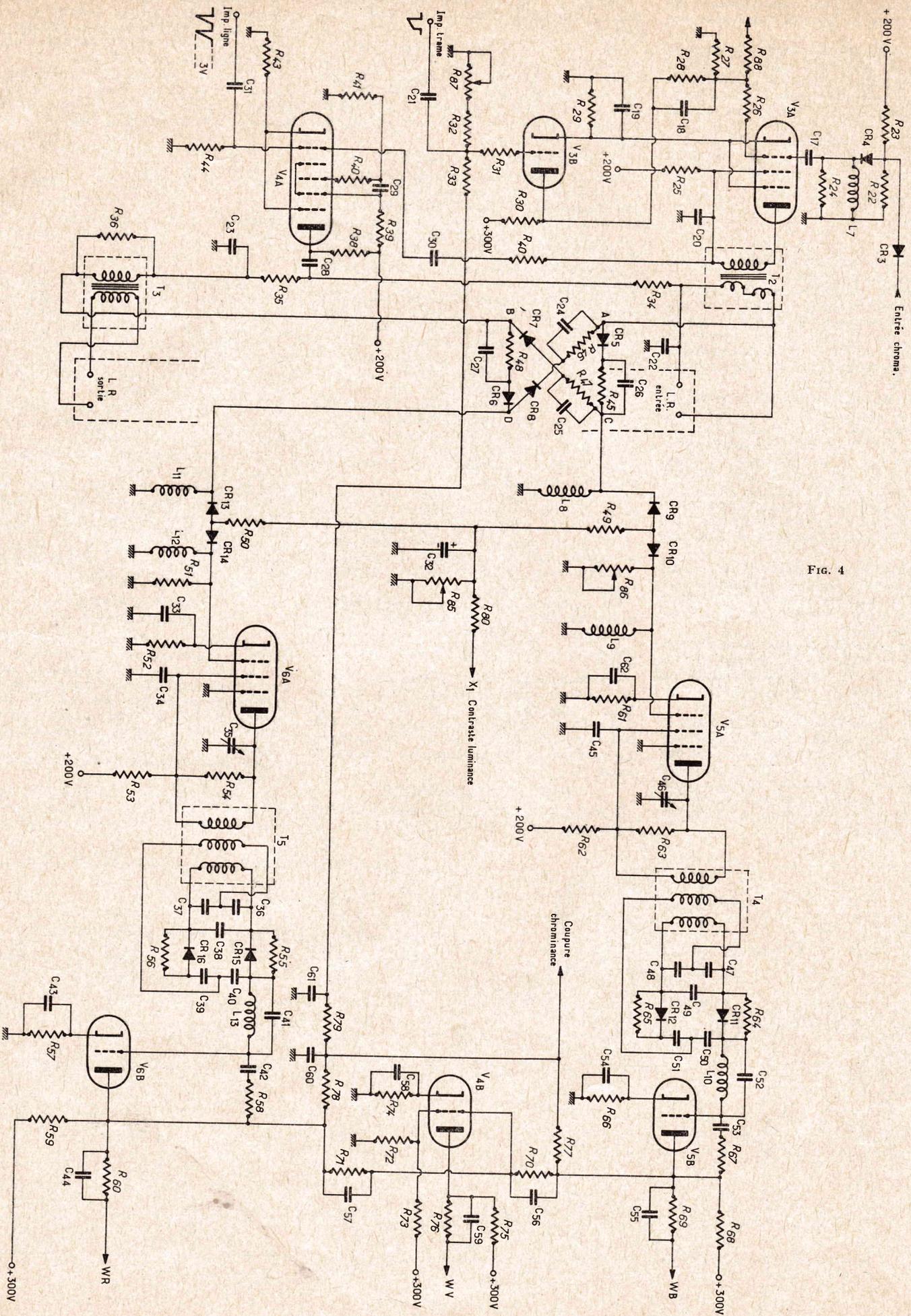


FIG. 4

Le point « vers limiteur chrominance », X1 est relié au point X1 que l'on retrouvera plus loin.

En ce qui concerne la polarité des signaux (voir figure 3), il est clair que sur la plaque de V1, sur la grille de V2 et sur la cathode de celle-ci, la polarité est comme celle indiquée par l'oscillogramme O2, tandis que sur la

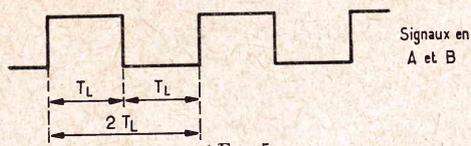


FIG. 5

plaque de V2A, on retrouve la forme O1 à impulsions positives de lignes.

Passons à V2B, amplificateur VF luminance finale. La grille 1 reçoit le signal dosé par R81, par l'intermédiaire de C9. Le circuit de grille comprend un circuit R14-L5. Le circuit « clamp » destiné à la reconstitution de la composante continue qui a été coupée par C3, C8 et C9.

La tension de polarisation de référence est réglée par le potentiomètre « Lumière » R82 dont le curseur est relié à la grille par l'intermédiaire de R15 (10 MΩ) et R14-L5. La résistance R15 est en parallèle sur les deux diodes opposées, CR1 et CR2 dont le point commun, sur les anodes, reçoit, par l'intermédiaire de C14-R16, des signaux « clamp » qui sont des impulsions positives d'amplitude proportionnelle au niveau du moins du signal luminance.

Lorsque ces impulsions sont appliquées aux anodes des diodes, celles-ci deviennent conductrices. Les impulsions chargent C9 et une tension négative de composante continue polarise la grille de V2B.

Le condensateur C15 effectue le découplage du curseur de R82. On remarquera que ce potentiomètre de réglage de la luminance est monté entre masse et -20 V, avec deux résistances de garde.

Le circuit cathodique de V2B comprend le dispositif de polarisation R13-C11 et deux circuits accordés, C12-L1 et C13-L2, l'un sur une valeur supérieure à Fc et l'autre sur une valeur inférieure. Ils agissent comme des éliminateurs de signaux de sous-porteuse chrominance et complètent les actions des dispositifs mentionnés plus haut.

L'écran de V2B est relié directement au point +200 V, la grille 3 étant reliée à la cathode.

Voici les valeurs des éléments : R14 = 10 kΩ, R15 = 10 MΩ, R16 = 4,7 Ω, R13 = 120 Ω, C11 = 220 pF, C12 = C13 = 1 000 pF, C14 = 4 700 pF, C15 = 47 000 pF, CR1 = CR2 = OA200, L5 = 100 μF, L1 et L2 pour accord sur Fc avec 1 000 pF par réglage du noyau.

CIRCUIT DE PLAQUE DE V2B

Dans ce circuit, on trouve un dispositif de correction série avec la bobine L3, un dispositif de correction shunt avec la bobine L4, ces deux bobines étant couplées, ce montage, que l'on trouve rarement dans les appareils de TV monochrome, donnant une bonne réponse aux transitoires, avec une forte capacité de sortie de la lampe.

Un commutateur bipolaire à deux directions permet, en position « normale », le fonctionnement du circuit et en position « réglage » (indiqué sur le schéma), de couper le balayage trame et de régler le potentiel de référence de noir sur chacune des trois cathodes du tube trichrome.

Comme le balayage trame (image) est coupé, il est plus aisé d'effectuer un réglage d'extinction identique pour chaque canon en modifiant les tensions des grilles 2 de ces canons à l'aide de potentiomètres disposés sur la platine balayage.

On passe ensuite en position « normale » et on agit sur les potentiomètres R83 et R84 qui règlent les tensions VF appliquées sur les cathodes des canons B et V, respectivement, le réglage fixe de la cathode R servant de référence, pour obtenir finalement un réglage correct noir et blanc.

On a supposé que le canon rouge était le moins sensible. S'il n'en était pas ainsi, on permuterait les liaisons des canons pour trouver le canon à moindre sensibilité, relié à R21.

Les valeurs des éléments depuis la plaque de V2B sont : R19 = 1,8 kΩ, R18 = 5,6 kΩ, R19A = 6,8 kΩ, R20 = 39 kΩ, toutes de 2 W ; R84 = R83 = potentiomètres de 5 kΩ, R21 = 2,7 kΩ ; C16 = 1 500 pF, C63 = 10 pF. Les signaux sur les cathodes RV et B ont la forme O1.

SECTION CHROMINANCE

L'ensemble des circuits de cette section est représenté par le schéma de la figure 4.

Le signal chroma, c'est-à-dire le signal chrominance dont la bande s'étend de part d'autre de Fc, est fourni par le circuit codique de V1B de la section luminance, les sons s'effectuant au point X2.

Ce signal HF ne contient que les informations de chrominance. Il est modulé en fréquence alternativement par le signal VF de luminance différence B-Y, un signal par

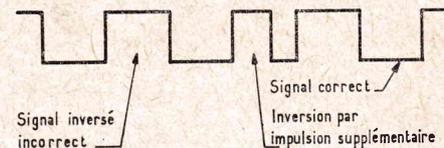


FIG. 6

Ce signal, que nous désignerons par s, est appliqué au limiteur constitué par les diodes CR3 et CR4 montées en opposition. Les anodes sont rendues positives par rapport aux cathodes grâce au diviseur de tension R22-R23 monté entre +200 V et masse. Le signal est transmis par L7-R24 et C17 à la grille de lampe pentode V3A.

Les valeurs des éléments du limiteur sont : R22 = 15 kΩ, R23 = 1 MΩ, R24 = 2,2 kΩ, C17 = 150 pF, L7 = 75 μH.

Le limiteur fonctionne de la manière suivante : lorsque l'alternance positive du signal HF dépasse une limite prévue, l'anode de CR3 devient positive par rapport à la cathode et la diode CR3 est bloquée. De même, pour l'alternance négative, l'anode de CR4 devient négative par rapport à la cathode et l'amplitude du signal a dépassé la limite prévue d'où blocage de CR4.

AMPLIFICATEUR HF CHROMINANCE V3A

La pentode V3A, élément d'une ECF, l'élément triode est V3B, reçoit le signal sur la grille. Si le fonctionnement de la section chrominance est correct, autrement dit l'aiguillage du permutateur est tel que les signaux R-Y et B-Y parviennent aux cathodes respectives, la lampe V3A fonctionne comme amplificateur HF, la polarisation de grille 1 étant normale pour le fonctionnement en amplificateur.

Si l'aiguillage était incorrect, les signaux R-Y et B-Y parvenant aux voies bleu et rouge respectivement, la lampe V3A se bloque

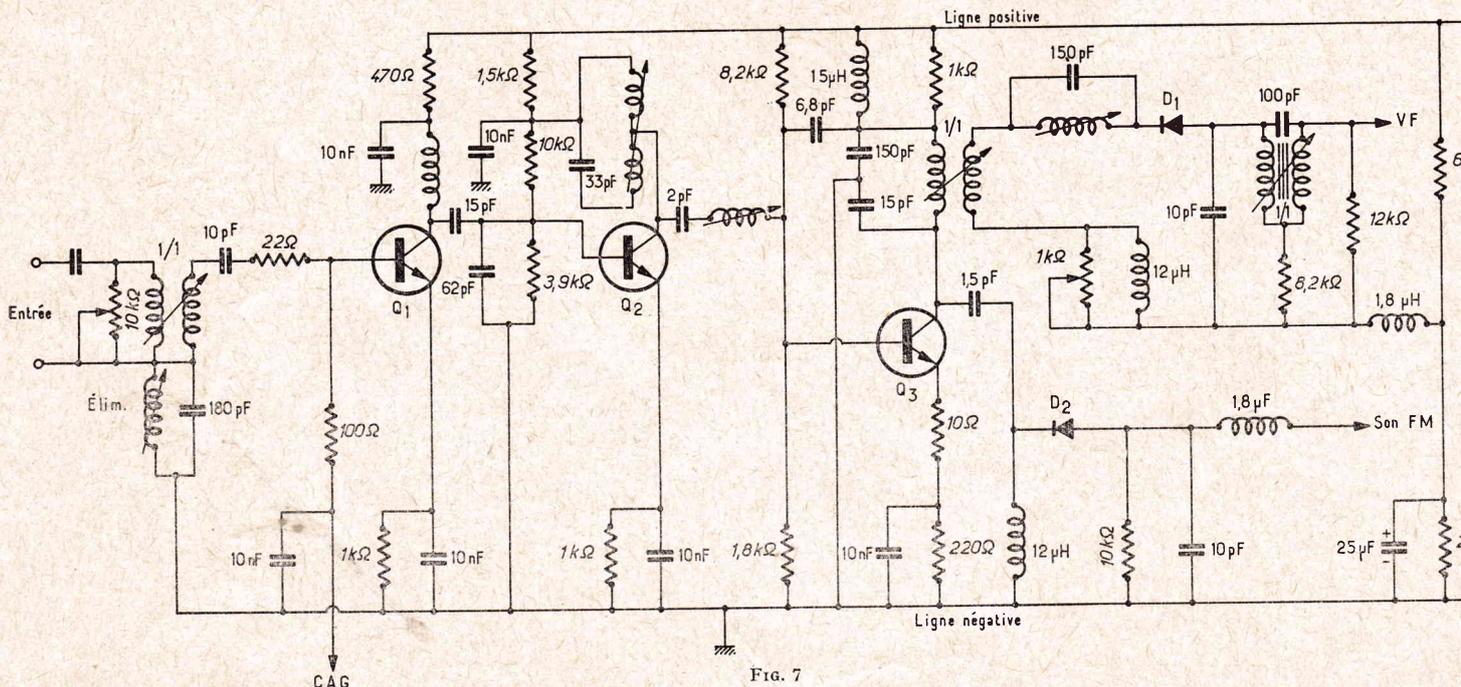


FIG. 7

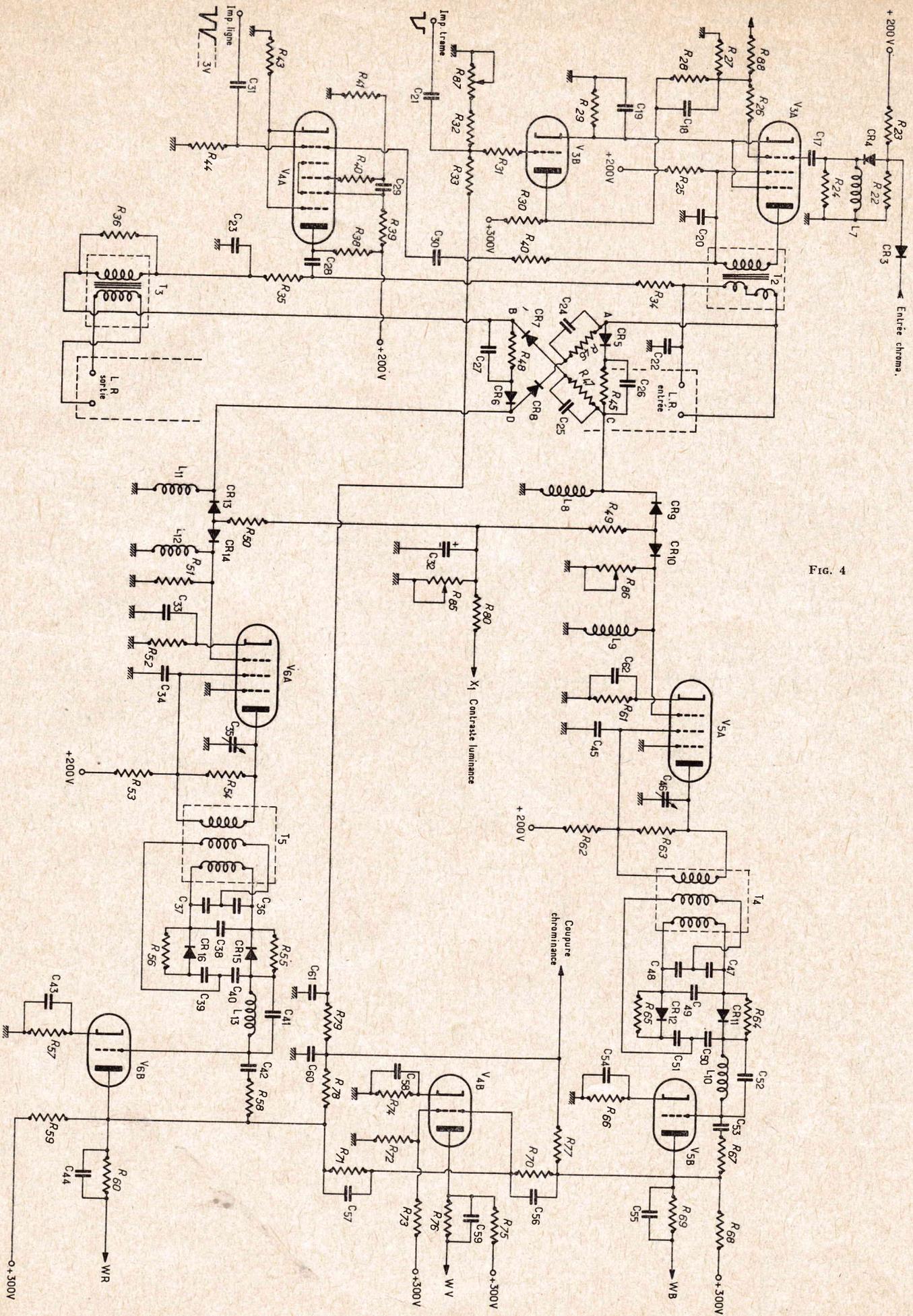


FIG. 4

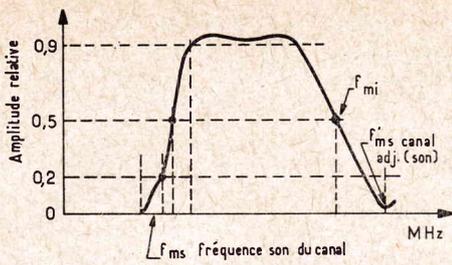


FIG. 8

Pour le moment, on suppose que cette lampe est amplificatrice. Le signal HF amplifié est alors obtenu sur la plaque et transmis par T2 à l'entrée de la ligne à retard de 64 μ s (durée d'une ligne) LR.

La polarisation de V3_A dépend du fonctionnement de V3_B. Les cathodes de ces deux lampes sont polarisées par R29 et C19, tandis que la grille de V3_A est polarisée par un système diviseur de tension R27 - R28 - R30 de sorte que si la tension de la plaque de V3_B est modifiée, il en est de même, et dans le même sens, de la tension de la grille de V3_A.

Les éléments du montage de V3_A sont : R26 = 22 k Ω , R25 = 470 Ω , R88 = 100 k Ω , R27 = 120 k Ω , R28 = 470 k Ω , R29 = 3,3 k Ω ; C18 = 47 pF, C19 = 10 000 pF, C20 = 10 000 pF.

Le signal HF, alternativement modulé en fréquence, par R-Y et B-Y, étant appliqué à l'entrée de la ligne à retard LR, est retardé de la durée d'une ligne (64 μ s), de sorte qu'à la sortie de la ligne à retard on obtient l'alternance B-Y et R-Y au moment même où à l'entrée l'alternance est R-Y et B-Y.

Le signal de sortie de LR est appliqué à T3 qui effectue l'adaptation élévatrice d'impédance et ce signal retardé est transmis par le secondaire de T3 (à gauche sur le schéma) au permutateur, point B, tandis que l'autre entrée du permutateur, point A, reçoit le signal « actuel » venant de T2.

Le fonctionnement du permutateur comme inverseur bipolaire A et B à deux directions AC et AD, BC et BD au rythme des lignes, permet d'obtenir le signal HF modulé par B-Y au point C et le signal HF modulé par R-Y au point D, les signaux de même « couleur » étant maintenant alternativement « actuel » et « retardé ».

Le permutateur à quatre diodes, qui sont alternativement conductrices (passage) et bloquées (coupure) est commandé par des signaux rectangulaires à la fréquence moitié, de ligne (une alternance par ligne) comme ceux de la figure 5.

FONCTIONNEMENT DU PERMUTATEUR

L'alternance positive étant appliquée en A, la diode CR5 est conductrice et le signal est transmis de A à C. La diode CR8 est bloquée.

L'alternance également positive étant appliquée en B, le signal en ce point est transmis au point D, tandis que CR7 étant bloquée le signal ne peut parvenir au point C.

La commutation est pendant la ligne correspondante à l'alternance positive AC et BD.

Pendant l'alternance négative du signal rectangulaire, se produisant pendant la ligne suivante, les diodes CR5 et CR6 sont bloquées (anodes négatives par rapport aux cathodes) et les diodes CR7 et CR8 sont conductrices (cathodes négatives par rapport aux anodes, d'où branchements AD et BC).

Les signaux rectangulaires appliqués au permutateur proviennent du multivibrateur transistor à heptode V4, ECH200. Ils sont transmis par C28, R35, R34 et les secondaires de T2 et T3 aux points A et B.

Les valeurs des éléments du permutateur et des circuits de transmission du signal rectangulaire depuis la plaque de V4 sont : R45 = R46 = R47 = R48 = 6,8 k Ω , C24 = C25 = C26 = C27 = 150 pF, R34 = R35 = 470 Ω , C22 = C23 = 470 pF, C28 = 0,1 μ F, R36 = R37 = 1,8 k Ω , ligne à retard LR de la C.F.T., diodes CR5 à CR8 type SFD104 Cosem.

VOIE BLEUE

La voie bleue commence au point C du permutateur et comprend un circuit limiteur à diodes CR9 et CR10, une amplificatrice HF

VF chrominance, différence B-Y, il faut considérer la valeur de la fréquence sous-porteuse attribuée au signal bleu, qui est $f_{sp} = 4,22$ MHz. Les bobinages seront accordés sur cette fréquence.

Le signal HF « bleu » est limité d'abord par les diodes CR9 et CR10 montées en opposition fonctionnant de la même manière que les diodes CR3 et CR4 du premier limiteur.

Un réglage du seuil de limitation est prévu avec le potentiomètre R86.

La lampe amplificatrice HF V5_A élément pentode d'une pentode triode, amplifie ce signal et le transformateur T4 le transmet au discriminateur CR11-CR12 du type Foster-Seeley. Bobinage et ensemble associé aux diodes sont analogues à ceux des tuners FM mais la bande du signal VF obtenu à la sortie du discriminateur est beaucoup plus large.

La lampe finale VF « bleue », V5_B, élément triode de la pentode triode ECF200, reçoit sur la grille le signal VF transmis par C52-LR qui est un circuit de correction.

La triode V5_B est polarisée par R66-C54, la grille étant en liaison directe avec la sortie du discriminateur. Un circuit de contre-réaction R67 - C53 est monté entre plaque et grille.

La charge de plaque est R68 reliée au point + 300 V et R69 - C55 transmet le signal de

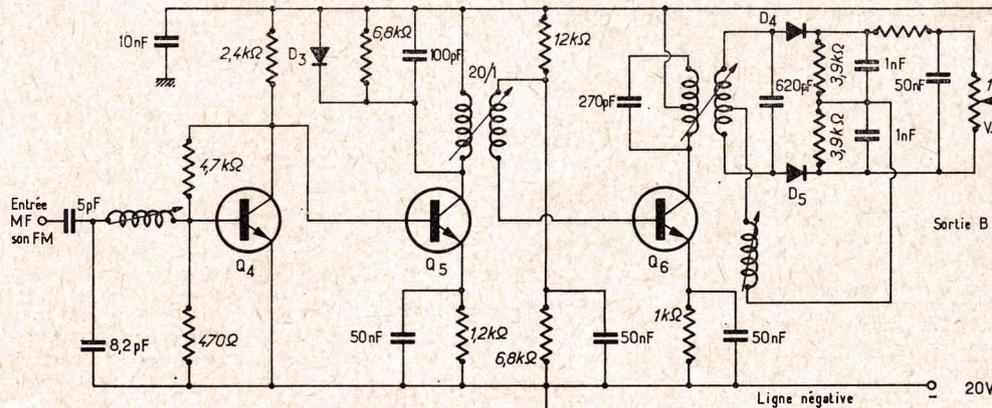


FIG. 9

pentode V5_A, un discriminateur démodulateur FM, à diodes CR11 et CR12, une amplificatrice VF chrominance à triode V5_B fournissant au canon « bleu » sur le wehnelt, le signal VF chrominance, différence B-Y.

Cette partie est de conception analogue à celle de la partie MF - discriminateur - BF d'un tuner FM ou d'un récepteur de son TV à FM, la BF étant remplacée par la VF.

Comme le signal HF, depuis le point C du permutateur n'est plus modulé que par la

luminance Y, le résultat est l'addition de deux signaux, B-Y et Y, ce qui correspond au signal B appliqué à ce canon.

Voici les valeurs des éléments de la voie bleue, depuis le point C du permutateur jusqu'au wehnelt WB du canon bleu : R49 = 15 k Ω , R86 = pot. de 10 k Ω , R61 = 100 Ω , R62 = 3,3 k Ω - 1 W, R64 = 100 k Ω , R65 = 10 k Ω (5 %), R66 = 390 Ω , R67 = 100 k Ω , R77 = 506 k Ω , R68 = 27 k Ω - 2 W (5 %), R69 = 100 k Ω ; C46 = 47 000 pF, C45 = 10 000 pF; C46 = ajustable 3 - 12 pF, C47 = C48 = 47 pF, C49 = 2,7 pF, C50 = C51 = 1 pF, C52 = 2,2 pF, C53 = 5,6 pF, C54 = 2 200 pF, C55 = 10 000 pF; L8' = 500 μ H, L9 = 7 μ H, L10 = 500 μ H, CR9 = CR10 = SFD104, CR11 = CR12 = SFD104.

VOIE ROUGE

Cette voie est réalisée comme la voie bleue. Elle commence au point D du permutateur et se termine au wehnelt du canon rouge WR. Les lampes diodes et les éléments LCR homologues à ceux de la voie bleue, ont la même valeur.

On notera toutefois les différences suivantes : 1° Les bobinages HF sont accordés sur la sous-porteuse du signal HF rouge, $f_{sp} = 4,406$ MHz.

2° Les diodes CR15 et CR16 du discriminateur sont orientées en sens inverse de celles des diodes CR11 et CR12, étant donné que

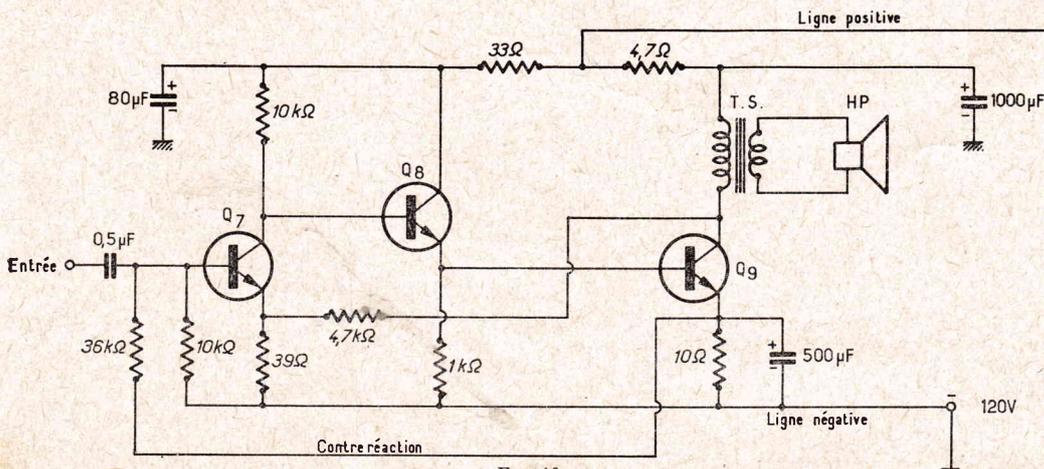


FIG. 10

lorsqu'il est transmis un signal R-Y, le signal bleu est transmis en polarité inverse, Y-B. De cette manière on obtient aux sorties des deux discriminateurs des signaux VF, R - Y et B - Y de même polarité.

On remarquera aussi que dans la voie rouge il n'y a pas de réglage comme R86 de la voie bleue, ce réglage étant suffisant pour équilibrer les gains des deux voies.

D'autre part, les anodes des diodes CR9-CR10 et CR13-CR14 des limiteurs sont réunies par R49 et R50 à un circuit commun constitué par C32 = 25 μ F, R85 = potentiomètre de 50 k Ω réglant la saturation chrominance et R80 = 10 k Ω reliée au point « contraste luminance » X1 qui figure sur le schéma de la section luminance. Il en résulte que le réglage contraste R81, agit sur la luminance et sur la chrominance, le réglage de saturation chrominance ayant été ajusté préalablement pour le seuil de limitation des diodes CR9, CR10, CR13 et CR14.

VOIE VERTE

Le signal différence vert V-Y n'étant pas transmis par l'émetteur (et ceci est commun à tous les systèmes de TVC) on le reconstitue directement en VF à partir des signaux R-Y et V-Y.

Pour cela, on prélève des tensions B-Y et R-Y sur les plaques des lampes finales V5_B et V6_B à l'aide des réseaux R70-C56 et R71-C57 que l'on applique à la grille de la lampe finale « verte » V4_B. La lampe triode V4_B est polarisée par le circuit cathodique R74-C58 et par le diviseur de tension du circuit de grille, R73-R72.

Le signal V-Y est disponible sur la plaque de la triode V43 dont la charge est R75 et transmis par R76-C59 en wehnelt du canon des éléments de la voie verte sont : R70 = « vert » WV du tube cathodique. Les valeurs 680 k Ω , R71 = 330 k Ω , R74 = 3,9 k Ω , R72 = 22 k Ω , R74 = 680 k Ω , R75 = 27 k Ω , R76 = 100 k Ω ; C56 = 1,5 pF, C57 = 2,7 pF, C58 = 100 pF, C59 = 10 000 pF.

MULTIVIBRATEUR TRANSITRON

La lampe heptode V4_A, élément d'une heptode triode ECH200 dont l'élément triode V4_B sert d'amplificatrice VF « verte », est montée en multivibrateur transitron qui, de montage classique, fonctionne grâce à la réaction électronique obtenue par couplage des grilles 2 + 4 avec la grille 3. Le fonctionnement en bascule bistable est commandé par des impulsions négatives de ligne prises sur la base de temps lignes et dont l'amplitude est de 3 V.

Les valeurs des éléments associés à V4_A sont : R43 = 100 Ω , R44 = 4,7 k Ω , R38 = 47 k Ω , R39 = 27 k Ω - 1W, R40 = 39 k Ω , R41 = 56 k Ω , R42 = 10 k Ω , C29 = 1 000 pF, C30 = 100 pF, C31 = 47 pF, C28 = 0,1 μ F.

SYNCHRONISATION ET BLOCAGE COULEUR

Les éléments V3_A et V3_B constituent une bascule. Dans un montage de ce genre il y a deux états ; dans l'un, V3_A est conductrice et V3_B bloquée, dans l'autre V3_A est bloquée et V3_B est conductrice.

L'état 1, V3_A conductrice, est l'état normal. La lampe V3_A est amplificatrice et transmet le signal HF chrominance à T2.

Lorsque l'aiguillage du permutateur est incorrect, ce qui fait parvenir un signal, destiné à la voie bleue, à la voie rouge, et un signal destiné à la voie rouge, à la voie bleue, la bascule passe à l'état 2, V3_A est bloquée et, le signal de chrominance ne passant plus, l'image apparaissant sur l'écran du tube cathodique ne correspond plus qu'au signal Y ;

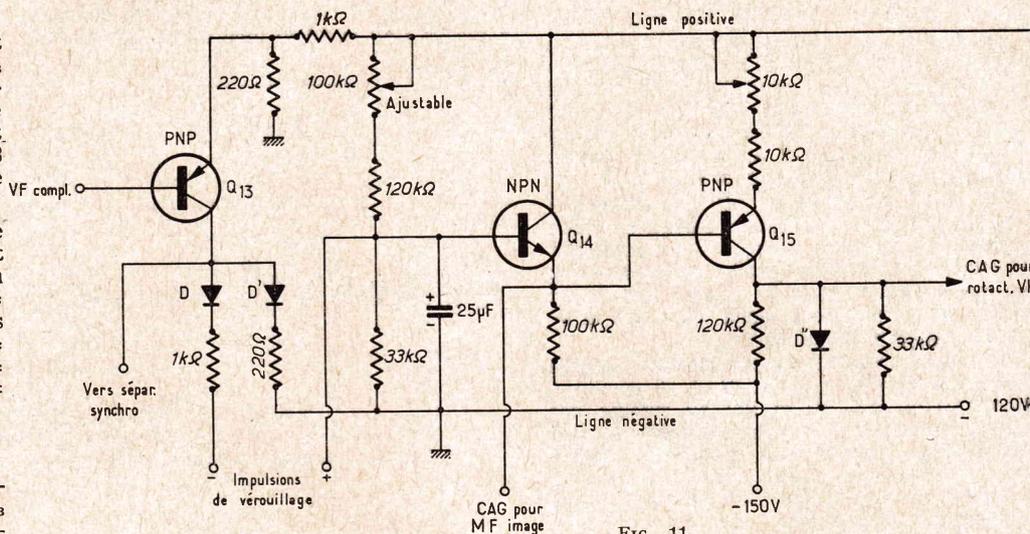
elle est en noir et blanc. Ceci pendant la durée d'une trame. A la fin de cette trame, un signal d'identification provenant de l'émetteur rend l'aiguillage correct et à ce moment la bascule V3_A-V3_B passe à l'état 1, de sorte que le signal HF chrominance est transmis.

Une explication détaillée de la synchronisation et du blocage de couleur a été donnée dans notre numéro normal du « Haut-Parleur » (voir le numéro de septembre 1966) rubrique TV en couleurs.

Dans le présent montage, la lampe V3_B reçoit des impulsions de trame sur C21 et les signaux d'identification depuis les plaques de V6_B et V5_B par l'intermédiaire du circuit R77-R78 - R79 - C61 - C62 - R33. Lorsque les lignes d'identification sont correctes, V3_B reste bloquée, mais si tel n'est pas le cas, la combinaison des impulsions de trame et des lignes d'identification déclenche la bascule V3_B-V3_A, V3_B devient conductrice et V3_A bloquée.

Une impulsion supplémentaire de ligne inverse la polarité du signal rectangulaire incorrect (voir figure 6), qui, devenant correct, l'aiguillage convenable est rétabli.

Les lignes d'identification appliquées à V3_B correspondant à la séquence de polarité



correcte R-Y, B-Y, bloquent V3_B et débloquent V3_A.

Les valeurs des éléments des circuits associés à V3_B sont : R 87 = pot. de 100 k Ω , R32 = 36 k Ω , R31 = 47 k Ω , R33 = 100 k Ω , R30 = 47 k Ω , R29 = 3,3 k Ω , R28 = 470 k Ω , R79 = 47 k Ω , R78 = 330 k Ω ; C21 = 120 pF, C18 = 47 pF, C60 = C61 = 1 000 pF. Dans ce montage, le circuit différentiateur pour les impulsions de trame est C21 - R32 - R87 et le circuit intégrateur pour les signaux d'identification des lignes est R78 - R79 - C60 - C61.

NOUVEAUX MONTAGES A TRANSISTORS

L'adaptation des circuits de TV en couleurs à l'emploi des transistors et réciproquement, la création de transistors spéciaux pour circuits de TVC, sont au premier rang des préoccupations et de l'activité des spécialistes car la TVC, comme nous l'avons précisé, utilisera de plus en plus de transistors, comme la TV monochrome.

Dans tout téléviseur en couleurs, quel que soit le système (NTSC, PAL, SECAM) tous les circuits sauf le décodeur partie chrominance, sont analogues. Plusieurs montages ont été établis pour la TVC et nous décrivons ci-après ceux qui sont indépendants du système, donc peuvent convenir également dans des téléviseurs système Sécam.

AMPLIFICATEUR MF IMAGE

Ce montage est à associer à celui de son à modulation de fréquence. Il est utilisable avec les systèmes Secam ou autres, adoptés dans les pays où le standard est du type CCIR « européen ». Le son étant reçu par inter-porteuse, la conception de l'amplificateur MF image est prévue en conséquence, car cet amplificateur, dit « d'image », transmet en réalité les deux signaux MF, image à AM et son à FM, sur les fréquences « porteuses MF » image f_{m1} et son f_{ms} des signaux fournis par les blocs rotacteur VHF ou tuner UHF.

L'amplificateur FM image est représenté par le schéma de la figure 7, utilise 3 transistors NPN planars au silicium et deux diodes, D1 pour fournir le signal VF et D2 pour le signal FM son à la fréquence,

$$\Delta f = f_{ms} - f_{m1}$$

prise avec le signe positif et dont la valeur est 5,5 MHz en Europe et 4,5 MHz aux U.S.A., Japon, etc.

Dans un amplificateur de ce genre, il n'y a pas d'éliminateurs du son f_{ms} dans les étages d'entrée, mais on peut trouver des éliminateurs pour la MF son du canal adjacent, f_{ms} . Seul le premier transistor Q1 est soumis à

la CAG qui est du type direct : une augmentation du signal d'antenne donne lieu à une tension de CAG croissante positivement (transistor NPN) qui a pour effet une augmentation du courant de collecteur, d'où diminution de la tension V_{ce} entre collecteur et émetteur, donc diminution du gain. Le fonctionnement avec CAG directe est dû à la valeur relativement élevée de la somme des résistances d'émetteur (1 k Ω) et de collecteur (470 Ω).

Dans le montage pratique de cet amplificateur, prévu pour le standard USA avec $\Delta f = 4,5$ MHz, l'accord se fait sur 43,75 MHz pour les deux premiers étages, sur des circuits à coefficients de surtension faibles, ce qui assure le minimum de variation de la courbe de réponse globale lorsque la CAG agit sur le premier étage.

A l'entrée, on a disposé un bobinage bifilaire rapport 1/1, en T, constituant un éliminateur du son adjacent, accordé sur 47,5 MHz et l'atténuateur de 60 dB.

Le second étage est à gain fixe et il est suivi d'un réseau double. L'un des bobinages est accordé sur 42,5 MHz avec $Q = 40$, l'autre sur 45,75 MHz avec $Q = 26$, ce qui permet d'obtenir la courbe de réponse nécessaire. Comme les étages 2 et 3 ne sont pas soumis à la CAG, des Q élevés peuvent être prévus. Les transistors Q1 et Q2 sont à fa

bles capacités et le neutrodynage n'est pas nécessaire, tout en obtenant le gain exigé.

Les deux premiers transistors sont des Fairchild types SE5023 et SE5024. Le troisième, Q3, est d'un type spécial de la même fabrication, 0063, convenant particulièrement au troisième étage.

Le transformateur de sortie est de rapport 1/1 et il est suivi d'un éliminateur de son sur la fréquence $f_{ms} = 41,25$ du canal reçu car on se trouve dans la voie séparée MF image aboutissant à la détectrice D1 type FDM 1000 donnant à la sortie le signal VF complet : luminance, chrominance et synchronisation.

Après la détection et avant le point de sortie VF on a disposé un éliminateur de la fréquence Δf .

La seconde voie, destinée au son FM, part du collecteur de Q2. La détection par D2 type FDM 1000 donnant à la sortie le signal VF quence Δf .

Le gain global est de 75 dB en tension et de 50 dB maximum en puissance.

On obtient une tension VF de 6 V crête à crête et la variation de gain pour la CAG est de 60 dB. Toutes les valeurs des éléments connues sont indiquées sur le schéma. La figure 8 montre la courbe de réponse.

AMPLIFICATEUR MF SON FM

Cet amplificateur doit être associé à l'amplificateur MF image décrit. Son schéma est donné par la figure 9. Il reçoit le signal interporteuse son FM à la fréquence Δf de la sortie « son FM » de l'amplificateur MF image. Trois étages sont prévus à transistors Q4 = Q5 = Q6 = SE 5025. Le premier étage à transistor Q1 est à large bande avec accord unique sur $\Delta f = f_{ms} - f_{mi}$. La limitation est réalisée dans le second étage à l'aide de la

diode D3 type FDM 1000, ainsi que par saturation de l'étage MF son final à transistor Q6.

Le discriminateur Foster-Seeley donne un signal BF à maximum de linéarité dont l'amplitude est de 1 V crête à crête avec 0,5 V de signal MF son à l'entrée de l'amplificateur. Les transistors Q1, Q2 et Q3 sont à faible capacité et ne nécessitent pas de neutrodynage.

AMPLIFICATEUR BF

L'entrée de cet amplificateur est reliée à la sortie BF de l'amplificateur-détecteur de son. Le schéma de l'amplificateur BF est donné par la figure 10. On utilise trois transistors NPN, Q7 = SE4002, Q8 = SE6002, Q9 = SE3035 tous des Fairchild. Tout le montage est en classe A et donne à la sortie 2 W modulés.

Le montage en classe A réduit les variations de puissance prise sur l'alimentation, ce qui a son intérêt dans un téléviseur. La stabilité est obtenue par une contre-réaction entre le collecteur de Q9 et l'émetteur de Q7, et une contre-réaction entre émetteur de Q9 et base de Q7.

L'impédance correspondant au primaire du transformateur de sortie est de 100 Ω .

La sensibilité est définie par 140 mV à l'entrée pour 2 W à la sortie.

Toutes les liaisons entre transistors sont directes. L'alimentation est à haute tension de 120 V.

CIRCUIT DE CAG VERROUILLEE

Ce montage est représenté par le schéma de la figure 11. Il utilise trois transistors : Q13 = 2N3638 PNP, Q14 = SE2002 NPN et Q15 = 2N3638 PNP ainsi que les trois diodes D, D' et D'', toutes du type FDM1000.

Le verrouillage s'effectue sous la commande d'impulsions de ligne prises sur un enroulement secondaire du transformateur de sortie de base de temps lignes. Ces impulsions sont appliquées au collecteur de Q13. La diode D' et la résistance de 220 Ω servent à l'inversion du signal VF pour la commande de l'étage l'inverseur antiparasite du séparateur synchro.

La tension de CAG est engendrée sur la base de Q14, aux bornes de la capacité de découplage de 25 μF . Cette tension de polarisation de base de Q14 est fonction du courant moyen fourni par Q12 et dépend de l'amplitude de la VF dont les impulsions enlèvent les parties du signal autres que ceux de synchronisation.

Les polarisations d'émetteur de Q14 et la polarisation du détecteur MF image fournissant le signal VF, maintiennent l'amplitude de sortie à environ 3 V. Le potentiomètre de 100 k Ω permet de maintenir le gain de l'amplitude MF image au maximum lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée sur le téléviseur.

Le transistor Q15 est un amplificateur de continu. La tension positive de CAG appliquée au transistor MF image est prise sur l'émetteur de Q14. Pour le rotacteur VHF, la tension de CAG doit être négative par rapport à la masse et on l'obtient sur le collecteur de Q15, transistor inverseur.

Un dispositif de retard est prévu pour la CAG de rotacteur, comportant une diode D'' et réglable avec le potentiomètre de 10 k Ω . Lorsque la CAG pour MF image produit une réduction de gain de 20 dB, la diode D'' cesse d'être conductrice, ce qui permet à la tension de CAG destinée à rotacteur d'être transmise.

NOUVEAUX MONTAGES FM A TRANSISTORS

LES récepteurs à modulation de fréquence (FM) sont actuellement très répandus et tout particulièrement dans le domaine des appareils destinés au grand public : tuners FM, récepteurs combinés AM-FM, récepteurs de son-TV à modulation de fréquence pour le standard CCIR (« européen »).

Il est évident que dans les montages FM, les transistors remplacent de plus en plus les lampes.

Des progrès intéressants ont été accomplis dans la technique FM à deux points de vue :

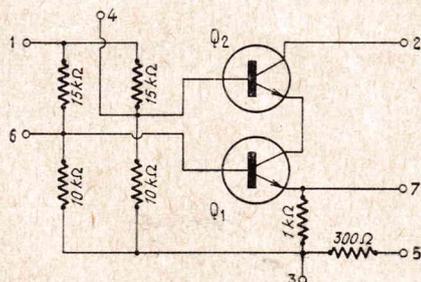


Fig. 1

1° l'emploi de transistors de haut rendement notamment en VHF,

2° création de montages nouveaux, principalement en ce qui concerne les démodulateurs et reprise de certains discriminateurs connus comme celui de Foster-Seeley, donnant des signaux BF à moindre distorsion que les discriminateurs de rapport utilisés en mon-

tage normal ; nouveaux dispositifs limiteurs ; méthodes nouvelles de constructions pour platines imprimées et tout dernièrement par circuits intégrés.

Nous donnerons des exemples de nouveaux montages, l'un à circuits intégrés, l'autre conventionnel. Il convient de signaler, une fois de plus, à certains de nos lecteurs, que ces descriptions de montages très récents ne sont pas des « réalisations » comme celles publiées très fréquemment dans nos colonnes, mais des exposés documentaires destinés à initier les lecteurs aux techniques nouvelles. Plus tard, ils trouveront des « réalisations » qui s'inspireront de ces techniques et pour lesquelles ils disposeront de tout le matériel nécessaire et des indications pour la construction, notamment des plans de câblage.

RECEPTEUR FM ULTRA-MODERNE A CIRCUITS INTEGRES (CI)

Comme exemple d'application de la technique très récente au point de vue de la conception, de la technologie et de la construction des tuners FM à transistors, nous donnons ci-après l'analyse d'un montage réalisé dans les laboratoires de la R.C.A. par R.L. Sanquini pour démontrer la possibilité d'emploi de circuits intégrés relativement simples, dans un tuner de schéma particulier, comme on le verra plus loin.

LE CIRCUIT INTEGRE

Il existe de nombreuses variantes de circuits intégrés ; les uns sont relativement élé-

mentaires, dans le sens qu'ils ne constituent qu'une partie de montage, mais possèdent l'avantage de convenir, sans modification à de nombreux circuits, grâce aux éléments extérieurs différents dans chaque application ;

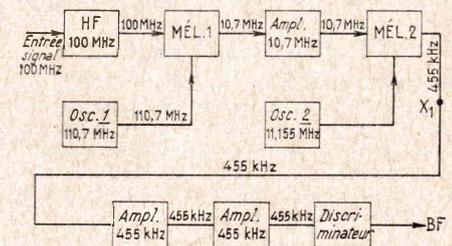


Fig. 2

d'autres circuits intégrés peuvent contenir tout un montage, par exemple, tous les éléments d'un tuner FM sauf les bobinages.

Dans le cas du tuner que nous allons analyser, on utilise six circuits intégrés simples, tous identiques, utilisés dans les étages HF, MF et changeurs de fréquence, associés à des éléments extérieurs.

La figure 1 donne le schéma du circuit intégré. Il se présente comme une petite plaquette carrée de très petites dimensions (de l'ordre du millimètre) comportant sept points de branchement pour les éléments extérieurs.

Sur le circuit intégré, spécialement étudié pour convenir dans diverses et nombreuses applications, on trouve six résistances et deux

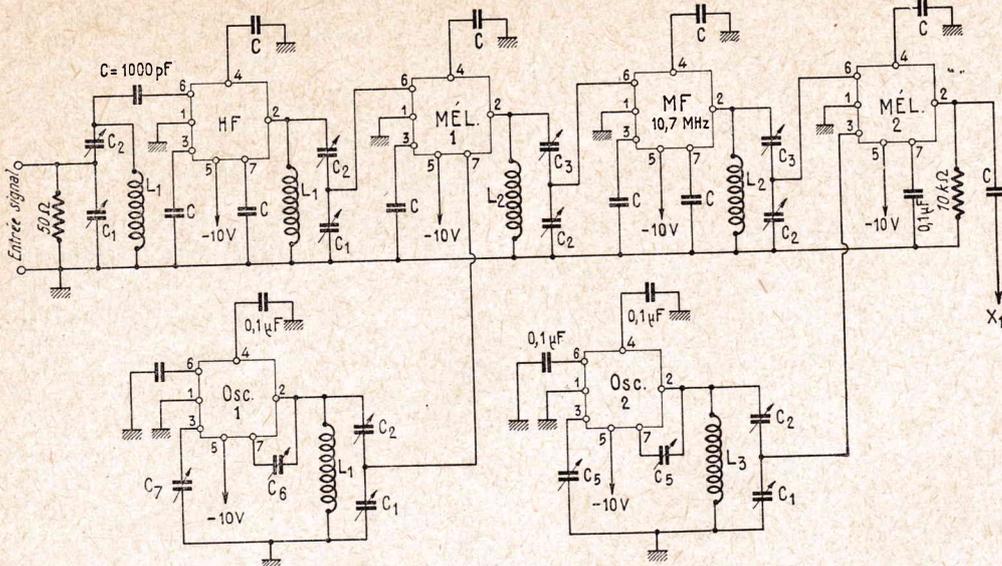


FIG. 3

transistors Q1 et Q2 constituant un montage cascode élémentaire.

Certains points se branchent généralement de la même façon dans toutes les applications.

Ainsi, le point 1 est à relier à une ligne d'alimentation, dans le présent montage toujours à la masse. Le point 2 est visiblement une sorte de signal amplifié par le cascode et se branche généralement à un circuit accordé LC.

Le point 3 est à découpler et on le relie, sauf exception, à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur dont la valeur convient au montage adopté. Le point 4 est généralement un point de découplage vers la masse par un condensateur de valeur convenable. Le point 5 est un point « froid » également. Dans le présent montage, il correspond à la ligne d'alimentation de -10 V par rapport à la masse à laquelle on attribuera le potentiel zéro.

Le point 6 est relié à la base du transistor d'entrée du cascode, Q1, donc il sera relié vraisemblablement à un circuit LC d'entrée sauf exception. Le point 7 correspond à l'émetteur de Q1 et, sauf cas particuliers, sera un point « froid » à découpler vers la masse par un condensateur, à moins que l'on ne désire effectuer une contre-réaction de courant.

MONTAGE GENERAL DU TUNER

La figure 2 donne le diagramme fonctionnel de l'ensemble, composé de deux parties, reliées au point X1 et reproduites en détail aux figures 3 et 4. Considérons d'abord le diagramme fonctionnel sur lequel les carrés représentent les circuits intégrés, tous identiques à celui de la figure 1.

A l'entrée on applique un signal FM à 100 MHz, selon les spécifications des standards FM. Cette entrée est celle d'un étage amplificateur HF. Après amplification HF le signal à 100 MHz est appliqué au mélangeur 1 qui reçoit également le signal local de l'oscillateur à 110,7 MHz. A la sortie du mélangeur 1, on obtient le signal MF à 110,7 - 100 = 10,7 MHz, qui est amplifié par l'étage MF à 10 MHz. Le signal de sortie de cet amplificateur est appliqué au mélangeur 2. Celui-ci reçoit de l'oscillateur local OSC. 2, un signal à 11,155 MHz donnant à la sortie du mélangeur 2 un signal à 11,155 - 10,7 = 455 MHz-455 kHz. Passons à l'analyse du montage à partir du point X1.

Deux étages amplificateurs sont prévus pour le signal à 455 kHz qui est appliqué finalement à un discriminateur d'un type nouveau à multivibrateur. La sortie du discriminateur

donne le signal démodulé, c'est-à-dire le signal BF.

Nous allons analyser maintenant les montages particuliers réalisés avec le même circuit intégré.

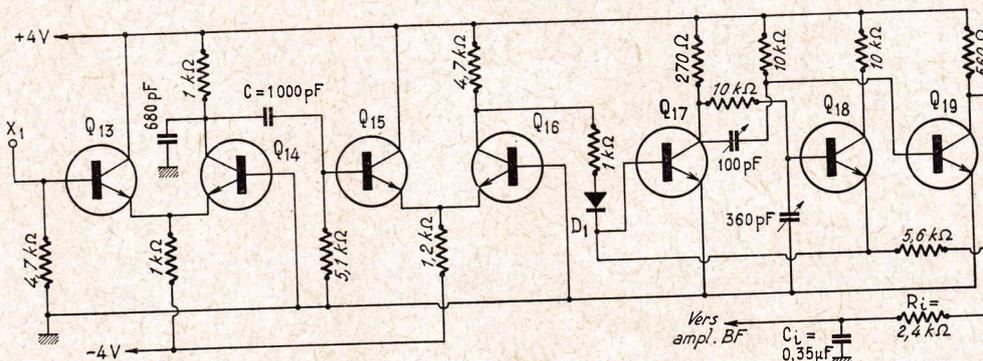


FIG. 4

ETAGE HF

On le trouve à gauche, sur le schéma de la figure 3. Le signal HF est appliqué sur la résistance de 50 Ω et transmis à la prise d'adaptation capacitive constituée par C1 et C2, ajustables permettant d'obtenir la meilleure adaptation. Ces deux condensateurs en série constituent la capacité d'accord :

$$C_a = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

de la bobine L1, l'accord s'effectuant sur 100 MHz, fréquence choisie pour l'étude de l'appareil.

Le signal est transmis par C = 1000 pF, valeur commune de tous les condensateurs C des schémas, au point 6, d'entrée du circuit intégré.

Considérons maintenant la figure 5 qui donne le schéma d'un étage amplificateur avec le détail de la composition du circuit intégré. Partons du point 6, entrée du signal à amplifier. Ce signal est appliqué sur la base de Q1 transistor d'entrée du cascode, monté en émetteur commun. La base est polarisée par R101 - R102, diviseur de tension monté entre la masse (positif) et le point 3, négatif par rapport à la masse, relié par R105 au point 5 (-10 V) et découplé par C111 au point 3.

L'émetteur de Q1 est polarisé par R106 reliée au point 3 et découplé par C112 (point 7) relié à la masse.

On trouve ensuite la liaison « flottante » entre collecteur de Q1 et émetteur de Q2, caractéristique du montage cascode.

Dans ce montage, le second transistor est monté en base commune. En effet, on voit que la base de Q2 est découplée (point 4) par C113 et polarisée par R103-R104 diviseur de tension branché comme le précédent.

Le collecteur de Q2, sortie du cascode, est connecté au point 2 où l'on trouve le bobinage suivant, Ls, accordé par C109-C110 dont le point commun est relié au point 6, entrée du cascode suivant.

Revenons maintenant au schéma de la figure 3 et au point 2 du circuit intégré « HF »

Le bobinage de liaison avec l'étage suivant est L1, associé à C1-C2 comme indiqué plus haut.

ETAGE MELANGEUR 1

Si l'on part de la prise sur C1-C2 reliée au point 6 du circuit intégré « MEL 1 », on constate que le montage de cette partie, en tant que schéma, est identique à celui de l'étage HF sauf en ce qui concerne le point 7. Ce point qui sur le circuit intégré est l'émetteur de Q1, n'est plus connecté par un condensateur, à la masse, donc cette électrode n'est plus découplée et servira à une fonction. Comme le montre le schéma de la figure 3, i

s'agit de recevoir de l'oscillateur, le signal local à la fréquence 110,7 MHz. On obtient ainsi à la sortie 2 du modulateur 1, le signal MF à 10,7 MHz, sur un bobinage L2 accordé sur cette fréquence.

ETAGE OSCILLATEUR

Le détail du montage est donné par le schéma de la figure 6. Il n'y a rien de particulier pour les points suivants : 1 à la masse, 2 à -10 V, 2 sortie de Q2, 4 découplage.

Par contre on a utilisé les autres points comme suit : point 6 : découplage par C113 donc base de Q1 « à la masse » en HF ; point 3 : au condensateur variable C103 sur le schéma figure 3) ; point 7 : émetteur

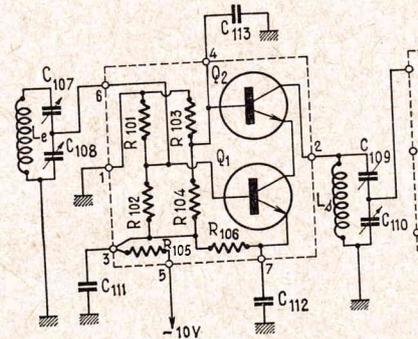


FIG. 5

de Q1 relié au point 2, collecteur de Q2 par un ajustable C104 (C6 fig. 3) ce qui assure le couplage entre ces deux électrodes pour l'entretien de l'oscillation sur la fréquence de 110,7 MHz du circuit Losc-C105-C106 (L1-C2-C1 fig. 3).

En effet, l'émetteur de Q1 et le collecteur de Q2 sont « en phase » et il suffit de les coupler par capacité pour obtenir l'oscillation.

Finalement, le signal à 10,7 MHz est appli-

té en plaque commune (dit aussi émettodyne) et le second en base commune. La base de Q13 est polarisée par 4,7 k Ω et on remarquera que le collecteur est alimenté sur une ligne + 4 V par rapport à la masse tandis que l'émetteur est alimenté sur une ligne - 4 V par rapport à la masse donc la base est bien polarisée à une tension comprise entre celle de l'émetteur du collecteur. La figure 7 montre d'ailleurs, le système d'alimentation de ce tuner.

Le deuxième étage MF à 455 kHz est monté comme le premier, avec les transistors Q15 et Q16 et des valeurs des éléments différentes. En association avec la diode, il constitue l'étage limiteur et supprime la modulation d'amplitude parasite.

Les trois transistors Q17, Q18 et Q19 constituent un multivibrateur qui fonctionne ici comme discriminateur. Ce type de discriminateur, nommé discriminateur numérique, donne des impulsions d'amplitude constante, mais dont l'écartement est fonction de la fréquence. Un circuit intégrateur Ri Ci transforme les variations d'écartement en variation d'amplitude, c'est-à-dire en signal BF.

Le multivibrateur peut être considéré comme constitué par le transistor Q17 d'une part et les deux transistors Q18 et Q19 d'autre part.

On voit que le premier couplage est réalisé entre le collecteur de Q17 et la base de Q19 par l'intermédiaire du condensateur ajustable de 100 pF, tandis que le second couplage entre ces deux transistors est la liaison entre le collecteur de Q19 et la base de Q17, par l'intermédiaire de la résistance de 5,6 k Ω .

D'autre part, Q17 est couplé par la résistance de 10 k Ω à la base de Q18, tandis que l'émetteur de celui-ci est relié à la base de Q17.

Lorsque le signal d'entrée est supprimé, le multivibrateur oscille librement et donne des impulsions régulièrement espacées qui, après intégration par Ri Ci, donnent un signal continu.

Le montage de la figure 3 ne contient aucun bobinage et transmet le signal à 455 kHz avec les excursions de ± 75 kHz. L'absence de tout bobinage permettrait la réalisation de ce montage en circuit intégré (C.I.) qui généralement ne doit comporter que des éléments dits « discrets » : R, C, transistors et diodes. Tous les transistors du montage de la figure 3 sont du type 2N914.

RESULTATS

Les diverses performances de ce tuner, nouveau et original sont données ci-après :

Gain de puissance de l'étage HF..... 22 dB
 » » » mélangeur 1 10 dB
 » » » MF, 10,7 MHz... 28 dB
 » » » mélangeur 2 33 dB

Signal fourni par l'oscillateur 1 : 100 μ V efficaces

Signal fourni par l'oscillateur 2 : 150 μ V efficaces.

La sensibilité du récepteur est 2,5 μ V.

Cet appareil donne une bonne élimination des signaux AM jusqu'à une modulation AM de 60 %. Pour ce pourcentage de modulation, la réjection est de 37 dB.

SIGNAUX

Voici quelques formes de signaux relevées à l'oscilloscope.

Figure 8 oscillogramme A : le signal d'entrée étant de 2,5 μ V l'oscillogramme représente le signal de sortie, sur Ci du circuit

intégrateur Ri Ci. On relève une amplitude de 0,5 V environ ; oscillogramme B : signal

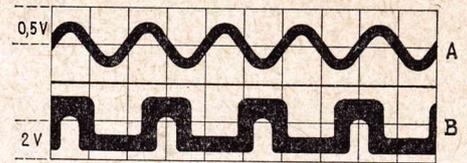


FIG. 8

à la sortie du limiteur avec une amplitude de 3 V environ.

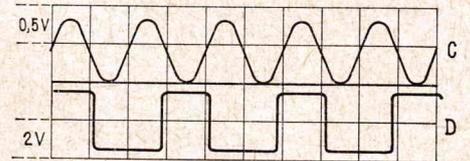


FIG. 9

Figure 9 : mêmes oscillogrammes, mais avec un signal d'entrée de 10 μ V.

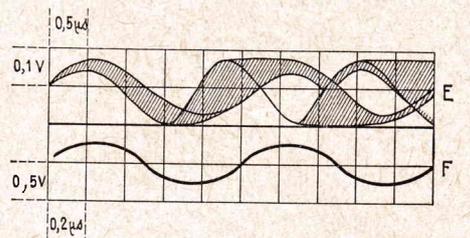


FIG. 10

Figure 10 : signal FM avec ± 75 kHz de déviation de fréquence. En E, forme du signal appliqué au discriminateur, en F, signal sur Ci de l'intégrateur.

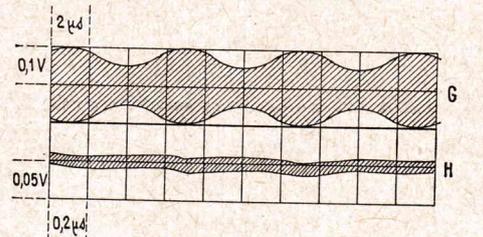


FIG. 11

Figure 11 : signal AM modulé à 60 %, mêmes emplacements que pour figure 10. On remarquera sur l'oscillogramme H la très faible amplitude du signal BF issu de la modulation d'amplitude au pourcentage de 60 % grâce au système limiteur.

Pour terminer l'analyse de ce montage, voici encore quelques indications intéressantes.

Le circuit intégré de la figure 1 est réalisé sur une plaquette de silicium carrée de 45 mil de côté. Un mil = 0,0254 mm, de sorte que le côté du carré a une longueur de 1,14 mm ! Pour le montage de ce CI, il faudrait utiliser certainement des procédés spéciaux.

Les transistors des circuits intégrés ont un produit gain-largeur de bande égal à 600 MHz, une résistance équivalente de base de 25 Ω et un facteur de souffle de 6 dB à 100 MHz. Les résistances diffusées sur le C.I. sont de divers types entre 300 et 15 000 Ω . Signalons que généralement les circuits intégrés sont montés dans des boîtiers comme ceux des transistors avec fils de sortie.

Dans des réalisations pratiques on prévoiera sans doute des condensateurs variables con-

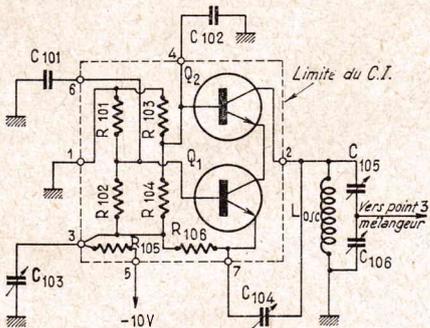


FIG. 6

qué à l'amplificateur MF sur 10,7 MHz à partir du point 2 du circuit intégrateur, MEL 1 (figure 3).

ETAGE MF 10,7 MHz, MELANGEUR 2 ET OSCILLATEUR 2

L'étage MF à 10,7 MHz est monté comme l'étage HF et son schéma est donné par la figure 5, dont nous avons fait l'analyse à propos de l'étage HF.

Il est évident toutefois que les bobinages d'entrée et de sortie seront accordés sur

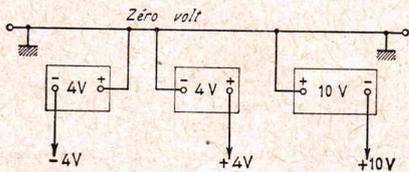


FIG. 7

10,7 MHz et seront, par conséquent, différents de ceux de l'étage HF accordés sur 100 MHz.

Le mélangeur 2 est monté comme le mélangeur 1 et il en est de même de l'oscillateur 2 accordé sur 11,155 MHz, sauf en ce qui concerne les bobinages. Les schémas des figures 5 et 6 leur sont applicables.

On parvient ainsi au point X1 d'où le signal à 455 kHz est transmis à la partie non « intégrée » du tuner FM dont le schéma est donné par la figure 4. Avant de passer à l'analyse de cette partie de conception nouvelle, voici quelques valeurs des éléments de la partie analysée, ne figurant pas sur les schémas : L1 = 0,044 μ H ; L2 = 3,9 μ H ; L3 = 5 μ H ; ajustables : C1 = 7-100 ; C2 = 14-150 ; C3 = 53-300 ; C4 = 37-250 ; C5 = 90-400 ; C6 = 1,5-20 ; C7 = 1-12, tous en picofarads évidemment. Les transistors des circuits intégrés sont fabriqués avec l'ensemble du circuit et possèdent les caractéristiques convenant aux diverses applications indiquées et quantité d'autres.

PARTIE 455 kHz

Considérons le schéma de la figure 4 à partir du point X1. Le premier étage MF à 455 kHz utilise les transistors Q13 et Q14.

Le montage adopté est du type « liaison par émetteurs » le premier transistor est mon-

jugués pour les circuits d'entrée HF1, MEL1 et OC1 afin de recevoir la bande complète FM de 88 à 108 MHz.

Il est évident qu'il est possible de simplifier le montage en le limitant à la partie HF - MEL1 - OSC1 et MF 10,7 MHz, suivi d'un discriminateur conventionnel.

Voici maintenant la description d'un montage FM pour son-TV dont le schéma est classique, mais les transistors utilisés sont des planars NPN. On remarquera la simplicité du montage décrit ci-après.

AMPLIFICATEUR FM POUR SON-TV

La figure 12 donne le schéma de ce montage proposé par Motorola comme exemple d'application des transistors fabriqués par cette société.

Le schéma est divisé en trois parties :

I : premier étage VF du téléviseur.

II : amplificateur MF son à modulation de fréquence et discriminateur.

III : amplificateur BF.

Le signal MF son à modulation de fréquence est obtenu par le procédé interportées qui le fournit après la sortie détectrice MF image à la fréquence $\Delta f = |f_{ms} - f_{m1}|$ les barres signifiant qu'il faut prendre la différence avec le signe positif, f_{m1} étant la MF « porteuse » image et f_{ms} la MF « porteuse » son.

En Europe, on a $\Delta f = 5,5$ MHz.

Dans le présent montage, le signal Δf est amplifié en même temps que le signal VF par le transistor Q1 type MPS 6513, dont l'entrée est à la base et les deux sorties sont :

a) Sur l'émetteur le signal VF est utilisé pour les circuits de synchronisation des bases de temps et pour le circuit de CAG ;

b) Sur le collecteur pour l'attaque de l'étage VF final et pour l'extraction du signal FM

Cette extraction s'effectue très simplement à l'aide du transformateur T1 accordé sur Δf et inséré dans le circuit de sortie de Q1.

Le primaire P de T1 est un éliminateur-extracteur du signal Δf . En effet, le circuit série composé de 130 pF et de l'enroulement primaire P de coefficient de self-induction L étant accordé sur 5,5 MHz, l'impédance de ce circuit LC est très faible à cette fréquence et le signal à 5,5 MHz est court-circuité, donc ne peut être transmis à l'amplificateur VF. La valeur de L se calcule à l'aide de la formule de Thomson écrite dans la forme :

$$L = \frac{f}{4\pi^2 f^2 C}$$

avec L en henrys, C en farads et $f = \Delta f$, en hertz. L'extraction du signal Δf est basée sur le fait que l'impédance du circuit est approximativement égale à $X_L - X_C$, X_L et X_C étant les réactances de L et de C = 130 pF. Si les pertes sont négligeables, on a approximativement $X_L \approx X_C$, donc leur différence est presque nulle, mais leurs valeurs propres sont élevées.

Il en résulte qu'aux bornes de P, comme à celles de la capacité, il y a des tensions à la fréquence Δf , variant évidemment en opposition.

Celle aux bornes de P induit une tension aux bornes de S et le condensateur de 1 000 pF transmet ce signal MF son à modulation de fréquence à Q2, premier transistor amplificateur MF son.

ETAGES MF-FM

Il y a deux étages, à transistors Q2 = Q3 = MPS 6513. Le transistor Q2 a l'émetteur à la

masse, qui est aussi la ligne négative d'alimentation, les transistors étant des NPN. La base est polarisée par la résistance de 100 k Ω reliée au collecteur, rendu positif par la résistance de 27 k Ω reliée au point + B1 de l'alimentation. Une certaine contre-réaction est réalisée par la résistance de 100 k Ω .

Aucun dispositif de neutrodynage ne s'est avéré nécessaire dans ce montage.

Le signal amplifié par Q2 est transmis par T2 à la base du transistor Q3.

On remarquera l'adaptation réalisée par la prise sur le secondaire de T2 reliée à la base de Q3.

Cette base est polarisée positivement par la résistance de 220 k Ω branchée à la ligne positive réduite obtenue à partir du point + B1 par l'intermédiaire de la résistance de 5,6 k Ω avec découplage par 10 000 pF.

4 μ F, le signal à la fréquence la plus basse transmis avec un gain de 0,707 fois le maximum est à la fréquence :

$$f_{BF} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Avec les valeurs indiquées on a :

$$f_{BF} = \frac{10^6}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 4}$$

ce qui donne 20 Hz environ, preuve que la valeur de 4 μ F n'est nullement trop élevée.

AMPLIFICATEUR BF

Passons maintenant à la partie III du schéma de la figure 12. Le premier transistor BF, Q4 du type MPS 6513 et monté en émetteur commun, polarisé par 150 Ω et découplé par 500 μ F - 3 V. La base de Q4

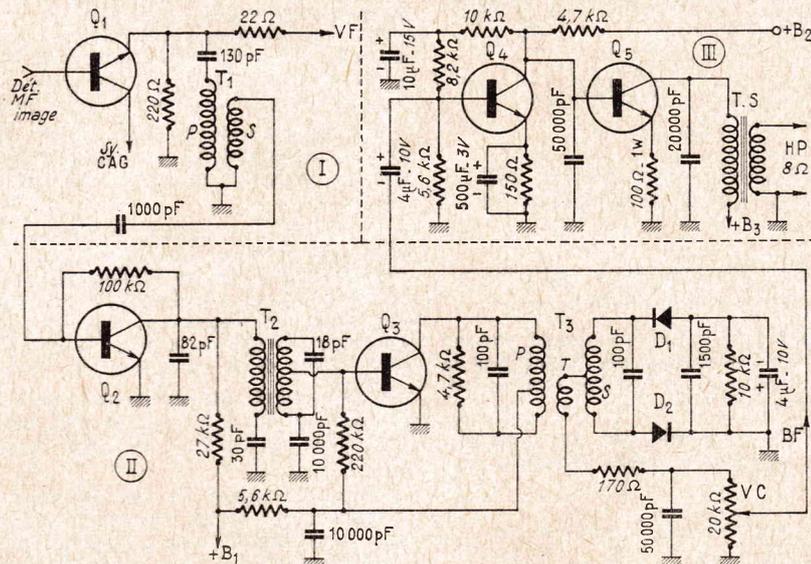


Fig. 12

L'émetteur de Q3 est à la masse. Le collecteur est polarisé à la tension de la ligne positive réduite à partir de la prise sur le primaire P de T3. Ce transformateur, nommé généralement transformateur de discriminateur, possède trois enroulements P primaire, S secondaire et T tertiaire.

Le primaire P est accordé sur 5,5 MHz par la capacité de 100 pF et amorti par la résistance de 4,7 k Ω . Le couplage entre P et S est proche du couplage transitionnel, c'est-à-dire celui qui donne une courbe dont les deux sommets sont à la limite où ils se confondent en un seul.

Le secondaire S est à prise médiane. On le réalise généralement en deux enroulements exécutés ensemble (« deux fils en main ») et la prise médiane est définie par la jonction du commencement d'un enroulement à la fin de l'autre, les points étant ceux reliés aux diodes. Le tertiaire est relié à la prise médiane du secondaire et fortement couplé au primaire. Il est accordé par 100 pF.

Le détecteur-démodulateur est un discriminateur de rapport, les deux diodes D1 et D2 (par exemple des 1N60) étant orientées en sens inverse.

Le signal BF est transmis du curseur du potentiomètre de gain, VC, de 20 k Ω , à l'amplificateur BF, par le condensateur de 4 μ F, car la liaison considérée est à basse impédance, l'entrée sur la base de Q4 étant de faible résistance, de l'ordre de 2 000 Ω . Avec cette valeur de 2 000 Ω et le condensateur de

polarisée par le diviseur de tension 5,6-8 puis 10 k Ω reliée au collecteur. Le découplage du circuit de base est effectué par 150 Ω . Le collecteur est alimenté à partir de la source d'alimentation, point + B2 par une charge de sortie de 4,7 k Ω .

Il y a liaison directe entre le collecteur de Q4 et la base de Q5 type MJ 2252, transistor de puissance.

Le montage de celui-ci est extrêmement simple et classique. Les circuits à basse impédance la présence des condensateurs de 50 000 pF à l'entrée et 20 000 pF à la sortie n'atténue pas le gain aux fréquences élevées BF.

Le transistor MJ 2252 est un NPN au silicium et il est monté en classe A, pour une puissance modulée de 1,5 W avec une tension réduite. Il doit être monté selon les indications du fabricant avec radiateur ou pour que la dissipation de chaleur s'effectue correctement.

Le courant de ce transistor, lorsque la température est de 25° C, est de 40 mA.

Les tensions du montage de la figure 12 sont : + B1 = 30 V ; + B2 = 30 V, + B3 = 85 V, toutes par rapport à la masse. Les tensions sont obtenues à partir du secteur alternatif à l'aide d'une alimentation à transformateur redresseurs à diodes et filtres LC.

On notera que ce montage récent utilise des tensions nettement plus élevées que celles adoptées antérieurement dans la plupart des montages similaires à transistors.

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

EN QUOI CONSISTE LA FIDÉLITÉ EN TÉLÉVISION

La solution idéale de la télévision consisterait à obtenir exactement la sensation de la vision naturelle de l'objet, c'est-à-dire une image de grandes dimensions, bien éclairée, en couleurs naturelles et donnant l'impression du relief, accompagnée, bien entendu, des sons correspondants.

On est sans doute parvenu, en cinématographie, après des efforts qui ont duré plus de trente ans, à obtenir des projections de grande surface, de bonne qualité optique, bien contrastées, mais encore bien souvent en noir et blanc, et avec une sensation de relief uniquement perspectif. Le relief réel, malgré tous les essais effectués jusqu'ici, n'a pas été réalisé d'une manière industrielle et régulière.

Sans doute, le spectateur s'est-il habitué maintenant à cette vision arbitraire d'images planes en noir et blanc, comme il s'était habitué pendant de longues années à ne voir que des personnages muets et, par ailleurs, les sujets ou les objets aperçus sur l'écran sont, d'ailleurs, bien rarement reproduits avec leurs vraies dimensions.

La télévision en couleurs va bientôt nous apporter des images colorées sur notre petit écran, mais les procédés de relief ne semblent guère encore pratiques. Aussi faut-il mettre de côté cette question, d'autant plus que la sensation complète du relief ne semble pas indispensable pour donner une illusion suffisante de la réalité.

Ce qu'il faut surtout considérer c'est la *qualité optique* de l'image ; elle doit être de surface suffisante, ne pas présenter de déformation, ni d'élément parasite, avoir un éclairage suffisant, un contraste assez accentué, une couleur agréable, ne provoquant pas de fatigue de l'œil. Elle doit, enfin, nous assurer sans difficulté la sensation des *mouvements*.

Malgré les progrès réalisés, il peut être assez difficile d'obtenir, à la fois, toutes ces qualités, d'ailleurs, comme il arrive en électro-acoustique, quelques-unes sont parfois plus ou moins opposées les unes aux autres, quand on considère leurs conséquences électriques ou radio-électriques.

LA FIDÉLITÉ DE REPRODUCTION OPTIQUE

A quoi servirait-il de recevoir une image très détaillée, stable et bien éclairée, et d'assez grandes dimensions, si elle était complètement déformée, couverte de rayures, de bandes ou de taches parasites obscures ou brillantes ?

En fait, le problème est très délicat à résoudre ; il ne s'agit pas de réaliser strictement une image parfaite, mais bien une

image qui nous donne simplement l'illusion de la perfection et ce n'est pas du tout la même chose. Le problème est de caractère aussi bien physiologique et psychique même, que physique et technique, et il peut être comparé, sous bien des rapports, à celui de la *qualité acoustique* dans le cas des machines parlantes.

La haute-fidélité, en réalité, nous donne l'illusion de la fidélité absolue, car il est évidemment impossible de reproduire, dans une petite chambre d'appartement la musique que l'on entend dans une salle de concert contenant de nombreux exécutants ! S'il est ainsi impossible d'envisager la réalisation d'une fi-

De même, en télévision, la fidélité est le degré avec lequel l'image du téléviseur, reproduit avec précision les caractéristiques essentielles de tout ce qui est placé dans le champ de la caméra électronique.

La *fidélité optique* dépend ainsi d'un très grand nombre de facteurs divers. Les défauts de proportionnalité entre les valeurs lumineuses de différentes parties de l'image à l'émission et à la réception peuvent être reproduits par les imperfections des systèmes traducteurs et modulateurs de lumière, employés dans les postes émetteurs et récepteurs, ou par des défauts des montages d'amplification et de transmission des si-

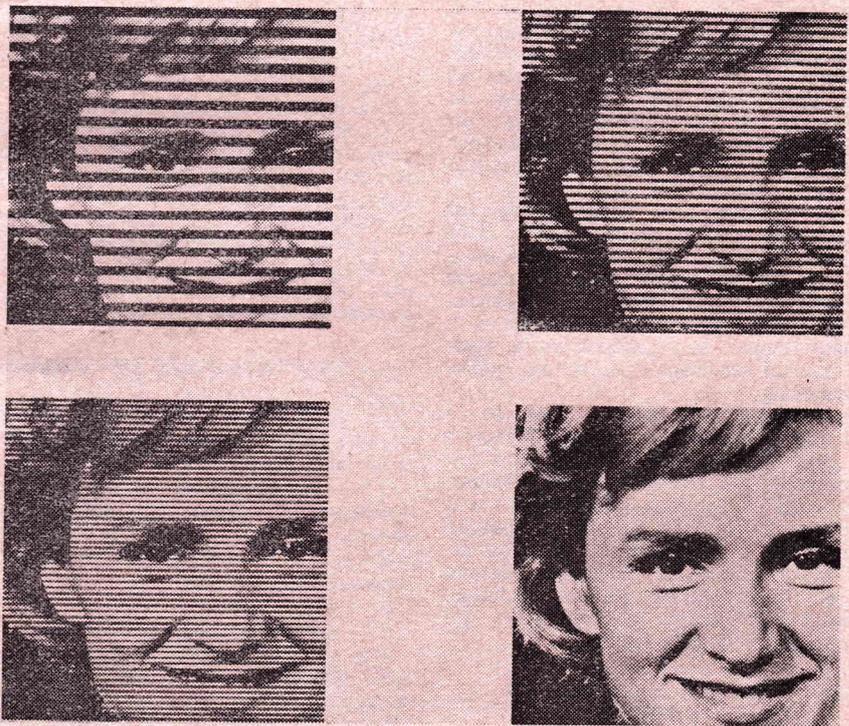


Fig. 1

délité acoustique absolue, on peut, du moins, indiquer les *conditions nécessaires* pour que l'audition soit effectuée dans des conditions suffisantes pour assurer cette perception de qualité minimale.

Ces notions peuvent être étendues à la télévision et concerner des *propriétés optiques*, et non plus acoustiques. Au point de vue acoustique, la fidélité indique le degré avec lequel les signaux de sortie de l'appareil permettent de reproduire avec assez de précision les caractéristiques essentielles des signaux d'entrée.

gnaux. La *couleur des radiations* utilisées pour l'éclairage de l'objet à téléviser, et la *brillance* de l'image reçue jouent également un rôle important.

Les rayures, taches, bandes et, en général, toutes les perturbations optiques, sont dues quelquefois à des défauts des systèmes récepteurs et émetteurs ; ils sont assez rares désormais proviennent plutôt, dans certains cas, de l'influence nuisible des courants parasites à haute fréquence d'origine atmosphérique ou industrielle, sinon des interférences sur les téléviseurs.

Les *distorsions optiques* les plus graves proviennent surtout des imperfections et des anomalies de fonctionnement des circuits alimentant les tubes cathodiques ou des dispositifs de synchronisation adoptés entre l'émetteur et le récepteur.

La *vision directe des images animées* ne s'effectue pas de la même manière que celle des objets réels mais nous pourrions nous estimer satisfaits si les images télévisées présentaient un éclairage analogue à celui des images de cinématographie d'amateur en format réduit, c'est-à-dire de l'ordre de 50 à 60 lux. Malgré tous les progrès, nous sommes encore loin de ce chiffre, et l'on n'atteint guère encore que quelques dizaines de lux.

Le *contraste* qui donne à l'image son caractère de naturel et de pseudo-relief, dépend de la nature de l'objet télévisé, et essentiellement de la profondeur de modulation du signal, c'est-à-dire finalement de l'intensité du courant utile qui parvient au téléviseur par l'intermédiaire de l'antenne.

Pour que l'image soit *agréable*, il faut qu'elle soit *stable*, ne détermine aucune sensation de *discontinuité* ou de *scintillement* sur l'œil du téléspectateur ; mais la qualité de l'image dépend surtout de la *finesse des détails*. Il ne faut, d'ailleurs, pas confondre la notion de qualité, avec celle de dimensions totales ; il importe seulement de considérer le *nombre moyen d'éléments par unité de surface*.

Pour des dimensions données, l'image doit comporter assez d'éléments distincts de teintes et de brillances différentes pour qu'on puisse distinguer avec précision les formes des objets et les traits des personnages télévisés. Cette *finesse nécessaire de détails* n'est, d'ailleurs, pas constante, et sa valeur dépend beaucoup de l'objet considéré. Il est plus aisé de transmettre un buste ou un gros plan, d'une scène où figurent un grand nombre de personnages en pied, en passant d'un sujet à l'autre, le nombre des éléments d'image utile peut être multiplié dans la proportion de 1 à 8.

La *qualité relative* varie également suivant les *mouvements* plus ou moins rapides, dont sont animés les objets télévisés. Plus le mouvement est rapide, moins nous distinguons les détails ; lorsque certains défauts apparaissent à un endroit déterminé de l'image et à un moment donné, leur position varie rapidement, ce qui empêche l'œil de les distinguer nettement.

La *qualité apparente* dépend aussi de la manière dont le spectateur observe l'image ; s'il est trop rapproché, il remarque les défauts minimes, s'il s'éloigne à une distance exagérée, les dimensions apparentes sont trop réduites. Il n'y a donc pas une *fidélité intrinsèque*, et la seule fidélité utile correspond à la qualité de la *perception visuelle finale*, de même qu'en électro-acoustique, c'est finalement l'oreille de l'auditeur, qui reste juge de la qualité musicale.

LES FACTEURS NECESSAIRES DE LA FIDELITE

Pour fixer les idées avec un peu plus de précision, on établit une liste assez complète et explicite de quatorze facteurs conditionnant la qualité de l'image sur l'écran d'un téléviseur. Ce sont les suivantes :

- 1 — Le nombre des lignes de balayage (fig. 1),
- 2 — Le nombre d'images totales transmises par seconde,
- 3 — La proportion du temps nécessaire pour obtenir la suppression de ligne de retour du spot de balayage,
- 4 — La distorsion géométrique,
- 5 — Le rapport de la largeur à la hauteur de l'image,

6 — La netteté et la concentration du spot,

7 — L'entrelacement,

8 — La brillance des zones les plus claires de l'image,

9 — La gamme de brillances, c'est-à-dire la gamme de contrastes,

10 — Le niveau des noirs et des blancs,

11 — Les graduations des demi-teintes,

12 — La résolution, ou définition, qu'on appelle aussi le pouvoir résolvant, qui indique les détails les plus fins que l'on peut obtenir,

13 — La réponse, en ce qui concerne les signaux électriques ou électroniques, le gain et la phase, en fonction de la fréquence, la largeur de bande, ou de la réponse des transistors,

14 — Les bruits parasites et les interférences.

On peut, comme pour le cinéma, utiliser ces facteurs pour constituer un panneau graphique permettant d'effectuer des essais avec un tableau ou un carton blanc, qui porte les figures géométriques, et des échelles en teintes grises diverses et qui est placé devant la caméra. (Mires)

Cette liste contient les facteurs qui déterminent assez complètement la formation physique de l'image, excepté la *réponse spectrale du tube* de la caméra électronique, qui peut être ajoutée à titre de 15^e condition ; cependant, trois facteurs encore ne sont pas mentionnés sur cette liste, ce sont :

1 — Les *techniciens employés au studio*, l'éclairage, la disposition des acteurs sur le plateau, le maquillage, la mise en scène,

2 — L'*emplacement du téléspectateur* devant le téléviseur, les dimensions de l'écran, les objets environnant, la lumière ambiante, la distance à l'écran, etc.

3 — La possibilité, pour le téléspectateur, d'observer l'image télévisée et de la voir, en réalité, telle qu'elle n'est pas !

La *clé réelle de la fidélité* de l'image, est peut-être contenue dans ces trois facteurs. Imaginons, en effet, ce qui arriverait, si l'observateur pouvait voir réellement ce qui se produit sur l'écran du téléviseur, c'est-à-dire apercevoir le spot lumineux de balayage qui se déplace sur l'écran à une vitesse, dans un sens de 50 km/h et dans l'autre de plusieurs kilomètres à la seconde !

LA PERCEPTION DE L'IMAGE

Ce qui importe essentiellement c'est la perception visuelle finale et, dans ce phénomène, trois facteurs jouent un rôle essentiel :

1 — La *continuité*, le papillotement, les courbures de lignes, les effets stroboscopiques,

2 — Les *dimensions*, qui ne sont pas les grandeurs naturelles,

3 — La *couleur*,

4 — La *profondeur*, c'est-à-dire la distance,

Ces quatre facteurs sont les caractéristiques essentielles des images observées dans le studio ; mais ils ne sont pas transmis la plupart du temps, d'une manière réelle. Ils contribuent pourtant, à la perception finale, car le téléspectateur les *reconstitue*, en quelque sorte, d'après sa propre expérience, et sans délai appréciable, ce qui nous permet de reconstituer des caractéristiques des images, sinon des parties d'images, qui, en fait, ne sont pas transmises sur l'écran.

Le téléspectateur n'aperçoit pas ainsi le spot de balayage sur le tube cathodique, mais il voit des objets familiers, des personnages, des mobiliers, des véhicules en mouvement ; il les aperçoit sous la forme d'objets qui lui semblent solides, et même en relief, lorsqu'ils doivent l'être et disposés à des distances différentes, bien qu'en fait, les images

de tous les objets soient, évidemment, reproduites dans le même plan.

Le téléspectateur se rend compte de la *distance* comme un facteur séparé de l'image, et il en est de même de la dimension et de l'éclairage. La haute fidélité n'est donc nullement obtenue automatiquement en télévision ; elle exige, non seulement, les efforts de tous les techniciens des studios et des postes émetteurs, tout autant que les efforts artistiques des metteurs en scène et des acteurs. Du côté du récepteur, il est nécessaire de réaliser des conditions favorables d'observation, un éclairage sans lumière ambiante et gênante, ni réflexion sur la face du tube etc.

LES LIMITATIONS MECANIQUES ET OPTIQUES DE LA QUALITE

Il est possible de noter des limitations normales de la fidélité de l'image. Tout d'abord, il s'agit, évidemment, d'un *procédé monoculaire* et non pas binoculaire, comme dans l'observation naturelle, qui donne la perception de la *profondeur*, de la *distance*, et du *relief*.

Lorsqu'un téléspectateur observe avec ses deux yeux une image plane monoculaire sur l'écran plat du téléviseur, il peut recevoir, cependant, des indications contradictoires sur la profondeur et la distance, spécialement si son attention est réduite par la trame de balayage, les effets parasites et les réflexions sur la surface du tube. Toute imperfection de ce genre limite cette sensation nécessaire de distance et de profondeur.

Une autre limitation concerne le *champ angulaire de vision*. Le champ oculaire est de l'ordre de 160° en largeur et de 120° en hauteur, sans mouvement de la tête ou des yeux ; un tube cathodique avec un objectif à grand angle de 50 mm de distance focale a un champ de 36 degrés en largeur et 27 degrés en hauteur, et, lorsqu'on emploie un objectif de plus grande longueur focale de 135 mm, le champ est réduit à 13,5 degrés en largeur et en 10 degrés en hauteur.

La caméra peut donc seulement capter un champ beaucoup plus réduit que l'observateur direct dans un studio ; en particulier, elle ne permet jamais d'apercevoir les sources lumineuses placées en dehors du champ, de sorte que les ombres qui se forment peuvent paraître assez artificielles et souvent excessives.

Le champ de la vision est également limité dans le téléviseur ; lorsqu'on se place à 1,20 m seulement d'un téléviseur ayant un tube de petites dimensions, le champ de vision est réduit à 15 degrés ou 20 degrés en largeur, et à 15 degrés en hauteur, ce qui est très faible par rapport au champ naturel de 160 degrés et 120 degrés respectivement. Nos yeux s'adaptent, d'ailleurs, à la lumière ambiante de la pièce, mais pas aussi facilement à celle de l'image, et les variations de brillance nous apparaissent ainsi souvent excessives.

Une autre limitation consiste dans la perte de mobilité de l'objectif de la caméra, à la fois, en ce qui concerne la mise au point et la profondeur de champ, que son mouvement. La mise au point ne peut suivre la ligne de vision aussi bien que nous le faisons directement avec nos yeux.

Lorsque la caméra se déplace, l'objectif se déplace également d'une manière solidaire, et le phénomène est tout à fait différent avec nos yeux, qui peuvent se déplacer même si notre tête reste immobile.

Pour de *faibles vitesses*, il nous semble nous déplacer en même temps que la caméra, mais les sujets se déplacent trop rapidement et nous avons la sensation d'être nous-mêmes

immobiles, tandis que le fond des images se déplace trop rapidement.

Ces trois catégories de limitations, l'emploi forcé d'un seul objectif, la limitation et la réduction de la mobilité de l'objectif, tout conspire pour nuire à la fidélité de l'image, en nous fournissant des indices de repère, qui sont en opposition, et des apparences très artificielles.

Il y a ainsi des facteurs qui permettent de juger de la profondeur et de la distance, huit d'entre eux sont monoculaires, et seulement deux sont binoculaires. Mais nous sommes habitués à ce que ces facteurs binoculaires apportent un complément très précieux ; le premier consiste dans *des images doubles*. Les objets qui sont sur notre ligne de vision et sont éloignés du point de visée apparaissent doubles.

Le second facteur est constitué par les images différentes qui se produisent sur les deux yeux, et déterminent un phénomène psychique complètement inconscient ; en télévision, il en est tout autrement, puisque l'image et toujours plate.

Enfin, les huit autres facteurs qui peuvent agir sur l'effet de profondeur obtenu avec la vision monoculaire, et avec un seul objectif de caméra, peuvent encore être les suivants :

— 1°) *Le recouvrement* ; les objets rapprochés peuvent plus ou moins empêcher la vision de ceux qui sont éloignés,

— 2°) *La parallaxe de mouvement*, les objets rapprochés semblent se déplacer vers nous, les objets éloignés se déplacer vers

nous. Cette sensation résulte seulement du mouvement de la caméra ; il ne peut y avoir de parallaxe de mouvement sur l'image plate reproduite sur l'écran d'un téléviseur,

— 3°) *Les dimensions des objets rapprochés* paraissent plus grandes et les objectifs à distance focale variable appelés Zooms utilisent cette indication de la distance.

Une prise de vue réalisée ainsi n'est pas toujours, en fait, très naturelle, parce qu'on n'obtient pas ainsi ce qu'on appelle un véritable *travelling de mouvement*, mais simplement un *travelling optique*.

4 — *Les dimensions relatives* des objets familiers, suivant leurs dimensions réelles, et leur éloignement,

5 — *L'emplacement* sur lesquels les objets sont placés sur le sol ou sur le plancher ; plus l'objet est rapproché, plus il nous semble placé à une position basse au repos,

6 — *La brillance*, plus l'objet est rapproché, plus il nous semble éclairé,

7 — *Les parties claires et les ombres* de l'image permettent de révéler les contours et les détails les plus fins ; les parties claires et les ombres ne sont pas toujours aperçues sous leur forme habituelle, mais séparément, comme des contours et des zones éclairées,

8 — *La perspective linéaire*, lorsque nous nous éloignons l'angle de vision devient de plus en plus réduit, mais l'observation est effectuée avec une dimension constante, au fur et à mesure de l'augmentation de la distance.

Ces huit phénomènes monoculaires, qui ont une influence décisive sur la *perception de distance* sont tous utilisés par les techniciens des studios pour assurer la plus grande fidélité possible aux images de télévision. Certains, comme les effets de recouvrement, n'exigent aucune précaution spéciale ; d'autres, comme la parallaxe de mouvement, et la perspective linéaire, doivent être dosés dans des conditions bien déterminées, suivant l'expérience et l'ingéniosité des cameramen. L'utilisation des lumières et des ombres pour créer une impression de forme et de profondeur fait appel à des connaissances artistiques indispensables.

L'impression de la distance est souvent améliorée par l'utilisation d'objectifs à courte distance focale pour exagérer volontairement la perspective. Une image obtenue avec un objectif de 50 mm assure une perspective exacte, lorsqu'on la regarde à une distance qui est seulement de l'ordre de deux fois la hauteur de l'image.

Une observation d'un point plus en arrière permet d'augmenter l'illusion de la profondeur de l'image.

Toutes ces considérations diverses peuvent imposer une nouvelle définition de la fidélité de l'image télévisée. En télévision, pourrait-on dire, la fidélité est le degré de perfection atteint en essayant de *créer l'illusion du mouvement, l'illusion des dimensions, l'illusion de la profondeur, de la distance et du relief* !

WOBULATEUR A SEMI-CONDUCTEURS POUR DÉPANNAGE RADIO ET TV

Le wobulateur décrit ci-dessous, entièrement équipé de semi-conducteurs, est caractérisé par une grande simplicité de réalisation. Il couvre une gamme très large de 100 kHz à 60 MHz, sans dispositif de commutation, grâce à l'emploi de bobines interchangeables. Pour des fréquences supérieures, il est possible d'utiliser ses harmoniques. Cet appareil convient donc pour l'examen visuel des courbes de réponse des récepteurs radio et TV, à l'aide d'un oscilloscope.

L'appareil est constitué essentiellement par un générateur de dents de scie, une diode à capacité variable et un transistor oscillateur. La sortie HF du générateur dont la fréquence est wobulée est appliquée à l'entrée du récepteur ou du transformateur MF à régler. Un oscilloscope branché sur le circuit détecteur permet de se rendre compte du gain de l'amplificateur. En utilisant les dents de scie de sortie comme base de temps l'oscillogramme obtenu correspond à la courbe d'alignement du récepteur. Le réglage d'un circuit du récepteur se traduit par une modification de la courbe de réponse ce qui permet d'obtenir le plus rapidement la courbe optimum.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe complet du wobulateur est indiqué par la figure 1. Le générateur de dents de scie est équipé d'un transistor unijonction 2N1671. Sa tension de sortie est appliquée à une diode Varicap dont la capacité varie selon la tension qui lui est appli-

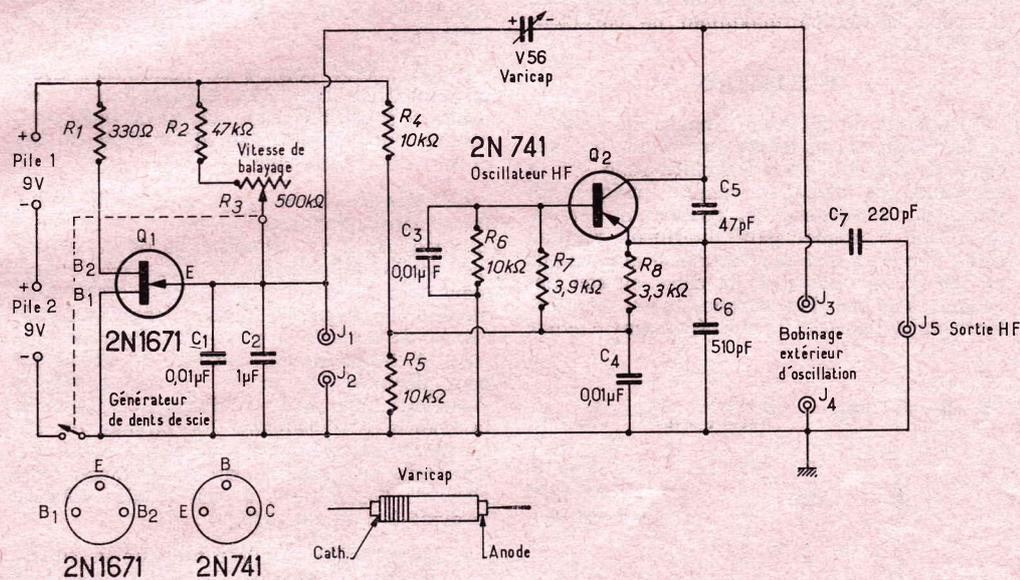


Fig. 1

quée. Polarisée en sens inverse, la diode Varicap a une capacité déterminée entre ses deux sorties. En diminuant la tension inverse la capacité de la jonction augmente. La diode Varicap V-56 (Pacific Semiconductors) utilisée sur l'appareil a une capacité de jonction de 56 pF à -4 V. Les dents de scie appliquées

provoquent une variation de capacité proportionnelle à l'amplitude des dents de scie. Ces dernières sont également disponibles sur deux bornes de sortie afin de servir de base de temps pour un oscilloscope.

L'alimentation est assurée par deux piles de 9 V. R2 et R3 déterminent le temps de charge

du condensateur C2. La fréquence de balayage est réglée par R3 entre 5 et 30 Hz. Le condensateur C1 est un condensateur de découplage HF. La tension en dents de scie apparaît aux bornes de J1 et J2 reliées à l'entrée horizontale extérieure de l'oscilloscope.

L'inductance correspondant à la fréquence désirée de l'oscillateur est extérieure au circuit et branchée entre les bornes J3 et J4 afin de compléter le circuit de l'oscillateur.

Le transistor Q2 2N741 (Motorola) est monté en oscillateur Colpitts. Un diviseur capacitif C5-C6 est connecté en parallèle sur le bobinage extérieur et la réaction entre collecteur et émetteur est ainsi obtenue. La diode à capacité variable est reliée en parallèle sur le circuit d'accord ce qui modifie sa fréquence

Dans le cas de l'examen d'un seul étage amplificateur, les tensions de wobulation à injecter sont bien entendu plus élevées et le potentiomètre atténuateur peut même être supprimé.

Pour l'examen d'un seul étage, qui n'est pas suivi d'un circuit détecteur, la figure 3 montre le schéma d'un probe détecteur HF si l'on ne possède pas déjà un tel probe pour voltmètre électronique ou oscilloscope.

Une inductance quelconque peut être utilisée et branchée sur J3 et J4 afin d'obtenir la fréquence centrale d'oscillation. Pour l'alignement d'un transformateur moyenne fréquence 455 kHz de récepteur radio par exemple, il suffit de brancher un enroulement d'un vieux transformateur MF accordé sur cette fré-

posantes de fréquences faibles du signal et la distorsion apparaît. Si l'on ne dispose pas d'oscilloscope à liaisons directes, on adopte une vitesse supérieure de balayage qui constitue un compromis.

Pour des fréquences d'oscillation inférieures à 100 kHz, les bobinages extérieurs doivent être d'un coefficient de self induction élevé afin que les condensateurs extérieurs d'accord soient faibles et ne viennent pas s'ajouter à des capacités parasites qui diminuent la variation de fréquence.

Pour un alignement précis, il est conseillé de déconnecter la ligne de VCA et d'utiliser un ensemble de polarisation tel que celui de la figure 4 pour commander le gain de l'amplificateur MF.

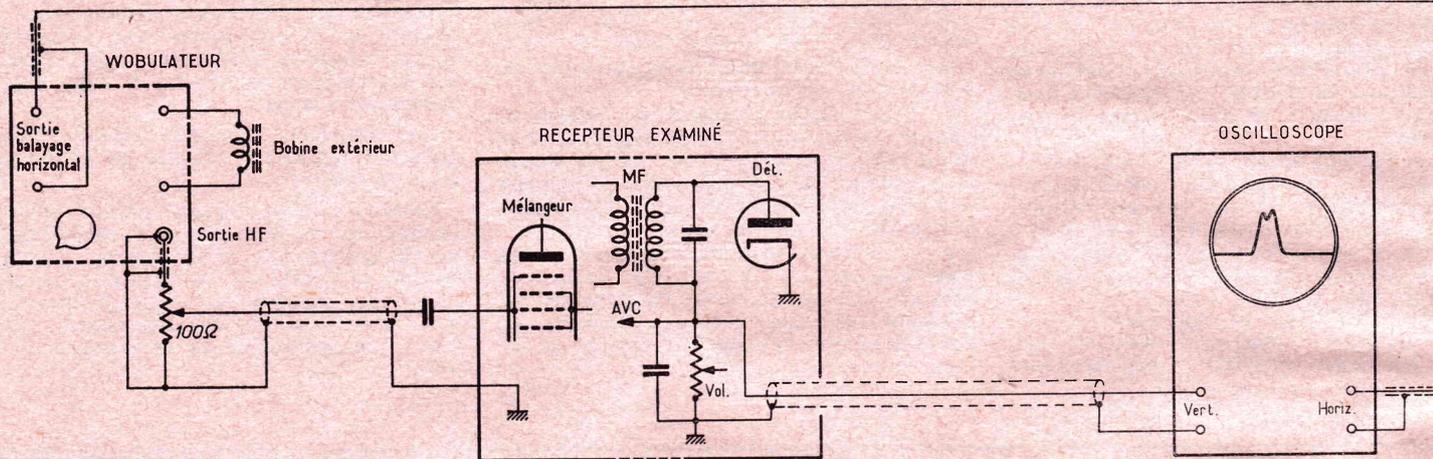


FIG. 2

de part et d'autre de sa fréquence centrale d'oscillation à un rythme déterminé par la fréquence de la dent de scie.

La tension HF de sortie est prélevée en basse impédance sur l'émetteur de Q2 par C7 de 220 pF. L'alimentation en continu de l'oscillateur est réalisée à partir d'un pont diviseur de tension (R4-R5) en parallèle sur les piles d'alimentation. La tension est volontairement réduite afin d'éviter que la tension HF n'excède la tension maximum de collecteur du 2N741.

UTILISATION

Le schéma de la figure 2 montre la méthode de branchement du wobulateur et de l'oscilloscope. Ce dernier est d'ordinaire relié sur la résistance de détection comme indiqué. La sortie du générateur est couplée à l'entrée du circuit à aligner par l'intermédiaire d'un câble blindé et d'un potentiomètre atténuateur de 100 Ω. La longueur du câble ou son impédance ont peu d'importance mais modifient légèrement l'accord. Il est nécessaire d'éviter

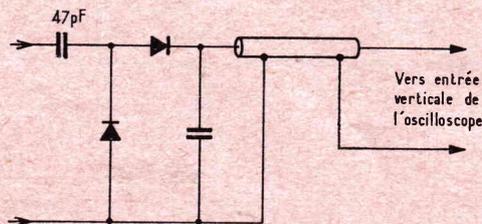


FIG. 3

d'appliquer des tensions trop élevées au circuit à examiner afin d'éviter la saturation qui se traduit par une courbe de réponse à sommet plat. La sortie du générateur doit donc être aussi faible que possible et le gain vertical de l'oscilloscope, élevé.

de part et d'autre de sa fréquence centrale d'oscillation à un rythme déterminé par la fréquence de la dent de scie.

Pour des fréquences supérieures à 4,5 MHz il est préférable d'employer des bobinages accordés par des noyaux. Sur 27 MHz et au-dessus quelques spires bobinées en l'air sont suffisantes et l'on peut étirer ou comprimer ces spires en fil rigide pour faire varier la fréquence.

Un récepteur permet de déterminer éventuellement la fréquence d'oscillation correspondant à un bobinage. On peut également utiliser un grid dip pour déterminer la fréquence de ce bobinage.

La linéarité de balayage est intentionnellement assez mauvaise. Lorsque la fréquence est modifiée, il y a une modification de la largeur de l'oscillogramme. Dans le cas de l'alignement de circuits sélectifs, il est nécessaire de modifier la fréquence jusqu'à l'obtention de la courbe de réponse la plus large. Pour des circuits à large bande, modifier la fréquence pour déplacer la courbe du côté opposé à la courbe d'alignement. La largeur de balayage peut être diminuée en ajoutant un condensateur en parallèle sur le bobinage extérieur de l'oscillateur, ce qui réduit l'effet de la diode à capacité variable.

Il est conseillé d'utiliser toujours la vitesse de balayage la plus faible afin d'obtenir la meilleure reproduction de la courbe d'alignement. L'alignement des filtres à cristal est assez critique. Si la vitesse dépasse 20 Hz, on constate des oscillations qui déforment la courbe de réponse. Les meilleurs résultats sont obtenus avec l'oscilloscope sur la position couplage direct. Pour les fréquences basses de balayage les condensateurs de liaison d'un oscilloscope ne peuvent transmettre les com-

posantes de fréquences faibles du signal et la distorsion apparaît. Si l'on ne dispose pas d'oscilloscope à liaisons directes, on adopte une vitesse supérieure de balayage qui constitue un compromis.

(D'après Radio Electronics)

VALEURS DES ELEMENTS (fig. 1)

C1, C3, C4 : 0,01 μF céramique à disque
C2 : 1 μF - 100 V ; C5 : 47 pF, mica argenté
C6 : 510 pF, mica argenté ; C7 : 220 pF, mica argenté.

Q1 : 2N1671 (General Electric) ; Q2 : 2N2741 (Motorola) ; D : V-56 Varicap (Pacific Semiconductor).

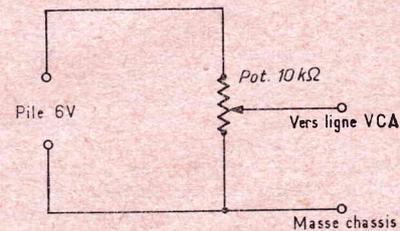


FIG. 4

R1 : 330 Ω ; R2 : 47 kΩ ; R3 : potentiomètre 0,5 MΩ ; R4, R5, R6 : 10 kΩ ; R7 : 3,9 kΩ ; R8 : 3,3 kΩ.

Toutes les résistances sont de 0,5 W, tolérance ± 10 %.

L'ALIMENTATION DES TÉLÉVISEURS A LAMPES

POUR le chauffage des lampes d'un téléviseur, deux procédés sont employés :

a) Chauffage sans transformateur ; tous les filaments sont connectés en série et alimentés directement par le secteur.

b) Chauffage avec transformateur ; tous les filaments sont reliés en parallèle et branchés sur le secondaire de ce transformateur.

En ce qui concerne le second procédé, bien connu et n'offrant aucune difficulté, il n'y a vraiment rien de spécial à dire.

Quant au premier procédé, une difficulté peut naître lorsqu'on se trouve en présence de secteurs électriques, soit à 110 V, soit à 220 V. En effet, il faut prévoir la chaîne de chauffage pour la tension la plus faible, susceptible d'être rencontrée, c'est-à-dire 110 V. Mais le nombre de lampes d'un téléviseur étant important, cela conduit pratiquement à établir deux chaînes de chauffage sur 110 V. En outre, pour l'utilisation en 220 V, il faut prévoir une commutation plus ou moins complexe, soit plaçant les deux chaînes de filaments en série, soit faisant intervenir des résistances chutrices auxiliaires ; notons qu'une commutation doit également intervenir simultanément et agir sur les circuits générateurs de haute tension.

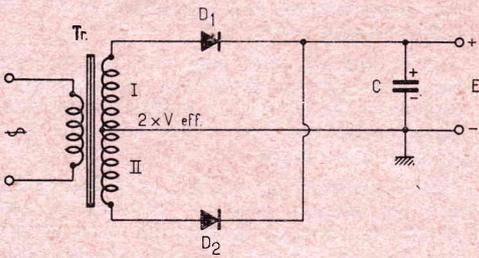


FIG. 1

Naturellement, dans les pays où il n'y a que des réseaux à 220 V, ces ennuis de commutations complexes disparaissent. Disons aussi que les commutations complexes disparaissent également en utilisant un transformateur !

Certains fabricants ont adopté une solution mixte : Un petit transformateur fournit seulement le chauffage du tube cathodique ; ce transformateur comporte, en outre, un autre secondaire pour la HT... ou bien, c'est son primaire qui est utilisé en auto-transformateur pour cette HT. Par ailleurs, les filaments des lampes sont connectés en série, soit en deux chaînes branchées sur la prise primaire 110 V du transformateur, soit en une seule chaîne branchée sur la prise primaire 220 V.

Lorsque les filaments des lampes sont alimentés en série, il ne saurait être question de les placer dans n'importe quel ordre. Tout d'abord, parce que tous les tubes ne présentent pas la même tension admissible

entre filament et cathode. Les tubes n'admettant qu'une faible tension entre filament et cathode devront être placés en fin de chaîne, c'est-à-dire vers l'extrémité où le potentiel de la chaîne est le plus faible par rapport à la masse ; les tubes admettant une tension élevée entre cathode et filament seront montés, par contre, à l'autre extrémité de la chaîne.

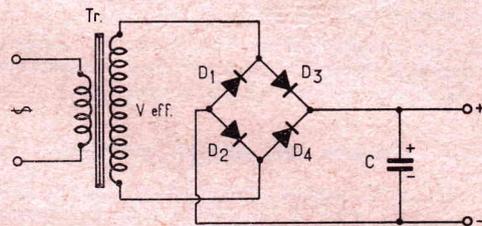


FIG. 2

Ensuite, parce que la fonction d'un tube détermine aussi la place à lui réserver dans la chaîne. En effet, les lampes susceptibles d'amener une perturbation quelconque de fonctionnement par ronflement dû à la présence d'une forte tension alternative dans le filament (introduisant par capacité une tension alternative sur la grille ou sur la cathode), doivent être montées vers l'extrémité de la chaîne où le potentiel est le plus faible par rapport à la masse.

Il convient maintenant de rappeler que la résistance à froid d'un filament de lampe est de l'ordre de 1/7 de sa résistance à chaud. En conséquence, outre la résistance bobinée chutrice normale généralement nécessaire dans tout groupement de filaments en série pour réduire la tension à la valeur requise, nous trouvons toujours une résistance CTN (à coefficient de température négatif). Cette résistance présente une valeur de départ, à froid, de l'ordre de 1 000 Ω ; elle tombe aux environs de 40 Ω seulement (pour 0,3 A) à chaud. On évite ainsi la surtension dangereuse aux bornes des filaments qui ne manquerait pas de se produire sans elle lors de chaque mise en service.

Les filaments des lampes n'aiment pas les surtensions... mais ils n'aiment pas, non plus, la sous-alimentation ! Nous voudrions, une fois de plus, essayer de chasser cette idée fautive présente à l'esprit de trop de techniciens qui estiment que l'on économise une lampe en la « sous-chauffant ». Ceci est absolument inexact et de multiples expériences l'ont démontré : La cathode émissive d'une lampe sous-alimentée s'épuise beaucoup plus rapidement que celle d'une même lampe normalement chauffée.

LA HAUTE TENSION

Pour la génération de la haute tension, les variantes de montage sont plus nombreuses.

Si l'on utilise un transformateur présentant un enroulement secondaire HT de $2 \times V_{eff}$, on peut adopter le montage de la figure 1, dit « doubleur d'intensité », et redressant les deux alternances. On l'appelle « doubleur d'intensité » parce que son débit maximum possible est égal au double de l'intensité maximum autorisée dans l'une des diodes D. Lorsque la diode D1 laisse passer une alternance du courant (demi-secondaire I), la diode D2 (du demi-secondaire II) l'arrête. Et inversement. On a donc toujours une alternance disponible en sortie ; toutes les alternances sont utilisées et toutes sont évidemment dans le même sens (redressement). Du fait de la présence du condensateur C, qui se charge aux crêtes, la tension disponible E est égale à $V_{eff} \times \sqrt{2}$ (sans charge).

Le montage de la figure 2 est également du type doubleur d'intensité et redresse les deux alternances. Son avantage est qu'il ne nécessite pas un transformateur avec secondaire à point milieu ; par contre, il exige l'emploi de quatre diodes D. On l'appelle également redresseur en pont. Une variante de montage est représentée sur la figure 3 ; ce redresseur dit doubleur de tension et doubleur d'intensité, combine les avantages du montage en pont précédent à ceux des systèmes doubleurs de tension que nous allons voir dans un instant. Il faut cependant préciser que ce montage est peu employé par les constructeurs de téléviseurs ; en effet, généralement, lorsqu'on utilise un système doubleur de tension, c'est que l'appareil ne comporte pas de transformateur (utilisation directe du secteur ou par l'intermédiaire d'un auto-transformateur constitué par le primaire du transformateur de chauffage).

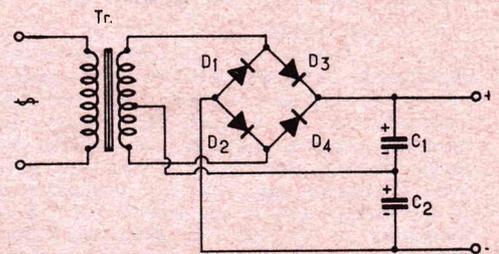


FIG. 3

Un premier montage redresseur doubleur de tension, dit montage Latour, est représenté sur la figure 4 où nous avons dessiné aussi la cellule de filtrage (SF et C3) faisant suite. Ce montage utilise deux diodes D1 et D2 connectées comme il est indiqué, et deux condensateurs C1 et C2 reliés en série. Les deux alternances sont redressées et chacune de ces alternances charge l'un des condensateurs C1 ou C2 (tour à tour, selon l'alter-

nance). Ces deux condensateurs étant en série, on conçoit que la tension redressée aux bornes de sortie soit doublée.

Les condensateurs se chargeant à la tension de crête, on obtient même à vide (sans charge) une tension de sortie égale à $2 U_{eff.} \times \sqrt{2}$ ($U_{eff.}$ étant la tension alternative efficace appliquée à l'entrée). En charge, la tension de sortie baisse : c'est normal. Mais l'effet de *doublage* de tension est tout de même obtenu et reste très correct lorsque les condensateurs C1 et C2 présentent une capacité suffisante. Pour les consommations HT que l'on rencontre sur les téléviseurs, cette capacité (pour chaque condensateur) doit être de 50 à 100 μF . Nous remarquerons tout de suite que dans le montage Latour (fig. 4), le secteur n'a aucun point commun *direct* avec la haute tension redressée. Or, comme en général le « moins HT » est relié à la masse, le secteur fluctue à une tension importante au-dessus de cette masse considérée comme le potentiel zéro. Avec un secteur de 110 volts alternatifs, la tension entre masse et secteur peut atteindre quelques 300 volts durant les pointes positives. C'est donc un inconvénient sérieux si, par ailleurs, le chauffage des filaments des tubes est effectué en série, sans transformateur. Il va sans dire que cet inconvénient disparaît si l'on utilise un petit transformateur uniquement pour le chauffage des tubes (chauffage en parallèle).

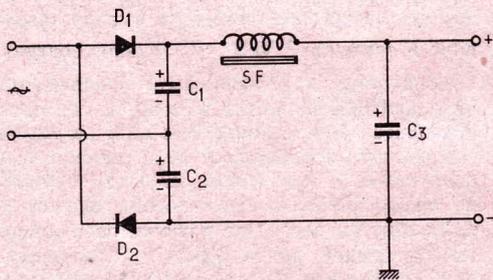


FIG. 4

Un autre montage redresseur, doubleur de tension, fréquemment utilisé sur les récepteurs de télévision, est le montage Schenkel, représenté sur la figure 5. Il ne présente pas l'inconvénient que nous venons de citer pour le montage Latour. En effet, dans le montage Schenkel, le secteur alternatif a un pôle directement relié au « moins HT », c'est-à-dire au châssis.

Par contre, ce montage ne redresse qu'une seule alternance ; en conséquence, il est nécessaire de prévoir un filtrage soigné (fortes capacités pour C2 et C3, notamment).

Le fonctionnement de ce montage est le suivant : Durant une première alternance négative de la tension d'entrée, le condensateur C1 se charge à la tension de crête par l'intermédiaire de la diode D1. Durant l'alternance positive suivante, la tension de charge du condensateur C1 se trouve en série avec la tension appliquée. Le condensateur C2 se charge alors à une tension égale à la somme de ces tensions (soit deux fois la tension de crête) par l'intermédiaire de la diode D2. Pendant ce temps, le condensateur C1 perd une partie de sa charge ; mais il se recharge de nouveau lors de l'alternance négative suivante, et le cycle peut alors se répéter.

**

Dans la construction des téléviseurs, lorsqu'on a abandonné les valves à vide classiques, on a d'abord utilisé des redresseurs

au sélénium, d'encombrement réduit. Très nombreux sont encore les appareils qui fonctionnent avec ces types de redresseurs. Puis, sont apparues les diodes au silicium, et présentement, tous les téléviseurs modernes en comportent. On dispose maintenant d'un grand choix de diodes au silicium ; mais le modèle le plus généralement employé en télévision, est le type BY100 (ou BY100S, ou type similaire dans d'autres immatriculations dans diverses marques). La diode BY100S permet une intensité moyenne en courant direct anode-cathode de 500 mA ; sa tension inverse de crête est de 800 V.

Cela veut dire que dans tous les montages vus dans cet article, dans tous les redresseurs utilisés couramment sur les téléviseurs, cette diode fonctionne tout de même assez loin de ses possibilités maximales. Il n'est donc plus nécessaire, dans les montages qui nous intéressent, de réaliser des groupements de diodes en série ou en parallèle, ou de monter les diodes sur des plaques formant radiateurs, comme cela était nécessaire il y a quelques années avec d'autres types de diodes. Ce qui est extrêmement intéressant en raison de la simplification apportée dans la construction.

Les caractéristiques des diodes au silicium appellent quelques commentaires, notamment vis à vis de leur utilisation pratique.

TENSION DE CRETE INVERSE

C'est la tension maximale qui peut être appliquée dans le sens inverse de la conduction. Elle existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, pendant l'alternance négative de cette tension d'entrée.

Reportons-nous à la figure 6 représentant un montage redresseur monoalternance très simple. Soit $V_{err.}$ la tension d'entrée ; durant l'alternance positive P, le condensateur C va se charger à la tension de crête $V_{err.} \times \sqrt{2}$ par l'intermédiaire de la diode D qui conduit. Mais lors de l'alternance négative N suivante, la diode ne conduit pas : Sa cathode est soumise à la tension positive de charge du condensateur C, soit $V_{err.} \times \sqrt{2}$; son anode est soumise à la tension négative de crête de l'alternance N, soit $V_{err.} \times \sqrt{2}$ également. En conséquence, dans le sens de non-conduction, la diode D est soumise à une tension égale à $2 V_{err.} \times \sqrt{2}$.

Numériquement, une tension alternative d'entrée de 120 $V_{err.}$ provoque une tension inverse de crête de 338,4 V. Cette tension inverse de crête atteint 705 V pour une tension d'entrée de 250 $V_{err.}$ Dans un cas

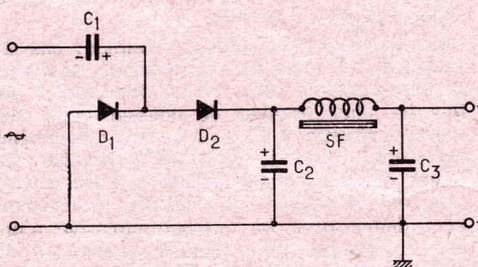


FIG. 5

comme dans l'autre, une diode présentant une tension inverse de crête de 300 V peut donc convenir. Mais, il ne saurait être question d'aller beaucoup plus loin que 250 $V_{err.}$ En effet, il faut tenir compte par ailleurs des tensions transitoires accidentelles suscep-

tibles de se produire sur le secteur, de fluctuations d'amplitude et du taux de distorsion harmonique éventuelle de cette tension d'entrée.

RESISTANCE DE PROTECTION CONDENSATEUR D'ENTREE

L'utilisation indispensable de condensateur de filtrage provoque inévitablement, lors chaque mise en service du redresseur, une intensité de pointe initiale très importante bien que de courte durée. Ce courant élevé est dû à ce que le condensateur d'entrée, notamment, initialement non chargé, se comporte *momentanément* comme un court-circuit. L'intensité dans le redresseur est alors seulement limitée par la résistance interne de la source : résistance assez faible des enroulements du transformateur (s'il en a un) ; résistance négligeable du secteur de distribution (si l'on n'utilise pas de transformateur).

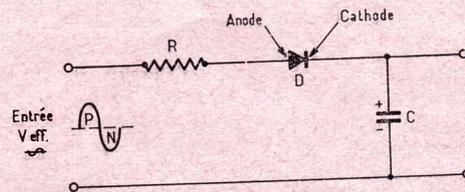


FIG. 6

En conséquence, le courant de pointe doit être limité en dessous de la valeur maximale de crête spécifiée dans les caractéristiques de la diode.

Pour cela, on intercale généralement une résistance supplémentaire R, dite résistance de protection, en série avec la diode, afin de travailler en toute sécurité. Cette résistance R est représentée sur la figure 6. Nous ne vous pas indiqué de telles résistances de protection sur les schémas de principe et figures précédentes ; mais il va sans dire que, pratiquement, leur intercalation est à fait recommandée.

La valeur de cette résistance ne doit pas être trop élevée, sinon elle diminuerait le rendement, et la régulation du montage serait moins bonne, du fait de la chute de tension produite à ses bornes.

Naturellement, le courant de pointe initial lors de chaque mise en service, est d'ailleurs fonction de la capacité du condensateur d'entrée ; il est d'autant plus important que cette capacité est grande. C'est la raison pour laquelle certaines documentations indiquent aussi la valeur *maximum* de la capacité du condensateur d'entrée. A titre indicatif pour des condensateurs d'entrée de 100 à 200 μF , les résistances de protection R présentent des valeurs de l'ordre de 4 à 7 Ω (et de puissance convenable).

Pratiquement, la résistance de protection présente un autre avantage. Il peut arriver que le condensateur d'entrée claque (court-circuit) ; la résistance R est alors presque aussitôt volatilisée... mais la diode D est sauvée (pas toujours certes ; mais bien souvent !) ; une résistance coûte tout de même moins cher qu'une diode.

Naturellement, les considérations que nous venons d'exposer et pour lesquelles nous nous sommes appuyés sur le montage simple de la figure 6, s'appliquent théoriquement et pratiquement à tous les autres montages redresseurs, quels qu'ils soient, et notamment à ceux des figures précédentes.

Roger A. RAFFI

NOUVEAUX TUNERS UHF QUART D'ONDE A TRANSISTORS

LES tuners UHF quart d'onde, de dimensions plus réduites que les tuners UHF demi-onde les remplacent avantageusement, en particulier sur les téléviseurs portatifs pour lesquels le minimum d'encombrement des éléments constitutifs est recherché.

Considéré il y a peu de temps comme le seul obstacle à une transistorisation complète des téléviseurs, le sélecteur ou tuner UHF en est pratiquement devenu le seul élément transistorisé.

L'utilisation des transistors se fit tout d'abord par une simple implantation du nouvel élément actif dans les techniques et les mécaniques des sélecteurs à tubes.

Or, la nature des circuits accordés utilisés, travaillant en demi-onde, ne se justifiait que par la capacité de sortie des tubes qui n'en permettait pas d'autre, l'extrémité du quart d'onde en haut de gamme à 860 MHz étant très voisine de la broche de sortie plaque du tube. Il fallait donc accepter les difficultés inhérentes à ce genre de fonctionnement dans l'exploitation de la gamme UHF, c'est-à-dire un déplacement constant du point froid du circuit, point d'articulation des deux quarts

d'onde partiels, d'où une multiplication nécessaire des points de couplage.

La venue des transistors allait modifier les données du problème. Leur capacité de sortie étant extrêmement faible, il devenait possible de charger l'élément actif par une ligne 1/4 d'onde, le long de laquelle on pouvait de plus choisir le point de charge optimum.

Le point froid des circuits employés étant unique pour toutes les fréquences, il suffisait alors de déterminer le mode de couplage et de le localiser en un seul point, quitte à déterminer une impédance de couplage variable en fonction de la fréquence pour uniformiser la largeur de la bande passante dans la gamme explorée.

L'incidence dimensionnelle apparaît immédiatement puisque visible de l'extérieur. On peut, en effet, pratiquement dire qu'un sélecteur quart d'onde est une moitié d'un sélecteur demi onde. Une extrémité de chaque ligne est soudée directement à la masse du boîtier, les trimmers « bas de bande » ont disparu, les transistors sont directement insérés dans le montage, en un mot le matériel mis en œuvre a diminué d'une façon très sensible.

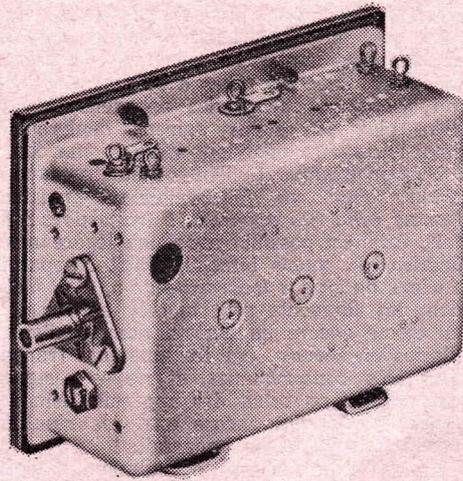


FIG. 1. — Tuner UHF 1/4 Aréna échelle 2/3.

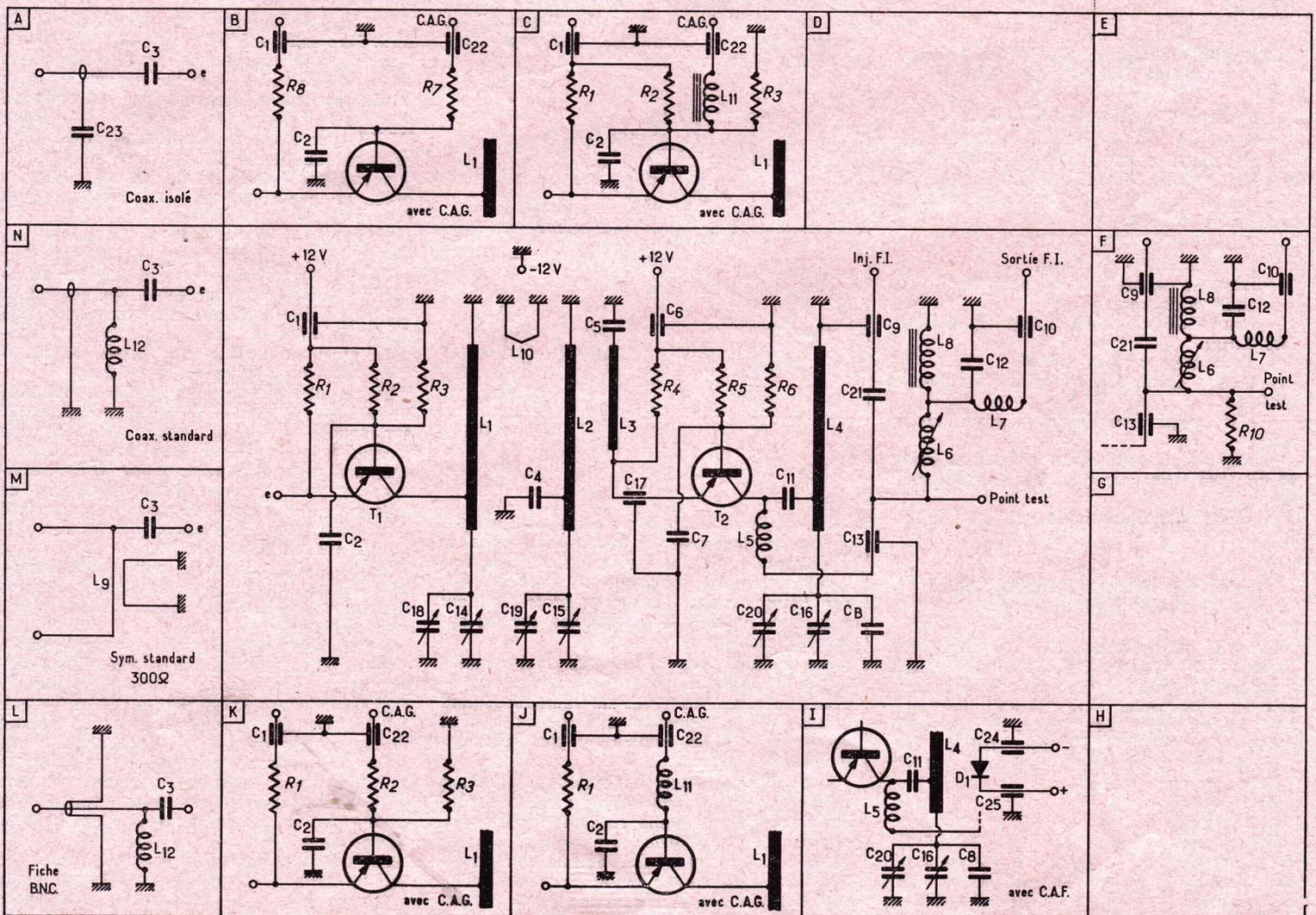


FIG. 2

Que sont devenues les performances, de quel prix doit-on payer les avantages énoncés ci-dessus ? Là encore le bilan se révèle positif.

Dans les mêmes conditions de mesure, on trouve pour le sélecteur demi-onde à transistors un gain moyen de 31 dB à 470 MHz et de 24 dB à 860 MHz, et, pour le sélecteur quart d'onde, 27 dB à 470 MHz et 26 dB à 860 MHz. Néanmoins, le gain d'un sélecteur est très loin d'être sa vertu essentielle. La valeur qui conditionne réellement toute l'utilisation est le facteur de bruit. Rappelons très succinctement qu'à cette valeur est rattachée celle d'une tension parasite à l'entrée de laquelle découle, pour l'obtention d'un rapport signal/bruit donné, la tension minimale à injecter à l'entrée (40 dB soit 100 en tension est la valeur minimale caractérisant le seuil acceptable d'une réception TV).

Les valeurs obtenues dans les deux cas sont les suivantes :

- Pour le sélecteur demi onde :
 - A 470 MHz : 7 dB.
 - A 860 MHz : 10,5 dB.
- Pour le sélecteur quart d'onde :
 - A 470 MHz : 7 dB.
 - A 860 MHz : 9,5 dB.

Il semble parfaitement inutile de commenter ces chiffres, leur propre éloquence est suffisante. Le seul renseignement que nous puissions leur adjoindre est qu'il s'agit dans tous les cas de valeurs moyennes obtenues d'après les mesures réalisées sur un nombre important d'appareils réglés en chaîne, ce qui donne, en tout état de cause, leur importance pratique.

CARACTERISTIQUES DU TUNER UHF QUART D'ONDE ARENA

- F entrée : de 468 à 865 MHz.
- Z entrée : 75 ou 300 Ω.
- FI : toutes normes (France 32,7 MHz, 39,2 MHz ; CCIR 38,9 MHz, 33,4 MHz, etc.).
- Sortie sur by pass 4 pF pour couplage capacitif à la base.
- Alimentation 12 V ± 10 %
I = 6,5 ± 1 mA.
- Bande passante 8 MHz mini (— 3 dB).
- Gain 25 dB moy.
- Bruit 7 dB moy. (470 MHz) - 11 dB moy. (860 MHz).
- Transistors : deux AF139.
- CAG : entrée sur by pass (voir plan et schéma).
- CAF : par diode Varicap, accès par by pass.
- Rapports de protection : fréquence image 40 dB (600 MHz) ; fréquence intermédiaire : 60 dB.
- Démultiplications internes 1/5,4 - 1/3,5 - 1/1.

VALEURS DES ELEMENTS (fig. 1) POUR UTILISATION

- C9 : 27 pF by pass ; C10 : 4 pF ; C12 : 15 pF ; C21 : 0,8 pF ; C22 : 1 000 pF by pass.
- Lignes et selfs : L5 : choc UHF ; L6 : self FI ; L7 : choc UHF ; L8 : choc FI ; L9 : Balun UHF ; L11 : choc FI (considéré comme choc HF) ; L12 : choc UHF.
- Nombre de spires préférentiel de la self FI :
- a) 11 spires ;
 - b) 14 spires ;
 - c) 21 spires.
- R1 : 1 kΩ ± 5 % ; R2 : 2,2 kΩ ± 5 % ; R3 : 8,2 kΩ ± 5 % ; R4 : 1 kΩ ± 5 % ; R5 : 2,2 kΩ ± 5 % ; R6 : 8,2 kΩ ± 5 % ; R7 : 1,5 kΩ ± 5 % ; R8 : 100 Ω ± 10 % ; R10 : 1,2 kΩ ± 10 %.
- Transistors T1, T2 : AF139.

MONTAGES ORIGINAUX AVEC DES RÉCEPTEURS A LAMPES — MISE EN MARCHÉ IMMÉDIATE

UN des avantages des transistors, consiste, en particulier, dans leur mise en fonctionnement immédiate, due au fait qu'ils ne comportent pas de filaments émetteurs d'électrons exigeant un certain délai pour leur échauffement et par suite, n'entrent pas en action avant quelques dizaines de secondes. Il n'en est pas ainsi, la plupart du temps, avec les tubes à vide et tous ceux qui possèdent encore des appareils de modèles plus ou moins anciens déplorent le délai nécessaire pour leur mise en marche.

Peut-on modifier facilement leur montage et obtenir ainsi un fonctionnement immédiat comme celui des appareils à transistors ? En fait, cela est possible avec une légère modification, du moins lorsqu'il s'agit d'appareils anciens du type « tous courants », c'est-à-dire dont les filaments sont montés en série. Il en existe encore un certain nombre d'exemplaires en service, car les amateurs français sont très conservateurs, et ne se résignent pas à jeter au rebut des appareils démodés, mais qui donnent encore quelques résultats, même plus ou moins imparfaits !

Le principe de cette solution curieuse consiste à réaliser le préchauffage des filaments des tubes à un niveau beaucoup plus faible que la valeur normale, et à établir le circuit d'alimentation de façon que la haute tension soit seulement appliquée sur les tubes au moment où l'on veut mettre l'appareil en action. La mise en marche s'effectue alors en moins d'une seconde.

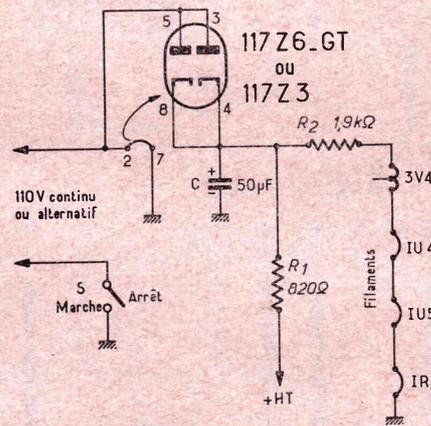


FIG. 1

On améliore également, dans une grande proportion, la durée de service des tubes et des ampoules d'éclairage de cadran ; la méthode peut être comparée au préchauffage des filaments des lampes de projection, qui donne des résultats remarquables sur les appareils modernes.

Les modifications nécessaires sont simples et peu coûteuses ; elles peuvent être appliquées sur tous les types de radio-récepteurs à tubes, qui fonctionnent à l'aide du courant du secteur, et ne comportent pas de transformateurs.

Il y en a pourtant plusieurs types et, tout au moins, deux catégories : la première comporte des appareils réellement universels, fonctionnant aussi bien au moyen du courant d'une batterie que du courant continu ou alternatif du secteur ; les autres fonctionnent seulement à l'aide du courant du secteur continu ou alternatif. Il faut donc examiner séparément ces deux cas.

LA TRANSFORMATION DES APPAREILS BATTERIE-SECTEUR

On ne fabrique plus des appareils de ce genre, et ils ont été remplacés par les radiorécepteurs portatifs à transistors. Cependant, il en existe encore un certain nombre qui n'ont pas été détruits ; ils fonctionnent sur le courant 110 volts alternatif ou continu, et sur des batteries placées à l'intérieur du boîtier.

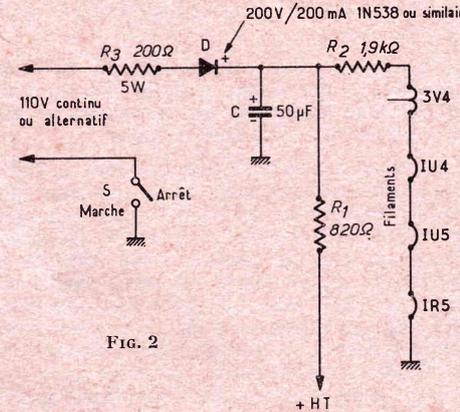


FIG. 2

Ils étaient équipés avec des tubes de série 1L4, 1R5, 1S5, 1T4, 1U5, 3S4, 3V4. Le délai de fonctionnement est relativement élevé, lorsqu'on les relie au secteur et, dans ce cas, le courant haute tension est redressé au moyen d'une valve biplaque du genre 117 Z3, par exemple, sur les appareils équipés avec des tubes de type américain. Lorsque l'appareil est alimenté par batteries, la durée de chauffage est plus réduite, et l'ordre de la seconde (fig. 1).

Le redresseur est un tube qui comporte un filament ; il vient donc tout de suite à l'ordre du jour de le remplacer par un redresseur semi-conducteur, qui présente, en particulier, l'avantage de fonctionner instantanément ; la durée de mise en marche de l'appareil dépend ainsi uniquement des temps de chauffage des autres filaments des tubes.

Le circuit d'alimentation est alors constitué en principe, comme on le voit sur la figure 2, sur laquelle on n'a pas représenté la batterie incorporée pour plus de simplification. On ne peut pas, non plus, indiquer le filament de chauffage du redresseur électronique, puisque ce filament est, en principe, supprimé et remplacé par le redresseur à semi-conducteur. Les filaments des autres tubes sont alimentés par le courant continu par le circuit d'alimentation par l'intermédiaire d'une résistance chute R2, qui a pour but de fournir la tension réduite nécessaire.

Après remplacement du tube redresseur par un redresseur à semi-conducteur, le circuit de la figure 2 est réalisé. La résistance R3 doit jouer deux rôles ; elle limite d'abord le courant qui charge le condensateur de filtrage C, lorsque l'appareil est mis d'abord sous tension et, ensuite, elle abaisse la tension d'alimentation à la même valeur que celle fournie antérieurement par le tube redresseur.

En pratique, on peut monter la diode redresseuse et la résistance sur un viculot de tube, dont les broches sont fixées sur le support initial du redresseur, de telle sorte qu'il n'y a pas de changement à

voir pour le câblage du circuit d'alimentation. On peut utiliser des fiches miniatures à broches pour le remplacement des redresseurs du type 117 Z 3, par exemple.

On connecte le redresseur, en prenant bien soin d'observer la polarité indiquée sur le schéma, afin d'éviter tout risque de détérioration du condensateur de filtrage.

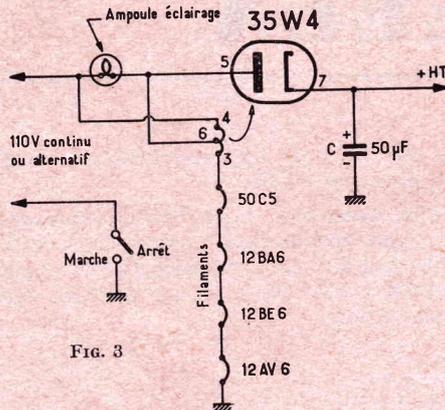


FIG. 3

LE MONTAGE TOUS COURANTS-SECTEUR

Ce sont, évidemment, les montages les plus nombreux, et ceux qui subsistent encore en plus grand nombre après un certain nombre d'années de repos ou de loyaux services. Lorsqu'ils sont équipés avec des tubes de type américain, ils comportent des éléments de la série 12BE6, 12AT6, 12BA6, 12SA7, 12SK7, 12SQ7, 35C5, 35W4, 35Z5-GT, 50C5, 50T6-GT, ou des modèles correspondants de la série européenne. Ces tubes comportent des filaments dont l'échauffement est assez lent, de sorte qu'il faut leur appliquer le procédé de préchauffage à faible tension au repos, suivant la méthode indiquée précédemment.

Un exemple-type de circuit de ce genre comportant un redresseur et un montage de chauffage est indiqué sur la figure 3 avec,

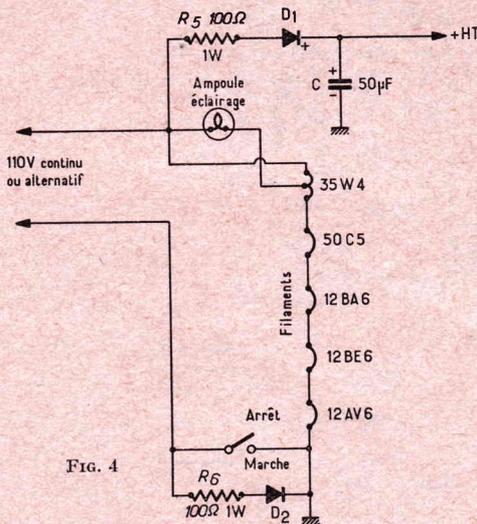


FIG. 4

comme à l'habitude, tous les filaments montés en série. Il n'y a pas besoin ici de résistance chutrice, si tous les filaments des tubes sont choisis de façon que la somme des tensions des éléments en série corresponde à la tension totale d'alimentation prévue.

Pour obtenir ici encore une mise en fonctionnement rapide, il faut modifier le montage, comme on le voit sur la figure 4, en employant un redresseur au silicium au lieu de la valve de redressement habituelle, pour obtenir la haute tension positive, et un dispositif permettant le pré-chauffage des filaments, l'appareil étant relié au secteur alternatif. Mais, ici, le tube redresseur électro-

nique n'est pas supprimé complètement, comme dans le cas précédent ; on peut l'employer comme lampe-témoin, et comme résistance-chutrice dans le circuit des filaments chauffants.

Sur ce schéma, le tube redresseur, qui est aussi du type 35W4, n'est donc plus utilisé pour fournir l'alimentation en haute tension des plaques des tubes ; il est remplacé par une résistance R5 et un redresseur à semi-conducteur D1. Ce montage fournit instantanément la haute tension positive nécessaire.

Le courant produit qui charge le condensateur C lorsque le radio-récepteur est mis sous tension ne traverse plus la lampe témoin PL1, ce qui réduirait la durée de service de cette dernière. Le tube redresseur conservé agit comme une résistance chutrice du circuit de chauffage et, ainsi, il n'est pas besoin de prévoir une modification du circuit de chauffage, ni du montage de la lampe-témoin.

Le redresseur D2 à semi-conducteur au silicium, et la résistance R6 fournissent, de leur côté, un petit courant de chauffage des filaments lorsque l'interrupteur de mise en fonctionnement du récepteur est réglé sur la position d'arrêt. En raison du redressement effectué par D2, le courant de chauffage qui traverse le système pendant l'ouverture de l'interrupteur, est seulement envoyé pendant une alternance du courant alternatif ; ce courant, qui peut traverser le redresseur D1 charge le condensateur de filtrage également pendant une alternance.

Mais, les redresseurs D1 et D2 sont montés dans le circuit de telle sorte qu'ils ne peuvent être conducteurs en même temps, pendant la même alternance ; leur fonctionnement est *alterné* et non *simultané*. Le redresseur D2 livre passage au courant dans la branche dérivée, seulement lorsque le redresseur D1 n'est pas conducteur ; la haute tension n'est pas fournie lorsque le contacteur est ouvert, et le récepteur ne fonctionne pas.

Lorsque le contacteur S est fermé, la résistance R6 et le redresseur D2 sont court-circuités ; on obtient ainsi un courant de chauffage des filaments maximum, et la haute tension est également appliquée sur les plaques ; le radio-récepteur fonctionne immédiatement.

La polarité du montage du redresseur D1 doit encore être vérifiée avec soin, comme on le voit sur la figure 4, pour éviter tout risque d'altération du condensateur C. Cependant, il n'y, au contraire, pas de risque d'accidents, si le redresseur D2 est connecté d'une manière inexacte ; le radio-récepteur continue simplement à assurer une audition de faible volume, lorsque l'interrupteur est ouvert.

On peut même envisager l'alimentation suivant la même méthode en courant continu ou alternatif, mais le cas se présente, évidemment, désormais, très rarement en France puisque les secteurs continus ont disparu ; le montage est, cependant, représenté sur la figure 5, et il faut employer, comme on le voit, un autre type d'interrupteur de mise en marche et d'arrêt.

Dans tous les montages précédents, le contacteur initial peut être conservé et, généralement, ce contacteur est combiné avec le contrôleur de volume ; dans certains cas, un contacteur double à deux directions, qui correspond également au contrôleur de volume initial, peut être employé.

Dans les circuits, dans lesquels le courant fourni traverse les filaments de chauffage, ou des éléments de chauffage indirect, lorsque l'interrupteur du radio-récepteur est ouvert, les valeurs des résistances R6 et R7, qui limitent le courant, sont choisies de façon à être assez faibles pour assurer une mise en marche rapide. De cette façon, le courant de

chauffage est maintenu en dessous de la valeur normale, dans une proportion de l'ordre de 50 %, et l'influence qui en résulte sur la durée de service de la surface émettrice d'électrons est insignifiante. Par contre, l'augmentation brusque du courant à travers les filaments, qui a lieu lorsque le radio-récepteur est mis sous tension, est beaucoup plus faible qu'avec le montage initial, ce qui augmente la durée de service du tube.

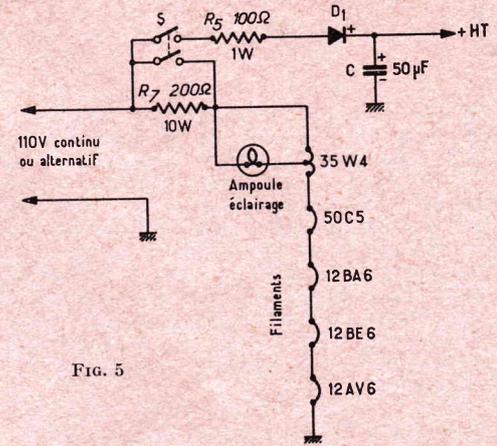


FIG. 5

Ainsi, dans un radio-récepteur de petites dimensions, en réduisant la valeur de la résistance R6 à 75 ohms, ce qui augmente le courant de chauffage du filament, on réduit également la durée d'échauffement de l'oscillateur et on diminue le temps pendant lequel le volume augmente lentement pour la réception des stations faibles à une valeur inférieure à 2 secondes ; mais, habituellement, cette légère variation ne présente guère d'importance.

UN AUTRE PROBLEME PRATIQUE : LES LAMPES D'ECLAIRAGE DU CADRAN

Dans les appareils de ce genre, il se pose aussi souvent un problème pratique qui consiste à prévoir le mode d'alimentation de l'ampoule d'éclairage du cadran ; il faut éviter les variations trop grandes du courant d'alimentation qui risquent de mettre rapidement le filament hors de service. Dans ce but, on peut utiliser une chaîne d'alimentation séparée, comportant une ou plusieurs ampoules en série avec une résistance, comme on le voit sur la figure 6

Avec ce montage, la température de la résistance n'est pas élevée, et la tension appliquée sur l'ampoule reste à peu près stable ; on utilise, d'ailleurs, des ampoules de faible consommation de 0,06 A, de façon à réduire

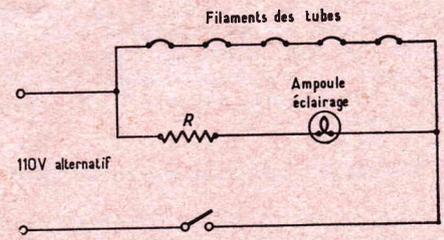


FIG. 6

l'énergie perdue dans la résistance montée en série.

Le calcul de cette résistance est réalisé très simplement, en divisant la tension qui ne sert pas à l'alimentation des ampoules d'éclairage par l'intensité nécessaire pour alimenter le filament. Le remplacement de l'ampoule doit être fait en conséquence, et la tension nominale peut varier dans une proportion de l'ordre de ± 10 volts ; la perte d'énergie est faible, et ne dépasse pas 5 à 6 watts.

R. S.

ÉTUDE D'UN TÉLÉVISEUR PORTABLE A TRANSISTORS

LE TV 240 REELA

Les téléviseurs portatifs à transistors, équipés d'un tube de 28 cm de diagonale, sont fabriqués actuellement en France, par plusieurs constructeurs. Nous avons eu l'occasion de mentionner dans ces colonnes les caractéristiques détaillées de nouveaux modèles de téléviseurs de ce type, de marque Philips et Pizon Bros, et même de publier des descriptions complètes, avec plans de câblages de deux ensembles en kit (Cicor et Magnétic France) que les amateurs ont la possibilité de réaliser avec toutes les chances de succès.

Nous décrivons ci-dessous le téléviseur portable Reela TV240, qui, par son prix intéressant et ses performances, est susceptible d'intéresser une large clientèle. Il concrétise les tendances de fabrication et les derniers perfectionnements techniques adoptés par les constructeurs spécialisés sur cette catégorie de téléviseurs.

Ce téléviseur peut être alimenté soit sur secteur 120/220 V, soit sur piles de forte capacité ou sur batteries d'accumulateurs délivrant une tension comprise entre 11 et 17 V et une intensité de 1 A.

Les figures 1 et 2 montrent le schéma complet du téléviseur, la figure 1 correspondant au sélecteur VHF ou tuner UHF et à l'alimentation secteur stabilisée et la figure 2 à tous les autres éléments. Nous commencerons l'examen du schéma par celui de l'alimentation stabilisée.

ALIMENTATION

Il faut considérer deux cas selon que l'alimentation du téléviseur se fait sur secteur ou sur batteries.

Le transformateur d'alimentation comporte au primaire un enroulement pour secteur 110 volts (95 à 130 volts) et un enroulement supplémentaire pour secteur 220 volts (200 à 250 volts). La connexion sur 110 ou 220 volts se fait au moyen de la prise placée à l'entrée du téléviseur. Un fusible assure la protection en cas d'erreur. La tension au secondaire est redressée par un montage à double alternance. Le point milieu de l'enroulement secondaire constitue le pôle positif de l'alimentation, compte tenu du sens de branchement des diodes.

Alimentation sur batterie (ou sur piles) :

Dans ce cas on utilise directement la tension de la batterie ou des piles (entre 10,9 et 17 volts).

Quel que soit le mode d'alimentation : secteur ou batterie, les tensions d'alimentation sont appliquées à un étage stabilisateur et plus précisément à la base, du transistor AC176 dont l'émetteur est, grâce à la diode Zener OAZ207, maintenu à un potentiel constant.

Les variations de la tension d'alimentation qui sont appliquées à la base du transistor, se retrouvent amplifiées sur le collecteur et commandent ainsi la polarisation de la base du transistor AD149 qui est monté en ballast

comme élément régulateur série et qui assure la stabilisation.

Ce circuit d'alimentation permet d'obtenir une résistance interne très faible et il est entièrement protégé contre d'éventuels courts-circuits.

La résistance de 15 ohms qui est un modèle bobiné dérive une partie du courant afin de

ne pas dépasser les caractéristiques limitées du transistor AD149.

Pour éviter tout risque d'intermodulation la tension d'alimentation par les signaux B est la tension destinée à l'alimentation de l'amplificateur basse fréquence est prélevée avant la stabilisation.

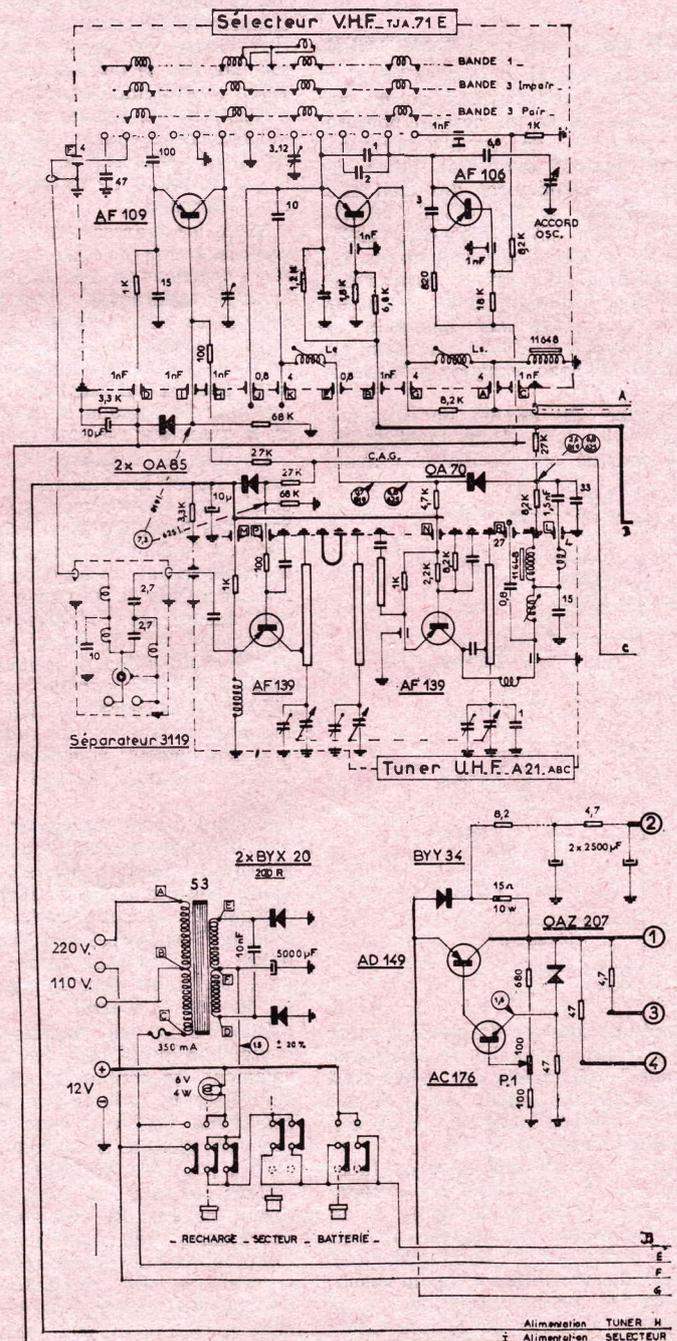


Fig. 1

La diode série BYY34 protège le circuit contre une éventuelle inversion accidentelle des pôles de la batterie d'alimentation.

Quand cela se produit, l'émetteur du transistor devient négatif par rapport à la base et le transistor AD149 passe dans l'état non conducteur ce qui assure sa protection.

Pour régler la tension d'alimentation il faut agir sur le potentiomètre P1. La tension d'alimentation doit être de 10,8 volts. Signalons que chaque circuit est alimenté séparément à partir de la sortie du condensateur de filtrage de 5 000 μ F, ce qui permet de mesurer facilement la consommation de chaque circuit.

Il est bon de préciser que dans ce circuit il est possible de remplacer le transistor AC176 par un AC187 et la diode OAZ207 par une BZY63, auquel cas la résistance de

47 ohms sera remplacée par une résistance de 68 ohms.

CIRCUITS DE BALAYAGE LIGNES

Ils comprennent les étages comparateurs de phase, blocking, driver.

L'oscillateur du type blocking utilise un transistor AC128 associé à un transformateur BL7. La fréquence est fonction de la constante de temps R.C. dans le circuit émetteur du transistor ce qui joue automatiquement sur la polarisation de base du transistor.

Pour le balayage en 819 lignes, la résistance de 150 ohms associée au condensateur de 0,12 μ F 5 % conditionnent la fréquence des oscillations. Le réglage fini est assuré par le potentiomètre P6 au travers de l'enroulement secondaire du transformateur BL7 sur la

base du transistor AC128. A cette polarisation vient s'ajouter ou se retrancher une tension de comparaison issue du transistor AC130.

Sur la position recharge du poussoir le circuit du primaire du transformateur d'alimentation est fermé sans qu'il soit nécessaire d'appuyer sur la touche de mise en marche. Le redresseur BXY20 des deux alternances débite sur la batterie par l'intermédiaire d'une lampe de 6 V 4 watts régularisant l'intensité du courant de charge.

Sur la position de balayage 625 lignes, le contacteur met en circuit un condensateur de 82 nF qui se trouve en parallèle sur le 0,12 μ F placé dans l'émetteur du transistor AC128 (1). La constante de temps est réglable au moyen du potentiomètre P7 qui se trouve en série avec le condensateur.

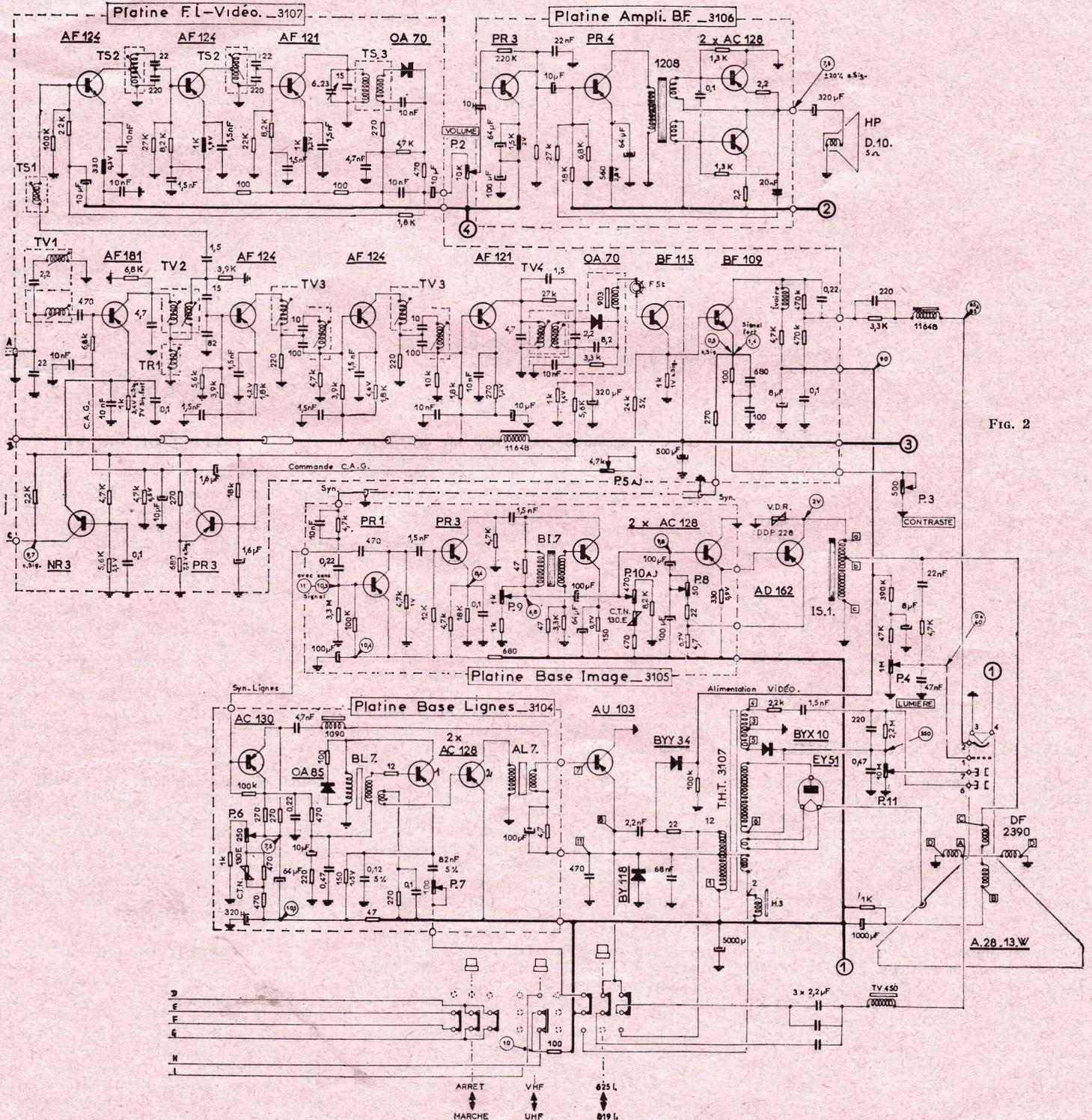


FIG. 2

Pour les réglages il sera donc nécessaire de régler d'abord la fréquence du balayage 819 lignes, puis celle du balayage 625 lignes.

Le transistor AC128 (2) est destiné à attaquer le primaire du transformateur AL7 pour fournir un signal suffisant pour l'excitation de l'étage final lignes.

CIRCUIT DE PUISSANCE

Il est bon, en ce qui concerne cet étage, de signaler une différence essentielle entre le montage traditionnel à tube et celui à transistors. Lorsque pour une raison quelconque le blocking cesse d'osciller, le transistor AU103 passe dans l'état non conducteur et n'est pas détruit contrairement aux lampes finales des étages lignes. Il en est de même pour le transistor driver AC128 (2).

Le fonctionnement du reste du circuit est semblable à celui des circuits à tubes électroniques : le transistor est conducteur pendant la seconde partie du balayage. A la fin de chaque balayage, lorsque se produit la coupure brusque du courant émetteur, la surtension inverse rend conductrice la diode BY118 qui, récupérant le courant assure la première partie du balayage. Les bobines lignes du déflecteur sont attaquées à travers des éléments de correction qui assurent une bonne linéarité. Ces éléments sont deux condensateurs de 2,2 μ F et la bobine TV450.

En 625 lignes, l'attaque des bobines se fait directement sur le primaire du transformateur THT.

En 819 lignes, l'attaque se fait à partir de l'enroulement élévateur. On met à profit les surtensions élevées qui se développent dans l'étage lignes pour obtenir, en plus de la très haute tension, les tensions continues nécessaires à l'alimentation des électrodes du tube cathodique et des transistors de l'étage vidéo. Les impulsions de l'enroulement élévateur du primaire, redressées par la diode BYY34 fournissent au transistor BF109 de l'étage vidéo une tension de + 90 volts.

Deux enroulements spéciaux servent respectivement l'un à l'effacement du retour des lignes en agissant sur l'électrode de l'accélération du tube, l'autre alimente après redressement l'anode d'accélération et l'anode de concentration par l'intermédiaire du potentiomètre P11.

Le potentiomètre P4 qui fait partie du pont diviseur 390 k Ω — 47 k Ω pris sur la tension de 90 volts dose la tension continue appliquée au wehnelt du tube et constitue ainsi un réglage de luminosité. Une impulsion issue des bobines image parvient également au wehnelt au moyen d'un circuit RC ce qui permet d'effacer les lignes pendant le retour image.

CIRCUIT DE BALAYAGE IMAGE

Ce circuit comprend les étages séparateur, trieur, blocking et driver image.

La tension vidéo prélevée sur l'émetteur du transistor BF109 est ensuite appliquée sur la base du séparateur PR1.

Ce transistor est polarisé au-delà du cut-off et ne débite pas tant que la tension vidéo appliquée n'a pas atteint un niveau prédéterminé. Ce niveau, réglé par le jeu du pont de résistances 100 k Ω , 3,3 M Ω correspond au début des impulsions de synchronisation. Ainsi seules les impulsions se trouvent amplifiées aux bornes de la résistance de collecteur de 4700 Ω , ce qui assure la séparation.

Le transistor PR3 monté de façon analogue à la trieuse à lampes reçoit sur sa base l'ensemble des impulsions dans lequel les tops image sont différenciés. La constante de temps RC : 12 k Ω — 1,5 nF étant faible par rapport à la durée de l'impulsion de synchronisation image.

Par suite de sa forte polarisation d'émetteur le transistor est bloqué et seules les impulsions image ont une amplitude suffisante pour faire débiter le transistor PR3. Ces impulsions se retrouvent donc amplifiées aux bornes de la résistance de collecteur de 4700 Ω .

Dans l'étage blocking, il n'y a pas de réglage de la fréquence image du fait que la synchronisation est très supérieure à celle d'un montage à lampes. La précision de ces éléments est calculée de façon à ce que l'image soit toujours synchronisée.

L'étage driver AC128 attaque, par couplage direct émetteur-base l'étage de puissance. En agissant sur le courant du transistor driver au moyen du potentiomètre P10, on règle le courant du transistor AD162 et par suite la linéarité du haut de l'image. Lorsque le haut de l'image se « détasse » le débit augmente et inversement.

— le potentiomètre P9 règle la hauteur de l'image en modifiant la charge du collecteur du transistor du blocking.

— le potentiomètre P8 placé dans la contre-réaction de l'émetteur du transistor AD162 à la base du transistor AC128 agit sur la linéarité générale.

— les bobines images, couplées par l'autotransformateur IS1 au collecteur du transistor AC162 se réfèrent au pôle + de l'alimentation au travers d'un condensateur d'isolement de 1000 μ F.

— un précadrage électrique est obtenu en déterminant, dans le déflecteur image un courant qui est déterminé par une cellule RC (1000 Ω et 1000 pF).

Tous les circuits que nous venons de décrire se trouvent placés sur le châssis inférieur du téléviseur.

Nous allons maintenant étudier les circuits placés sur le châssis supérieur.

ETAGES UHF ET VHF

Pour la réception des UHF, on utilise un tuner $\lambda/4$ équipé de deux transistors AF139. Ce tuner couvre la gamme de 460 à 870 MHz. Pour la réception des VHF le constructeur a prévu un rotacteur muni de trois transistors : un amplificateur HF AF109 un mélangeur AF106 et un oscillateur AF106. Ce rotacteur permet de recevoir les 10 canaux français en bande I et III.

Un filtre séparateur passe-haut, passe-bas aiguille les fréquences en provenance de l'antenne vers le tuner ou le rotacteur.

RECEPTION UHF EN 625 LIGNES

Les contacts travail de la touche 2^e chaîne alimentent les AF139 du tuner et coupent l'AF109 ampli HF, l'AF106 oscillateur du rotacteur. L'AF106 mélangeur en permanence sert d'ampli FI sur cette position.

La bobine de sortie FI du tuner et la bobine de l'émetteur de l'AF106 mélangeur forment un circuit surcouplé, couplé capacitivement à la base. La liaison se fait à travers une diode OA70 série. Cette diode conductrice en 625, bloquée en 819, évite toute réaction indésirable du circuit de sortie du tuner sur la courbe FI dans la position 1^{re} chaîne.

La tension de CAG est appliquée en permanence sur les bases des transistors des étages d'entrée UHF et VHF. Une diode OA85 limite la tension inverse émetteur-base de chacun des transistors quand ils ne sont pas alimentés.

Le potentiomètre P7 destiné au réglage de la fréquence 625 lignes est mis en service au moyen des contacts repos de la 1^{re} chaîne.

En même temps se trouve augmentée la capacité série des bobines lignes de façon à maintenir la linéarité et l'amplitude de

l'image constantes lorsque l'on change de chaîne.

RECEPTION EN VHF 819 LIGNES

Les contacts repos de la touche du commutateur 2^e chaîne inversent les alimentations. Les deux transistors AF139 du tuner sont débranchés. Les transistors AF109 et AF106 respectivement amplificateur HF et oscillateur sont mis en circuits et la diode OA70 se trouve bloquée. Les contacts travail de la touche 1^{re} chaîne court-circuitent la self H3 du transformateur de lignes et assurent le couplage entre les bobines lignes et la prise élévateur du primaire du transformateur THT.

CIRCUIT A FREQUENCE INTERMEDIAIRE

La fréquence de la porteuse MF vision 1^{re} chaîne est de 28,05 MHz et celle de la porteuse vision 2^e chaîne de 32,7 MHz.

La liaison FI entre le rotacteur et la base du transistor se fait par couplage capacitif. La self secondaire attaque la base du transistor AF181 destiné au réglage automatique de gain. Le C.A.S. est direct et les polarités sont telles que le gain diminue quand le courant du transistor augmente. Dans le circuit collecteur se trouve un filtre de bande. Un couplage par pont capacitif adapte l'impédance de ce filtre à la base du transistor suivant. La fréquence intermédiaire sélectionnée 39,2 MHz est prélevée au moyen d'un condensateur de 1,5 pF.

On trouve ensuite deux étages identiques dont les circuits parallèles amortis sont associés aux rejecteurs.

L'étage placé avant la détection est équipé d'un transistor AF121. La détection est couplée directement. On remarque à la base de l'enroulement secondaire un pont potentiométrique qui détermine le courant de repos, en l'absence de signal, du transistor BF109.

CIRCUIT DE CAG-FI

Les variations de la tension moyenne aux bornes de la résistance commune émetteur BF115, base BF109, sont envoyées après atténuation par P5 (résistance variable sur le circuit FI) sur la base du transistor PR3. Ce PR3 dont l'émetteur est à tension fixe, amplifie ces variations et commande la base de l'AF181 d'entrée.

Le fonctionnement est le suivant : soit une augmentation du signal d'entrée donc de la tension détectée ; le courant du BF115 augmente et, par conséquent, la tension aux bornes de la résistance d'émetteur, le potentiel d'émetteur s'éloigne de la masse, devient plus positif et est appliqué, après division convenablement dosée, à la base du PR3 qui se rapproche ainsi du potentiel de son émetteur. Le transistor se ferme, son courant collecteur diminue, la chute dans la résistance collecteur aussi. Le potentiel du collecteur PR3, donc la base AF181, s'approche de la masse, l'AF181 devient conducteur, son courant collecteur augmente, le gain diminue. L'augmentation de tension d'entrée est donc compensée par un affaiblissement du gain.

Le réglage de P5 dose l'efficacité du CAG et la sensibilité maximale.

CIRCUIT DE CAG HF

La nécessité de garder le meilleur rapport signal/bruit possible aux niveaux faibles conduit à ne faire agir le CAG sur les étages HF qu'à partir d'une certaine tension d'entrée. Ce seuil est obtenu de façon très simple dans le montage du transistor NR3.

La tension variable de commande est celle de l'émetteur de l'AF181 commandée comme on vient de le voir par le CAG FI.

Au fur et à mesure que le signal d'entrée augmente, l'émetteur de l'AF181 se rapproche de la masse (la chute dans la résistance de 1 000 Ω augmente par rapport au plus).

Tant que le potentiel de l'émetteur du NR3 reste supérieur à celui fixé par le pont de base, rien ne se passe, le transistor est bloqué, le collecteur est au + alimentation (pas de chute dans la 2,2 k Ω), les transistors HF ont leur courant de gain maximum. Le courant est déterminé au moyen des ponts 27 k Ω , 68 k Ω .

Si le signal d'entrée continue de croître et s'avère suffisamment fort pour que l'émetteur NR3 devienne négatif par rapport à sa base, le seuil est franchi, le transistor débite, le potentiel de collecteur s'abaisse et l'extrémité des ponts 27 k Ω 68 k Ω devient plus négative, les transistors HF voient augmenter leur courant, le gain HF diminue.

CIRCUIT F.I. SON

Comme pour la FI vision, les circuits employés admettent de larges tolérances et le remplacement éventuel des transistors dans chaque type ne met pas en cause la stabilité du montage.

Une bonne sélectivité son s'avérant nécessaire pour le réglage précis de l'oscillateur, d'une part, et pour la rejection, d'autre part, il a été prévu trois étages couplés faiblement à des circuits de bonne qualité.

Le CAG est du type classique. Les découplages et le blindage par bague ferrocube du transformateur détection son interdisent toutes actions nuisibles au bon fonctionnement (rayonnement et induction lignes entre autres).

CIRCUIT AMPLIFICATEUR BF

Ce circuit utilise quatre transistors montés de façon classique. Le PR3 est un préamplificateur, le PR4 un transistor driver attaquant le transformateur dépaseur 1208. Les bases des deux transistors AC128 montés en push-pull sont attaqués par des signaux d'amplitudes identiques, mais en opposition de phase. Le montage n'utilise pas de transformateur de sortie et permet d'obtenir en sortie une puissance maximum de 2 watts.

**

Tous les circuits sont câblés sur des plaquettes imprimées qui sont facilement accessibles.

Terminons cet article en précisant que la batterie assurant l'autonomie du téléviseur peut être facilement rechargée par un circuit incorporé mis en service par un poussoir.

NOTA

— Les tensions mentionnées sur les résistances sont celles mesurées aux bornes des dites résistances.

— les tensions indiquées dans un cercle sont positives et mesurées entre la masse et le point considéré.

— les tensions portant l'indication « S. Sig » sont mesurées sans signal.

ALIGNEMENT DES TÉLÉVISEURS AU WOBULOSCOPE

DANS l'alignement d'un téléviseur, le wobuloscope intervient lors du réglage des circuits « image », et notamment pour le réglage des transformateurs MF et autres circuits accordés connexes du canal « image ». Néanmoins, avant d'aborder ce travail, il est une coutume, une règle pratique, qui veut que l'on commence *tout d'abord* par le réglage des circuits MF « son ». Nous ne faillirons donc point à cette règle, et c'est par l'alignement de ces circuits que nous débuterons notre exposé.

Il nous faut donc disposer d'un générateur HF (hétérodyne) modulé ou non (en amplitude, à 400 Hz par exemple). La sortie de ce générateur, réglé sur la valeur MF « son » est reliée à la grille du tube changeur de fréquence du rotacteur. Tout comme pour un récepteur de radio, l'indicateur d'accord sera soit un outputmètre connecté sur le primaire du transformateur de sortie du haut-parleur (signal MF modulé), soit un indicateur cathodique d'accord genre 6AF7, EM85, etc.) dont la grille sera provisoirement reliée à la ligne de C.A.V. (signal MF modulé ou non).

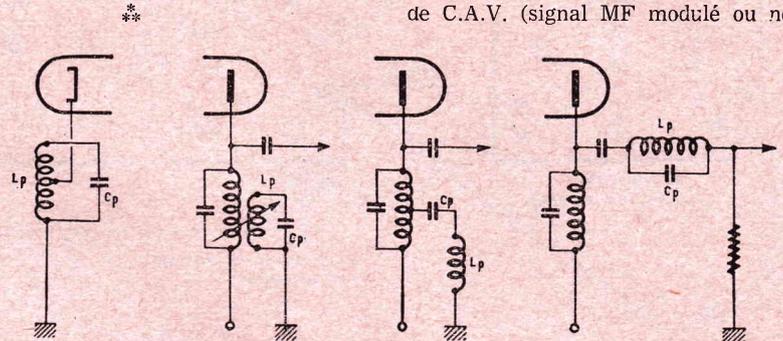


Fig. 1

ALIGNEMENT DES ETAGES MF « SON »

Les constructeurs fournissent dans les notices techniques de réglage les conditions dans lesquelles tel ou tel téléviseur doit être aligné, et notamment les *fréquences d'accord* des différents circuits. Il serait, en effet, vain de vouloir tenter l'alignement d'un téléviseur si l'on ne connaît pas avec précision ces indications, et plus particulièrement les valeurs des fréquences MF « son » et « image ». Connaissant au moins ces deux valeurs MF, nous pourrions alors commencer le travail.

On accorde alors successivement le secondaire, puis le primaire, du dernier transformateur MF ; ensuite le secondaire, puis le primaire du premier transformateur MF ; et enfin, le circuit capteur de son ; et ce, pour l'obtention de la déviation maximum de l'indicateur d'accord (outputmètre BF ou indicateur cathodique).

L'amplificateur MF « son » peut quelquefois comporter des circuits réjecteurs d'image ou réjecteurs de son du canal adjacent. Dans cette éventualité, il convient de régler le générateur HF successivement sur chaque

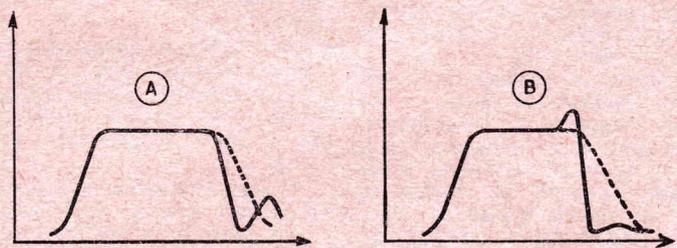


Fig. 2

Présentement, les valeurs MF normalisées sont les suivantes :

Standard français VHF 819 lignes

Image = 28,050 MHz ;

Son = 39,200 MHz.

Standard français UHF 625 lignes

Image = 32,700 MHz ;

Son = 39,200 MHz.

Mais il n'en a pas toujours été ainsi ; diverses valeurs MF furent utilisées et il est donc prudent de se reporter à la notice technique du téléviseur pour être absolument certain des fréquences de réglage.

Pour aligner la chaîne MF « son », on procède très exactement comme pour un récepteur de radio ordinaire ; seule la fréquence de réglage change : elle est de plusieurs mégahertz au lieu des 455 kHz habituels en radio.

fréquence de réglage de ces circuits que l'on accorde alors pour le *minimum* de tension de sortie ; pour mieux apprécier ces minima, une forte amplitude du signal issu du générateur est recommandée.

On peut ensuite re-vérifier et retoucher si besoin est, les réglages des transformateurs MF « son » normaux, comme il a été exposé précédemment (car, il y a parfois interaction entre les divers circuits).

**

REGLAGE DE L'OSCILLATEUR

Le réglage de l'oscillateur du changement de fréquence peut se faire en injectant à l'entrée « antenne » du téléviseur, un signal HF modulé dont la fréquence est égale à la fré-

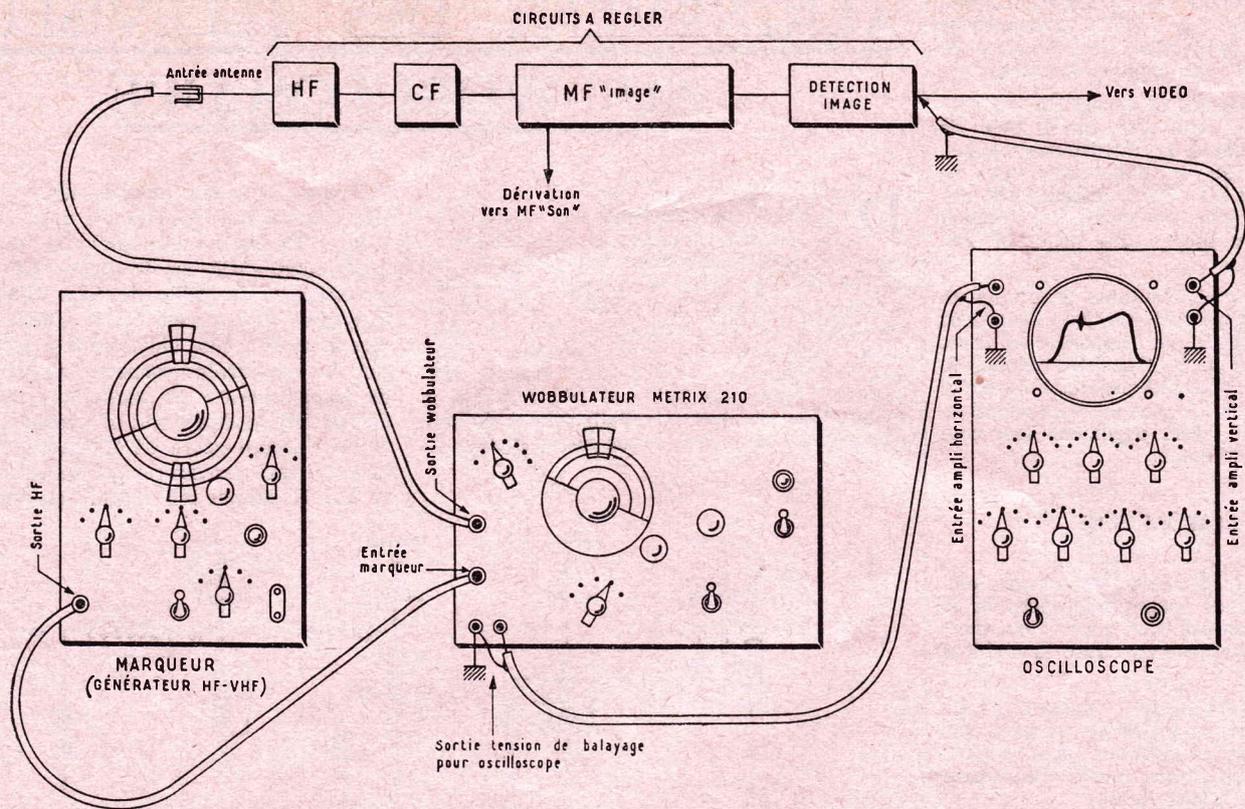


FIG. 3

quence porteuse « son » du canal de télévision à recevoir.

Supposons que le canal à recevoir soit le canal 12 (fréquence « image » = 212,85 MHz, fréquence « son » = 201,7 MHz). Le rotacteur est évidemment placé sur la position qui correspond au canal 12, et le signal HF modulé que nous devons injecter à l'entrée du téléviseur doit être réglé sur la fréquence 201,7 MHz (dans l'exemple choisi).

On ajuste alors le circuit de l'oscillateur, grâce au noyau réglable de la bobine (le bouton « réglage fin oscillateur » étant en position médiane) pour l'obtention de la déviation *maximum* de l'indicateur d'accord connecté comme précédemment (outputmètre de sortie BF ou indicateur cathodique commandé par la ligne de C.A.V.).

Néanmoins, comme ce réglage de l'oscillateur doit être *extrêmement précis*, il est recommandé de comparer la fréquence du signal du générateur à la fréquence de la porteuse « son » du canal considéré. Mieux même, pour faire l'accord de l'oscillateur avec précision, on pourra utiliser le signal « son » transmis par l'émetteur lui-même durant une mire; aucune erreur n'est alors possible.

**

ALIGNEMENT DES ETAGES MF « IMAGE » ET HF

L'alignement des étages MF « image » et des circuits HF, ainsi que la mise en forme de la courbe de la bande passante globale (de l'entrée à la détection) représentent évidemment le plus gros travail, le plus long et le plus délicat. De la réalisation correcte de cet alignement, dépend, dans une très grande proportion, la qualité de l'image reproduite.

Prenons le cas du standard français VHF à 819 lignes où les valeurs MF normalisées sont 39,2 MHz pour le son et 28,05 MHz pour l'image. Cette valeur MF « image » correspond à la fréquence « porteuse image » rayonnée par l'émetteur, après changement

de fréquence. Mais nous savons que la transmission de l'image nécessite et occupe toute la bande de fréquences de 11,15 MHz de large, comprise entre 28,05 et 39,2 MHz; il s'agit, on le sait, d'une transmission et d'une réception à bande latérale unique.

En conséquence, sur l'étage HF et l'étage CF, nous allons avoir des circuits dont les fréquences de réglage seront réparties entre la fréquence « porteuse son » et la fréquence « porteuse image » transmises par l'émetteur.

En outre, dans l'amplificateur MF « image », nous allons rencontrer des circuits dont les fréquences de réglage seront réparties entre la valeur MF « image » et la valeur MF « son ».

Si la notice technique se rapportant au téléviseur, indique *avec précision* toutes les diverses fréquences de réglage de ces circuits, il est possible d'envisager l'alignement de la voie « image » de la façon simple suivante :

Comme indicateur, on connecte un voltmètre à lampe à la sortie de la détection « image ».

Le générateur HF est connecté entre la grille du tube changeur de fréquence et la masse.

On procède à l'alignement en commençant par le dernier circuit MF. On règle le générateur sur la fréquence d'accord de ce circuit (indiqué par le constructeur) et l'on augmente la tension d'injection fournie par le générateur jusqu'à ce que la tension de sortie soit bien lisible sur le voltmètre à lampe.

On ajuste alors le réglage du circuit considéré pour l'obtention de la déviation maximum de l'aiguille du voltmètre.

Puis, on passe au circuit précédent. Le générateur est alors réglé sur la nouvelle fréquence d'accord de ce nouveau circuit, et l'on procède comme précédemment.

Et ainsi de suite, en « remontant » circuit par circuit, et en respectant bien chaque fois la fréquence d'accord du circuit considéré.

Notons que les maxima indiqués par le voltmètre à lampe sont toujours assez flous

(peu pointus), car les circuits à aligner sont toujours très amortis.

Quant aux réglages des circuits HF et CF (autres que l'oscillateur déjà réglé), on procède encore de la même façon; bien entendu le générateur HF est alors connecté à l'entrée « antenne » de l'appareil et il est réglé sur les fréquences élevées correspondant à chacun des circuits (fréquences indiquées par le constructeur pour un canal TV donné).

Il ne reste plus qu'à vérifier si la courbe de réponse « amplitude-fréquence » globale HF, CF, MF et détection est correcte. Pour cette vérification, il importe que le générateur HF présente une impédance de sortie égale à l'impédance d'entrée du téléviseur. Ensuite, nous injectons des fréquences HF modulées de diverses valeurs comprises entre la porteuse « son » et la porteuse « image » du canal TV considéré, et nous notons chaque fois la tension de sortie correspondante. On doit obtenir une courbe de réponse pratiquement plate pour toutes les fréquences de bande passante « image », avec des atténuations rapides de part et d'autre.

**

Ce procédé d'alignement, s'il peut être employé dans certains cas, est cependant loin d'être parfait. De plus, on risque de se heurter à de grosses difficultés. En effet, bien souvent (trop souvent, hélas!), on ne connaît pas les fréquences de réglage de tous les circuits MF et HF; les constructeurs fournissant ces renseignements sont rares! (On connaît tout juste les valeurs MF « son » « image »; le procédé ci-dessus n'est donc pas applicable.

Par ailleurs, on ne voit pas la forme de la courbe de la bande passante; il faut l'établir chaque fois sur un papier quadrillé, ce qui est un travail long et fastidieux. A chaque retouche sur un circuit, exécutée pour amener la bande passante à la forme convenable, il faut recommencer à tracer une nouvelle courbe; on ne voit pas immédiatement

qu'apporte cette retouche, si elle est nuisible ou favorable.

Pour obtenir une image de qualité, la pente de la courbe de la bande passante doit être très abrupte du côté de la fréquence « son » et au contraire, relativement plus douce du côté de la fréquence « porteuse image ». Pour obtenir un tel résultat, une telle forme, on utilise sur la plupart des montages, un certain nombre de pièges ou réjecteurs montés sur l'amplificateur MF « image ». Or, le problème des réjecteurs est beaucoup plus complexe qu'on ne le pense au premier abord.

Citons les quatre types de réjecteurs les plus connus. De gauche à droite sur la figure 1, nous avons les pièges Lp Cp :

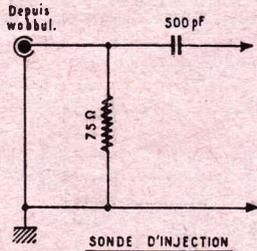


Fig. 4 a

- a) Cathodique provoquant une contre-réaction importante, donc une diminution de gain, sur la fréquence à rejeter ;
- b) A absorption parallèle ;
- c) A absorption série ;
- d) A circuit bouchon en liaison.

Ces pièges-réjecteurs sont ordinairement réglables par le noyau de la bobine.

Or, nous voulons insister ici, sur le fait suivant :

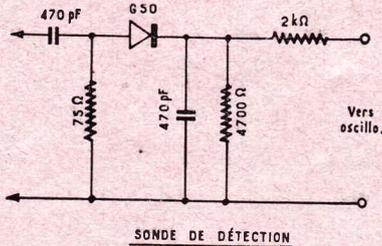


Fig. 4 b

Non seulement un piège élimine ou affaiblit la fréquence qu'on lui demande de rejeter, mais il déforme également la courbe de transmission du circuit sur lequel on le fait agir ; ceci est très important et il ne faut pas l'oublier.

- en A, la fréquence de rebondissement est plus élevée que la fréquence du piège ;
- en B, la fréquence de rebondissement est plus basse.

La courbe primitive est représentée en pointillés.

Lorsqu'il s'agit d'affaiblir le son à 11,15 MHz de la porteuse « vision » et si l'on se limite à une bande passante de 7 MHz par exemple, le problème est simple. Par contre, si l'on veut obtenir une image de qualité, d'où la nécessité d'une bande passante de 10 MHz environ, le problème est beaucoup plus ardu et les réglages bien plus complexes.

D'une manière générale, le procédé d'alignement exposé précédemment, ne permet pratiquement pas un réglage correct des circuits-réjecteurs ; on ne peut faire que du travail approximatif.

Si l'on veut un réglage parfait, il faut absolument voir ce que l'on fait, voir l'effet du réglage des divers circuits, voir la forme de la courbe de la bande passante globale.

Nous encourageons vivement nos lecteurs à procéder à des réglages corrects et parfaits, car l'œil est un organe difficile (beaucoup plus que l'oreille) et qui n'admet pas la médiocrité.

Pour des réglages bien faits, il nous faut un wobulateur, un oscilloscope et un marqueur.

REGLAGE AU WOBULATEUR

Il nous faut un wobulateur couvrant les valeurs des fréquences MF généralement utilisées et les valeurs des fréquences-porteuses « son » et « vision » des canaux HF ; le swing de la wobulation de fréquence doit être de 20 MHz pour le standard français.

Il nous faut un oscilloscope sur l'écran duquel s'inscrivent les courbes des étages ou la courbe de la bande passante globale. Parfois, le wobulateur et l'oscilloscope sont réunis dans un même appareil, appelé alors wobuloscope ; cela revient exactement au même.

Il nous faut enfin un marqueur qui n'est pas autre chose qu'un générateur HF/VHF dont la trace ou « pip » sur l'écran de l'oscilloscope indique le point de la courbe correspondant à la fréquence émise par ledit générateur.

La figure 3 montre l'installation et le branchement des appareils.

Réunir la sortie du wobulateur à l'entrée du téléviseur à régler à l'aide d'un câble coaxial de 75 Ω d'impédance.

Réunir l'entrée de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope à la sortie de la détection « image » à l'aide d'un fil très court, ou d'un bout de câble coaxial très court et à faible capacité.

Réunir l'entrée de l'amplificateur horizontal de l'oscilloscope aux bornes délivrant la tension de balayage issue du wobulateur.

Régler l'amplificateur horizontal pour que la trace du balayage couvre toute la largeur du tube.

Placer l'inverseur du wobulateur sur « contrôle phase ».

Régler le cadran principal du wobulateur sur la fréquence moyenne désirée et le swing de wobulation (ou largeur de balayage) sur 20 MHz (pour le standard français).

l'atténuateur) et sur le gain d'amplification verticale de l'oscilloscope.

Ces réglages permettent dans la quasi totalité des cas de disposer d'une courbe convenable sur le tube cathodique sans faire apparaître ni souffle, ni trace de saturation ; néanmoins, dans le cas où la division par 10 entre chaque saut de l'atténuateur serait trop grande, il est possible d'interpoler avec un atténuateur coaxial ordinaire de 10 dB (division à peu près égale à 3)

Superposer alors les deux traces obtenues sur l'oscillographe en manœuvrant le bouton « réglage phase » du wobulateur.

Parfaire le centrage de la courbe sur l'écran à l'aide du cadran principal « Fréquence moyenne ».

Retoucher, si nécessaire, l'amplification verticale de l'oscilloscope et le réglage de phase.

Commuter ensuite l'inverseur sur « utilisation » pour effectuer les mesures et les réglages des circuits du canal « images » du téléviseur.

Marquage dans la bande passante

Les gravures du cadran principal correspondent à la « fréquence moyenne », c'est-à-dire au point milieu de la trace lorsque le réglage de la phase est correct (traces superposées).

En règle générale, l'évaluation de la fréquence par ce procédé ne permet pas d'atteindre la précision voulue et l'emploi d'un « marqueur » s'impose. La tension du générateur HF/VHF de marquage doit être injectée sur la sortie du wobulateur, avant l'atténuateur à décade, par la douille coaxiale prévue à cet effet. Le « pip » apparaît sur la courbe de la bande passante ; il se déplace le long de cette courbe lorsqu'on manœuvre le réglage du générateur-marqueur ; ce « pip » permet de repérer avec exactitude, tel ou tel point de la courbe.

Pour éviter toute déformation de la courbe, il faut injecter une tension de marquage aussi faible que possible, compatible cependant avec une bonne visibilité du « pip » sur l'écran de l'oscillographe (voir fig. 3).

Lors de certains travaux pendant lesquels le téléviseur a sa sensibilité voisine du maximum, il se peut que les observations soient rendues délicates par la présence d'un rayonnement indésirable du signal wobulé, rayonnement causé par le câble réunissant le wobulateur au marqueur, et par le marqueur lui-même.

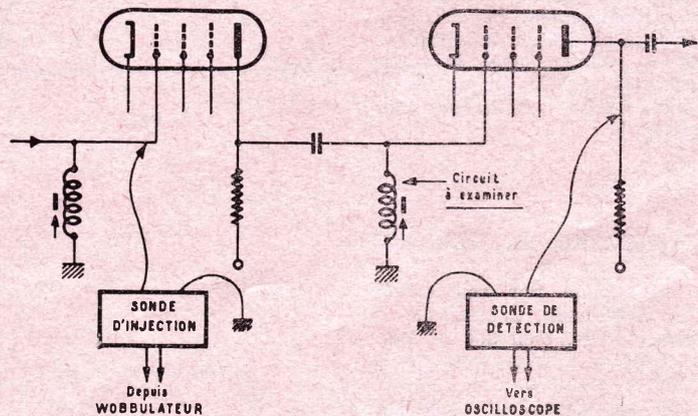


Fig. 5

La sensibilité du téléviseur étant en position moyenne, disons pour un contraste normal, faire apparaître sur l'écran de l'oscilloscope, la courbe de réponse en jouant simultanément sur le niveau de sortie du wobu-

Pour éviter ce phénomène, il suffit de ne pas relier le marqueur au wobulateur, et d'amener par un bout de fil quelconque connecté à la sortie du marqueur, le signal de marquage au voisinage des circuits d'entrée

rection placée à la sortie de la détection « image ».

Est-il besoin de dire qu'il suffit alors d'agir sur les noyaux de tous les circuits accordés, en commençant vers la détection et en remontant vers l'étage HF, de façon à obtenir :

- a) Une courbe aussi haute que possible (sensibilité et contraste) ;
- b) Une courbe aussi large et rectangulaire que possible : 9 à 10 MHz pour le standard français (finesse de l'image) ;
- c) Une courbe présentant une atténuation aux extrémités aussi rapide que possible, notamment du côté de la porteuse « son » ;
- d) Une courbe dont la partie plate soit aussi « plate » que possible (pas de bosses trop accusées) ;
- e) Une courbe centrée ou placée de telle sorte que le point de porteuse « image » soit correctement placé sur le flanc (le moins abrupt) avec une atténuation de 6 dB (condition indispensable du fait de la transmission et de la réception en bande latérale unique).

**

Pour le réglage des réjecteurs de son, il est recommandé d'injecter à l'entrée du canal MF « image » (sur la grille du tube changeur de fréquence) un fort signal modulé réglé sur la valeur MF « son ». On règle ensuite tous les réjecteurs de son placés dans la chaîne MF « image » pour l'obtention du

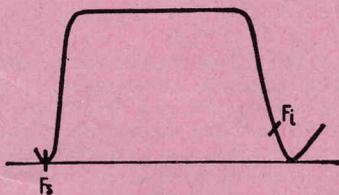


Fig. 11

signal *minimum* de sortie mesurée à l'aide d'un outputmètre ou d'un voltmètre électronique alternatif, par exemple, branché provisoirement à la sortie de la section vidéo-fréquence.

S'il existe des réjecteurs « bout de bande » ou autres réjecteurs de canaux adjacents, on procède exactement de la même façon, le signal injecté étant alors réglé sur les fréquences convenables pour ces réjecteurs.

Ensuite, on reprendra, encore une fois, tous les réglages des circuits MF (et éventuellement HF) de la chaîne « image ».

A titre documentaire, nous représentons sur la figure 6, l'exemple de réglage de la section MF « image » d'une platine commerciale (Vidéon SVN78) = MF « son » = 38,65 MHz, point de porteuse MF « image » = 27,5 MHz.

Au-dessus de chaque circuit MF « image », sont représentées la courbe de réponse individuelle de l'étage et la courbe de réponse globale (c'est-à-dire réponse de l'étage considéré et des étages faisant suite). On remarquera les pics de marquage, tout au long des courbes, indiquant les fréquences correspondantes.

On notera tout particulièrement, sur la courbe de réponse globale MF « image » (premier circuit MF) l'affaiblissement brutal vers la MF « son » à 38,65 MHz et le point de calage de la porteuse MF « image » à 27,5 MHz à -6 dB sur le flanc à pente plus douce de la courbe (ce point de calage étant extrêmement important, rappelons-le encore).

Ces valeurs MF (son et point de porteuse image) sont données pour la platine considérée. Actuellement, précisons de nouveau que les valeurs MF normalisées sont :

Standard français VHF 819 lignes :
Image = 28,5 MHz ; Son = 39,20 MHz.

Standard français UHF 625 lignes :
Image = 32,70 MHz ; Son = 39,20 MHz.

Ce qui ne change évidemment rien (aux fréquences près) aux opérations de réglage par elles-mêmes.

Sur UHF, on remarque que la valeur MF « son » est la même que sur VHF, mais que le point de porteuse image est déplacé ; la largeur de bande est moindre. Pour atteindre ce but, un filtre passe-bande, associé à un réjecteur, est généralement intercalé à la sortie du tuner UHF.

Le filtre rétrécit la bande passante à la largeur souhaitée et le réjecteur reforme le flanc de la courbe à la forme requise, flanc sur lequel nous avons le point MF porteuse-image à -6 dB.

Ceci est illustré graphiquement sur la figure 7 qui représente, en comparaison, la bande passante « image » à la sortie de l'amplificateur MF dans le cas des deux standards. C'est donc après une mise en forme correcte de la bande passante pour le standard VHF 819 lignes que l'on effectuera les réglages de filtres et réjecteur pour l'obtention de la bande passante convenable pour le standard UHF 625 lignes.

**

DEFAUTS DE LA BANDE PASSANTE INTERPRETATION DES COURBES

Jusqu'à présent, nous avons étudié le réglage des circuits « image » d'un téléviseur, la mise en forme correcte de la courbe de la bande passante. Que va-t-il se passer si cette courbe est incorrecte, si sa forme s'éloigne trop de la courbe idéale ?

Plusieurs cas peuvent se présenter et plusieurs phénomènes peuvent se manifester.

Reportons-nous à la figure 8 représentant la courbe de réponse globale HF + MF « image » d'un téléviseur. La largeur de la bande passante du récepteur peut être considérée comme étant la bande des fréquences comprise entre le point de calage de la fréquence porteuse « image » et le point qui lui est opposé sur l'autre flanc de la courbe.

La largeur A est la bande de fréquence séparant la fréquence porteuse « vision » de la fréquence porteuse « son » à l'émission (11,15 MHz dans le standard français VHF 819 lignes). La bande de fréquences B représente la largeur totale du canal (13,15 MHz dans le standard français d'émission 819 lignes).

Pour le moment, nous supposons que le point de fréquence porteuse « image » est correctement calé avec un affaiblissement de -6 dB sur le flanc de la courbe, par rapport au sommet.

Lorsque la bande passante est insuffisamment large, les détails de l'image sont flous ou même totalement absents, car l'amplification des fréquences élevées est réduite... ou même ces fréquences élevées ne « passent » pas du tout. C'est le cas d'une courbe telle que celle représentée sur la figure 9.

Par contre, si la bande passante était trop large, le « son » passerait dans l'image (barres sombres ou noires horizontales variables au rythme de la modulation traversant l'écran). D'ailleurs, plus on voudra faire une bande passante large, plus les réjecteurs de son devront être nombreux et efficaces pour l'obtention d'un flanc très abrupt de la courbe du côté de la porteuse « son ». Le tableau ci-dessous donne la résolution, c'est-à-dire le nombre de points à la ligne que l'on est en droit d'espérer pour une bande pas-

sante donnée (nombre de points lu sur la mire de résolution transmise par l'émetteur). Ce tableau est valable à condition :

- 1° Que l'émetteur lui-même transmette bien les résolutions maxima de la mire ;
- 2° Que la section vidéo-fréquence du téléviseur soit correcte, c'est-à-dire qu'elle n'arrête pas ce que la bande passante HF + MF laisse passer.

Bande passante en MHz	Mire
2,25	200
3,37	300
3,92	350
4,5	400
5,07	450
5,62	500
6,2	550
6,75	600
7,3	650
7,9	700
8,43	750
9	800
9,55	850

Il est bien évident, en effet, que le bon fonctionnement de la section vidéo conditionne, finalement, l'obtention d'une image de qualité. On ne manquera donc pas, au passage, de vérifier notamment la polarisation du tube vidéo et ses éléments de correction (bobines de correction entre détection et grille ; bobines de correction entre anode et tube cathodique ; condensateurs de cathode).

Si la fréquence porteuse « image » est calée au-dessus du point -6 dB, l'atténuation est insuffisante ; les fréquences basses sont suramplifiées (fig. 10). L'image n'est pas nette, les contours sont flous ; les « blancs » bavent sur les « noirs », et inversement. Il y a du traînage.

Si la fréquence porteuse « image » est calée au-dessous du point -6 dB (défaut inverse du précédent), l'atténuation est exagérée ; les fréquences basses sont trop affaiblies (fig. 11). La teinte des grandes surfaces se dégrade. En outre, si les détails sont bien reproduits, l'image présente un effet de plastique désastreux.

Comme nous le voyons, il importe donc également que le point de porteuse « image » soit judicieusement affaibli, et c'est l'atténuation à -6 dB qui donne les meilleurs résultats, compte tenu, par ailleurs, d'une bande passante suffisamment large, cela va de soi.

♣

S'il s'agit d'aligner des téléviseurs fonctionnant sur d'autres standards (autres que le standard français 819 lignes que nous avons pris comme exemple), il est bien évident que les procédés de réglage demeurent absolument les mêmes. On procédera donc rigoureusement de la même façon, *en tenant compte, cela va sans dire, de la largeur de bande généralement moindre ; se conformer, à ce point de vue, aux caractéristiques du standard considéré.*

Bibliographie :

Extraits de « Dépannage - Mise au point - Améliorations des Téléviseurs » (même auteur) ; Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris-2^e.

Roger A. RAFFIN

AMPLIFICATEURS D'ANTENNE BANDES I A V AVEC ACCORD PAR DIODES A VARIATION DE CAPACITÉ

Le développement de nouvelles diodes au silicium obtenues par diffusion a rendu possible la réalisation d'amplificateurs, mélangeurs et oscillateurs qui, à l'intérieur d'une bande de fréquences, allant d'environ 30 à 1 000 MHz, peuvent être accordés dans de larges limites, en utilisant ces diodes à réactance comme capacités variables d'accord de circuits oscillants.

Quels sont les avantages offerts par l'utilisation de diodes à réactance ou variation de capacité pour l'accord ?

Premièrement les circuits résonnants accordés au moyen de diodes à semi-conducteur peuvent l'être à distance, par la voie d'un simple circuit à courant continu c'est-à-dire sans commande mécanique.

Le deuxième avantage de l'accord par diode est la réduction sensible de l'encombrement des montages et la suppression totale de toute mécanique mobile, ce qui permet une technique de construction homogène, en circuit imprimé par exemple. Le troisième avantage de tous les circuits d'entrée accordés par diodes est la simplicité avec laquelle on peut effectuer la présélection des émetteurs.

Etant donné qu'à une fréquence de résonance déterminée du circuit à accorder correspond une capacité déterminée de la diode de réactance, donc aussi une tension de polarisation de celle-ci, on peut effectuer la présélection des émetteurs à recevoir à l'aide de petits potentiomètres connectés à l'alimentation en tension continue de la diode. Si, par pression sur une touche, on connecte le potentiomètre correspondant, donc la tension de polarisation de la diode, on recevra l'émetteur présélectionné.

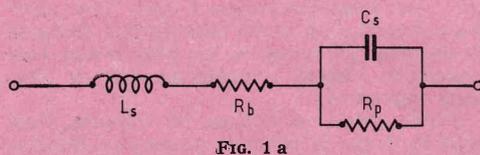


Fig. 1 a

GENERALITES SUR L'ACCORD DE CIRCUITS RESONNANTS PAR LES DIODES A REACTANCE

Considérons maintenant les diodes à réactance destinées à l'accord des circuits. Les diodes à capacité, au silicium, fabriquées d'après la méthode de diffusion sont, dans l'état actuel de la technique, les plus favorables. Comme matériau de base pour la fabrication de ces diodes, on utilise du silicium du type n la zone p étant obtenue par diffusion d'un matériau trivalent, tel que par exemple, le bore et l'aluminium. Comme on le sait, l'équilibre des charges régnant dans la zone p et la zone n, est perturbé dans la zone de transition située entre ces deux zones parce que, par suite de l'agitation thermique, des électrons se déplacent de la zone n. Une différence de potentiel, dite tension de diffusion U_{Diff} , en résulte entre la zone p et la zone n. $U_{Diff} \approx 0,7$ V dans le cas des diodes au silicium obtenues par diffusion.

Par l'application d'une tension de polarisation extérieure, les trous sont déplacés vers la zone p et les électrons vers la zone n. La

zone de transition s'appauvrit ainsi en porteurs de charges. L'épaisseur de cette zone de transition mauvaise conductrice dépend de la tension de polarisation appliquée.

La capacité d'une diode obtenue par diffusion dépend de la racine cubique de la tension de polarisation appliquée et de la tension de diffusion. La jonction agit comme diélectrique d'épaisseur variable qui séparerait les zones p et n correspondant aux plaques d'un condensateur.

La figure 1 a montre le schéma équivalent de la diode. Il se compose d'une inductance série des connexions L_s , d'une résistance R_b , et de la capacité de la jonction C_s , qui se trouve en parallèle sur une résistance de perte R_p . La résistance totale complexe de la diode est alors :

$$R_b = R_b + j\omega L_s + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_s}$$

A des fréquences élevées (à partir de quelques MHz) l'influence de R_p , c'est-à-dire la résistance différentielle due au courant inverse, est négligeable.

A des fréquences élevées, les pertes de la diode sont dues principalement à la résistance R_b . Celle-ci dépend de la résistance spécifique du silicium C_s , de la surface F de la pastille de silicium, de l'épaisseur d de la couche à haute résistance ohmique et de la largeur de la zone de transition ω . Pour obtenir la qualité désirée de la diode, l'épaisseur d doit être très petite, ce qui s'obtient très bien par diffusion.

Dans les cas considérés ici,

$$\frac{1}{R_p} \ll j\omega C_s$$

De cette manière, la résistance R_b est égale à la résistance série R_s , ce qui simplifie le schéma équivalent de la diode selon la fig. 1 b et pour la résistance totale complexe de la diode il vient :

$$R_s = R_b + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}$$

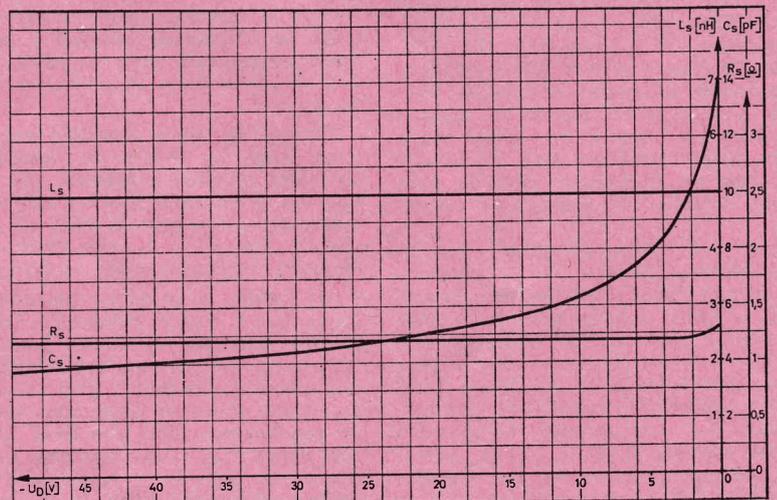


Fig. 2

La figure 2 montre les variations de la capacité de l'inductance L_s et de la résistance série R_s de la diode BA 121 Telefunken en fonction de la tension de polarisation $-U_d$.

Comme on le voit, l'inductance de la diode et la résistance R_b sont indépendantes de la tension à partir de $-U_d = 2$ jusqu'à 50 V.

Comme le montrent les schémas équivalents de diode (fig. 1 a et 1 b) la capacité de la diode C_s est en série avec l'inductance L_s qui opère aux fréquences élevées, une transformation de Cs.

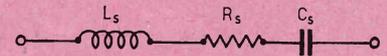


Fig. 1 b

Cette transformation peut être exprimée par la capacité équivalente $C's$, l'inductance des connexions extérieures pouvant alors être négligée en cas de connexions courtes.

$$C's = \frac{1}{\frac{1}{C_s} - \omega^2 L_s}$$

Contrairement au condensateur variable, $C's$ peut être considéré comme étant à peu près sans pertes jusqu'à des fréquences élevées lors de l'accord par diodes, une résistance de perte est ramenée sur le circuit. Elle dépend de la capacité de la diode C_s , de la résistance série R_s et la fréquence F_s , la largeur de bande de pertes B_0 sert de critère pour caractériser cet affaiblissement.

On calcule la largeur de bande de pertes des diodes à capacité en multipliant l'amortissement D par la fréquence centrale F_0 .

$$B_0 = D \cdot F_0$$

A des fréquences inférieures à 200 MHz, les largeurs de bandes de pertes des diodes jouent encore pratiquement aucun rôle. Dans ce cas, les largeurs de bande en charge sont en général, beaucoup plus grandes que les largeurs de bande de pertes. Dans la bande des ondes UHF par contre, les largeurs de bande de pertes ne sont plus négligeables. Celles-ci introduisent une perte d'amplificateur dans les étages accordés.

AMPLIFICATEURS D'ANTENNE BANDES I A V AVEC ACCORD PAR DIODES A VARIATION DE CAPACITÉ

Le développement de nouvelles diodes au silicium obtenues par diffusion a rendu possible la réalisation d'amplificateurs, mélangeurs et oscillateurs qui, à l'intérieur d'une bande de fréquences, allant d'environ 30 à 1 000 MHz, peuvent être accordés dans de larges limites, en utilisant ces diodes à réactance comme capacités variables d'accord de circuits oscillants.

Quels sont les avantages offerts par l'utilisation de diodes à réactance ou variation de capacité pour l'accord ?

Premièrement les circuits résonnants accordés au moyen de diodes à semi-conducteur peuvent l'être à distance, par la voie d'un simple circuit à courant continu c'est-à-dire sans commande mécanique.

Le deuxième avantage de l'accord par diode est la réduction sensible de l'encombrement des montages et la suppression totale de toute mécanique mobile, ce qui permet une technique de construction homogène, en circuit imprimé par exemple. Le troisième avantage de tous les circuits d'entrée accordés par diodes est la simplicité avec laquelle on peut effectuer la présélection des émetteurs.

Etant donné qu'à une fréquence de résonance déterminée du circuit à accorder correspond une capacité déterminée de la diode de réactance, donc aussi une tension de polarisation de celle-ci, on peut effectuer la présélection des émetteurs à recevoir à l'aide de petits potentiomètres connectés à l'alimentation en tension continue de la diode. Si, par pression sur une touche, on connecte le potentiomètre correspondant, donc la tension de polarisation de la diode, on recevra l'émetteur présélectionné.

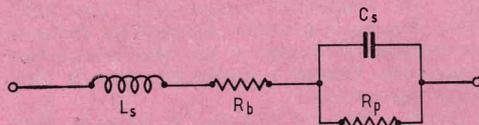


Fig. 1 a

GENERALITES SUR L'ACCORD DE CIRCUITS RESONNANTS PAR LES DIODES A REACTANCE

Considérons maintenant les diodes à réactance destinées à l'accord des circuits. Les diodes à capacité, au silicium, fabriquées d'après la méthode de diffusion sont, dans l'état actuel de la technique, les plus favorables. Comme matériau de base pour la fabrication de ces diodes, on utilise du silicium du type n la zone p étant obtenue par diffusion d'un matériau trivalent, tel que par exemple, le bore et l'aluminium. Comme on le sait, l'équilibre des charges régnant dans la zone p et la zone n, est perturbé dans la zone de transition située entre ces deux zones parce que, par suite de l'agitation thermique, des électrons se déplacent de la zone n. Une différence de potentiel, dite tension de diffusion U_{Diff} , en résulte entre la zone p et la zone n. $U_{Diff} \approx 0,7$ V dans le cas des diodes au silicium obtenues par diffusion.

Par l'application d'une tension de polarisation extérieure, les trous sont déplacés vers la zone p et les électrons vers la zone n. La

zone de transition s'appauvrit ainsi en porteurs de charges. L'épaisseur de cette zone de transition mauvaise conductrice dépend de la tension de polarisation appliquée.

La capacité d'une diode obtenue par diffusion dépend de la racine cubique de la tension de polarisation appliquée et de la tension de diffusion. La jonction agit comme diélectrique d'épaisseur variable qui séparerait les zones p et n correspondant aux plaques d'un condensateur.

La figure 1 a montre le schéma équivalent de la diode. Il se compose d'une inductance série des connexions L_s , d'une résistance R_b , et de la capacité de la jonction C_s , qui se trouve en parallèle sur une résistance de perte R_p . La résistance totale complexe de la diode est alors :

$$R_b = R_b + j\omega L_s + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_s}$$

A des fréquences élevées (à partir de quelques MHz) l'influence de R_p , c'est-à-dire la résistance différentielle due au courant inverse, est négligeable.

A des fréquences élevées, les pertes de la diode sont dues principalement à la résistance R_b . Celle-ci dépend de la résistance spécifique du silicium C_s , de la surface F de la pastille de silicium, de l'épaisseur d de la couche à haute résistance ohmique et de la largeur de la zone de transition ω . Pour obtenir la qualité désirée de la diode, l'épaisseur d doit être très petite, ce qui s'obtient très bien par diffusion.

Dans les cas considérés ici,

$$\frac{1}{R_p} \ll j\omega C_s$$

De cette manière, la résistance R_b est égale à la résistance série R_s , ce qui simplifie le schéma équivalent de la diode selon la fig. 1 b et pour la résistance totale complexe de la diode il vient :

$$R_s = R_b + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}$$

La figure 2 montre les variations de la capacité de l'inductance L_s et de la résistance série R_s de la diode BA 121 Telefunken en fonction de la tension de polarisation $-U_d$.

Comme on le voit, l'inductance de la diode et la résistance R_b sont indépendantes de la tension à partir de $-U_d = 2$ jusqu'à 50 V.

Comme le montrent les schémas équivalents de diode (fig. 1 a et 1 b) la capacité de la diode C_s est en série avec l'inductance L_s qui opère aux fréquences élevées, une transformation de C_s .

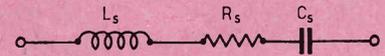


Fig. 1 b

Cette transformation peut être exprimée par la capacité équivalente $C's$, l'inductance des connexions extérieures pouvant alors être négligée en cas de connexions courtes.

$$C's = \frac{1}{1 - \omega^2 L_s C_s}$$

Contrairement au condensateur variable, $C's$ peut être considéré comme étant à peu près sans pertes jusqu'à des fréquences élevées lors de l'accord par diodes, une résistance de perte est ramenée sur le circuit. Elle dépend de la capacité de la diode C_s , de la résistance série R_s et la fréquence F_s , la largeur de bande de pertes B_0 sert de critère pour limiter cet affaiblissement.

On calcule la largeur de bande de pertes des diodes à capacité en multipliant l'amortissement D par la fréquence centrale F_0 .

$$B_0 = D \cdot F_0$$

A des fréquences inférieures à 200 MHz, les largeurs de bandes de pertes des diodes jouent encore pratiquement aucun rôle. Dans ce cas, les largeurs de bande en charge sont en général, beaucoup plus grandes que les largeurs de bande de pertes. Dans la bande des ondes UHF par contre, les largeurs de bande de pertes ne sont plus négligeables. Celles-ci introduisent une perte d'amplification dans les étages accordés.

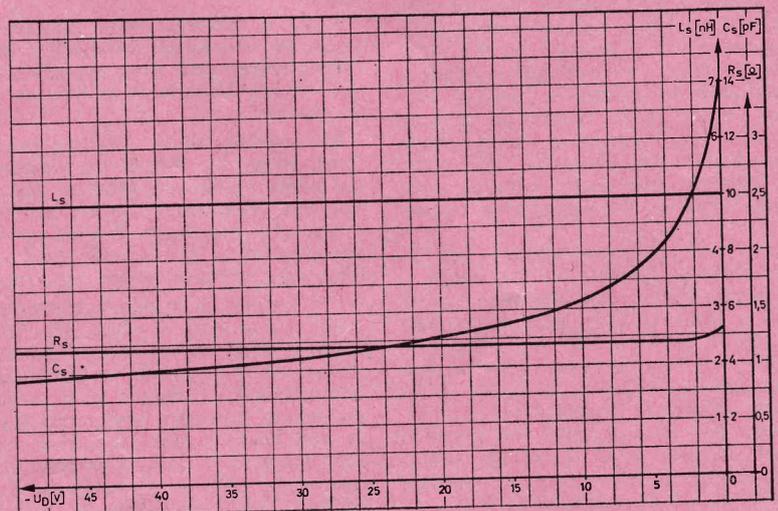


Fig. 2

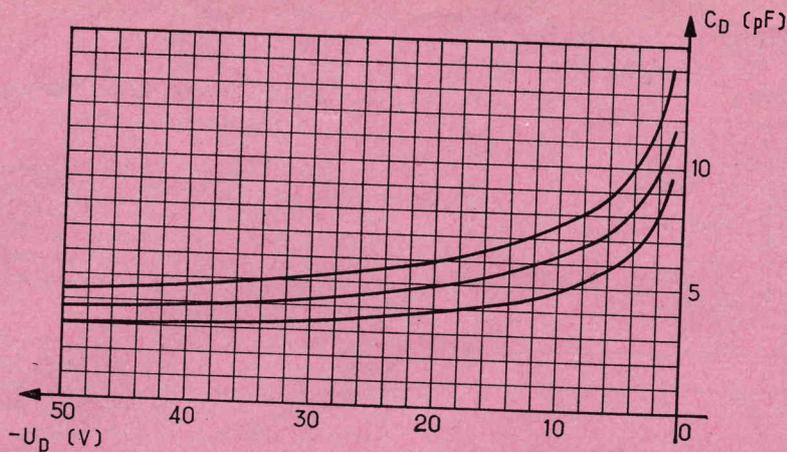


FIG. 3

Une autre difficulté résulte de la variation de la capacité de la diode C_s et de la résistance série R_s en fonction de la température.

La variation en fonction de la température de la capacité de la jonction est, entre autres, due au fait que la tension de diffusion U_{Diff} baisse au fur et à mesure que la température augmente. L'influence de cette variation sur la capacité de la diode est d'autant plus faible que la tension de diffusion est plus petite par rapport à la tension de polarisation. Pour cette raison, il est donc avantageux d'utiliser la diode d'accord aux plus grandes tensions de polarisation possibles. Pour une variation de température de 15°C , la capacité de la diode varie de $0,6\%$ à une tension de polarisation de 4 V , et d'environ $0,9\%$, à une tension de polarisation de 2 V .

La résistance série R_s , qui est déterminée aux fréquences plus élevées par la résistance R_b varie aussi en fonction de la température. Par suite de la variation négative de la résistance spécifique du matériau semi-conducteur et de la variation négative compensatrice de la résistance R_p , elle augmente ($f_s = 100\text{ MHz}$) d'environ 5% pour une augmentation de température de 15°C .

On doit tenir compte de ces influences de la température lors d'une compensation éventuelle en fonction de la température de tout le circuit. La compensation en fonction de la température de la capacité est essentiellement réalisée en compensant la variation de U_{Diff} .

En outre, il faut observer que, si l'on applique une tension alternative, la capacité moyenne des diodes d'accord varie par suite de l'allure non-linéaire de la capacité. Cette variation est d'autant plus grande que la tension alternative modulatrice est grande, et que le point de travail est bas. On peut donc indiquer comme règle approximative que la tension de polarisation ne doit pas descendre en dessous d'une valeur qui soit au moins le double de la tension alternative de crête maximum appliquée à la diode. L'effet est négligeable dans les oscillateurs d'entrée, mais il cause des difficultés dans les oscillateurs et les étages mélangeurs auto-oscillants.

COMMANDE UNIQUE EN CAS DE PLUSIEURS CIRCUITS RESONNANTS ACCORDES PAR DIODES

Dans la plupart des montages, tels que par exemple les amplificateurs d'antenne à plusieurs étages, les tuners de TV, etc., il s'agit non seulement de pouvoir accorder un circuit dans la gamme de fréquences désirée, mais aussi de pouvoir dans la plupart des cas, accorder plusieurs circuits en synchronisme dans une gamme de fréquences déterminée.

Examinons maintenant le problème de la commande unique à la lumière de l'exemple de deux circuits résonnants, à lignes coaxiales $\lambda/4$, qui doivent être accordés de manière continue, en synchronisme, sur la bande IV (470 à 606 MHz), au moyen de diodes BA 121

Supposons d'abord, pour simplifier que les deux diodes soient des exemplaires moyens, c'est-à-dire que la capacité $C_s = 10\text{ pF}$ à $-U_D = 2\text{ V}$. Etant donné que toutes les diodes BA 121 suivent très exactement la fonction

$$C_s = C_1 \cdot \sqrt{\frac{U_1 + U_{Diff}}{U_2 + U_{Diff}}}$$

$$C_2 = C_s \text{ à } U_2$$

$$C_1 = C_s \text{ à } U_1$$

U_{Diff} = Tension de diffusion

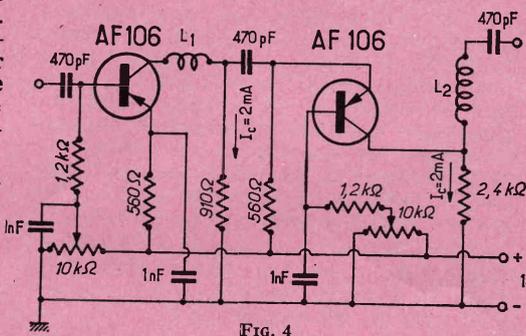


FIG. 4

les variations des capacités des deux diodes moyennes en fonction de la tension de commande sont pratiquement identiques et la commande unique ne présente aucune difficulté. Par contre, pour les diodes dont les variations de capacité quoique suivant la même loi, mais

qui possèdent des capacités initiales différentes à une tension de polarisation fixe, par exemple $-U_D = 2\text{ V}$, le problème est différent. La figure 3 montre la variation de la capacité de la diode moyenne ainsi que les variations des diodes à tolérances extrêmes.

Si plusieurs circuits doivent être accordés en synchronisme, la condition préliminaire est que les courbes de la figure 3 puissent être amenées en coïncidence au point de vue du circuit résonnant. On obtient ce résultat de la façon suivante : le circuit est déterminé de façon à ce qu'il soit accordé sur la plus haute fréquence de résonance désirée, en cas d'utilisation d'une diode $C_D = 3\text{ pF}$ à $-U_D = 50\text{ V}$.

Un deuxième circuit, qui est, dans le cas le plus défavorable, équipé de la diode à la plus forte capacité ($C_D = 4,5\text{ pF}$ à $-U_D = 50\text{ V}$) peut alors être accordé en synchronisme avec le premier circuit en connectant la diode sur une prise du deuxième circuit. Cette adaptation est réglée de telle façon que la capacité $C_D = 4,5\text{ pF}$ apparait transformée au circuit avec seulement $C_D' = 3\text{ pF}$.

Dans ce cas, et puisque la relation précédente est valable pour toutes les diodes BA 121, la variation de la capacité de la diode, telle qu'elle apparait transformée aux bornes du circuit résonnant est identique à la variation de capacité de la plus faible diode connectée en tête de son circuit résonnant.

Ce couplage variable des diodes aux circuits résonnants est particulièrement facile à réaliser dans la bande UHF. Pour ce faire, on équipe par exemple les conducteurs intérieurs des circuits résonnants coaxiaux $\lambda/4$ de petits curseurs mobiles auxquels sont connectées les diodes. Pour réaliser l'alignement, on applique un générateur wobulé à la fréquence la plus élevée et les diodes sont déplacées, à une tension de polarisation fixe, jusqu'à ce que l'alignement soit réalisé à la fréquence la plus élevée.

Dans ce cas et à la condition que les inductances des circuits soient égales et que les conducteurs intérieurs des circuits résonnants coaxiaux soient égaux, l'alignement des circuits est maintenu sur toute la gamme prévue. L'équation reliant C_1 à C_2 est aussi valable pour toutes les valeurs transformées C_1' et C_2' parce qu'elle ne dépend que de la racine cubique dans l'équation, racine qui n'est pas touchée par la transformation. La condition supplémentaire à remplir est que toutes les capacités fixes transformées en tête du circuit, ainsi que les capacités de couplage puissent être rendues égales (par exemple à l'aide de trimmers).

En exemples d'application d'un accord par diodes, nous décrirons plus loin des amplificateurs d'antenne accordés à distance.

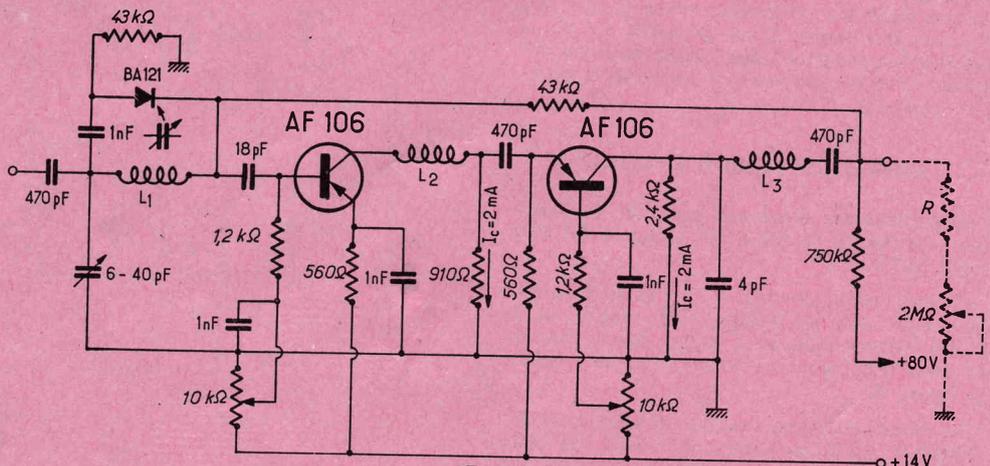


FIG. 5

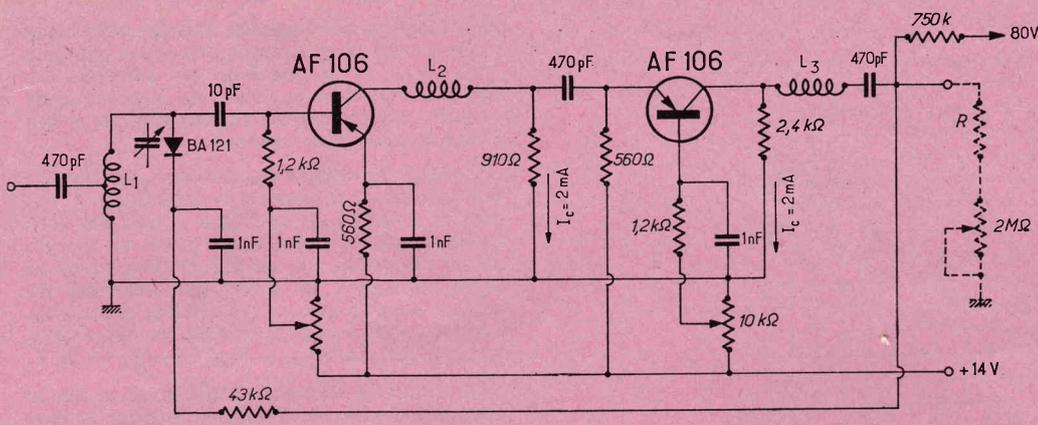


Fig. 6

AMELIORATION DE LA RECEPTION PAR LES AMPLIFICATEURS D'ANTENNE

Les caractéristiques de bruit d'une installation de réception, comprenant la ligne de transmission entre l'antenne et le récepteur, ainsi que le récepteur lui-même, sont très défavorablement influencés par l'affaiblissement de la ligne de transmission.

Si l'on considère à ce sujet la ligne de transmission (impédance caractéristique Z) qui doit être adaptée d'un côté à l'antenne et de l'autre au récepteur, comme quadripôle passif ayant l'affaiblissement D , ce quadripôle réduit la puissance du signal parvenant au récepteur en proportion de son affaiblissement. Etant donné que les caractéristiques de bruit du récepteur restent inchangées lorsque le récepteur est précédé d'une ligne de transmission d'antenne, le rapport signal/bruit à l'entrée du récepteur se dégrade.

Le facteur de bruit, c'est-à-dire le quotient du rapport signal/puissance du bruit du récepteur et du rapport signal/bruit de l'antenne, subit donc, du fait d'une ligne à affaiblissement qui précède le récepteur, une altération par rapport à sa valeur initiale qui correspond à l'affaiblissement de la ligne.

Une amélioration sensible des caractéristiques de bruit d'une installation de réception peut être obtenue en insérant un amplificateur entre l'antenne et la ligne de transmission antenne-récepteur.

L'inconvénient de tels amplificateurs d'antenne est qu'ils doivent, dans la plupart des cas, être accordés sur un canal déterminé dans la bande de fréquences à recevoir.

Des amplificateurs à large bande ne peuvent, dans la plupart des cas, pas être utilisés dans les bandes I à III à cause du risque de transmodulation particulièrement grand par d'autres émetteurs. Dans la bande IV ou V, des amplificateurs à large bande couvrant une bande complète ne peuvent par contre, guère être réalisés.

AMPLIFICATEURS D'ANTENNE

Amplificateurs d'antenne pour les bandes I (47 à 68 MHz), II (87 à 104 MHz) et III (175 à 223 MHz).

Comme point de départ des amplificateurs d'antenne dans les bandes VHF et FM, on a utilisé l'amplificateur à large bande équipé de deux transistors AF 106, comme le montre la figure 4.

Le premier de ces transistors fonctionne en émetteur commun parce que dans ce cas, l'adaptation pour un maximum de gain en

puissance, et l'adaptation pour un facteur de bruit optimum, sont plus proches l'une de l'autre. Le signal d'entrée parvient, par une capacité de séparation à la base du premier transistor. Entre le collecteur du premier transistor fonctionnant en base commune non neutrodynée, pour obtenir une plus forte amplification de puissance, se trouve inséré un circuit en H. Ce circuit se compose de la capacité du collecteur du premier transistor de l'inductance L_1 et de la capacité d'entrée du deuxième transistor. Selon le choix de L_1 , il est possible de fixer la gamme de fréquences de l'amplificateur. Dans l'amplificateur décrit ici, l'inductance L_1 est déterminée de telle façon que la fréquence de coupure supérieure se trouve à environ 230 MHz. L'adaptation à la sortie est obtenue au moyen de l'inductance L_2 .

Toutes les autres résistances et capacités servent à l'alimentation des transistors ou à la séparation en courant continu ou en découplage HF. L'emploi de cet amplificateur à large bande comme amplificateur d'antenne pour les bandes I, II, III n'est pas à conseiller parce que l'entrée de l'amplificateur peut être surchargée par des signaux de télévision et radiodiffusion FM, et même par des ondes courtes reçues par l'antenne ou par le câble, et il en résulterait de la transmodulation.

Pour éviter ces inconvénients, à l'entrée de l'amplificateur pour la bande prévue, se trouve un circuit résonnant accordé par la diode à variation de capacité BA 121.

Tous les circuits accordés électroniquement des amplificateurs qui sont décrits ici sont déterminés de telle façon qu'ils peuvent être accordés dans la gamme déterminée par toutes les diodes du type utilisé, dans les limi-

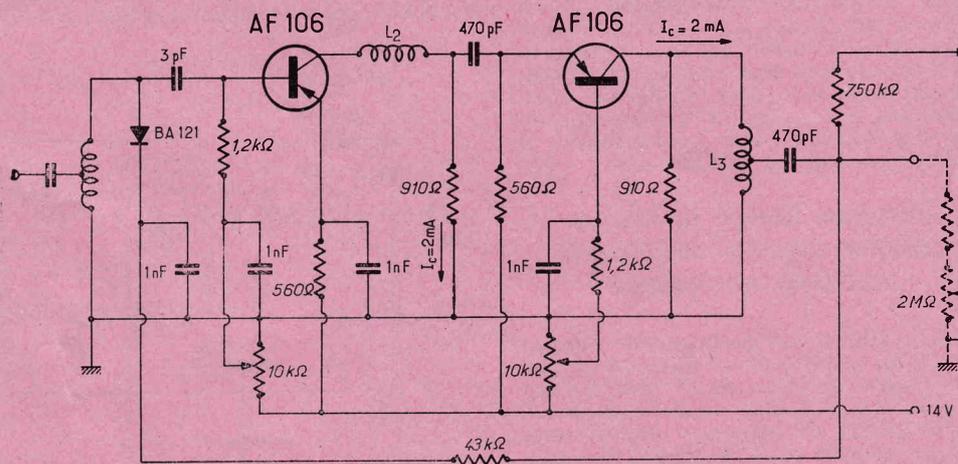


Fig. 7

tes de tension de polarisation de $-U_1 = 50$ au maximum jusqu'à $-U_2 = 2$ V au minimum.

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE POUR LA BANDE I

La figure 5 montre, en partant du schéma la figure 4 (amplificateur à large bande), l'amplificateur pour la bande I (47 à 68 MHz). Le circuit d'entrée se compose de l'inductance L_1 et de la diode BA 121. Une capacité de séparation de 1 nF se trouve encore insérée dans le circuit.

La tension réglable de commande de diode parvient à celle-ci par deux résistances de séparation de 43 kΩ. Elle est prélevée sur un diviseur de tension composé d'une résistance de 750 kΩ et d'un potentiomètre de 2 MΩ. Le diviseur est alimenté par une tension de + 80 V en provenance d'un bloc d'alimentation. Afin de pouvoir effectuer l'accord à distance le potentiomètre de 2 MΩ et la résistance de garde (en pointillé sur le schéma) se trouve du côté récepteur.

L'adaptation de l'entrée est ajustée au moyen du trimmer de 6 à 40 pF. L'adaptation ne peut pas être réalisée par une prise de la bobine, c'est-à-dire inductivement, étant donné que la capacité d'entrée du transistor en série avec la capacité de couplage de 18 pF se trouverait ainsi en parallèle sur le circuit accordé, et il en résulterait une couverture de gamme bande I (47 à 68 MHz) insatisfaisante. Afin d'obtenir une amplification constante que possible dans la bande I, le circuit d'adaptation en H entre le premier et le deuxième transistor a été déterminé de telle façon que la fréquence de coupure supérieure de l'amplificateur, sans circuit d'entrée, se trouve à environ 80 MHz.

L'adaptation de la sortie a été, comme pour l'amplificateur à large bande déjà décrit, réalisée au moyen de l'inductance L_3 .

$$d'obtenir un T.O.S. S = \frac{U_{max}}{U_{min}} < 4, \text{ il a}$$

nécessaire de brancher une capacité de 4 pF en parallèle sur la capacité de sortie du deuxième transistor.

L'amplification de puissance V_L de l'amplificateur est de $20,5 \pm 1,5$ dB. Le facteur de bruit F est $< 5,5$. Le taux d'ondes stationnaires s est de $< 2,5$ à l'entrée et < 4 à la sortie. La largeur de bande du circuit d'entrée est d'environ 15 MHz.

$L_1 = 9$ spires 0,5 mm Cu, noyau M4 la

$L_2 = 13$ spires 0,6 mm Cu, noyau M4 FR1 rouge
 $L_3 = 13$ spires 0,6 mm Cu, sans noyau
 \varnothing de $L_1, L_2, L_3 = 5$ mm.

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE POUR LA BANDE V

La figure 6 montre le schéma de l'amplificateur d'antenne pour la bande II (87 à 104 MHz). Ce schéma est basé sur celui de l'amplificateur à large bande selon la fig. 4. Le circuit d'entrée se compose de l'inductance L_1 et de la diode BA 121. L'adaptation de l'entrée est réalisée par le choix d'une prise convenable sur l'inductance L_1 .

La tension de commande parvient à la diode à travers une résistance de séparation de 43 k Ω .

La fréquence limite du circuit en H inséré entre le premier et le deuxième transistor se trouve à environ 120 MHz. L'amplification de puissance de cet amplificateur est d'environ $22 \pm$ dB. Le facteur de bruit est inférieur à 5,2 et le taux d'ondes stationnaires à l'entrée est inférieure à 1,3. La largeur de bande du

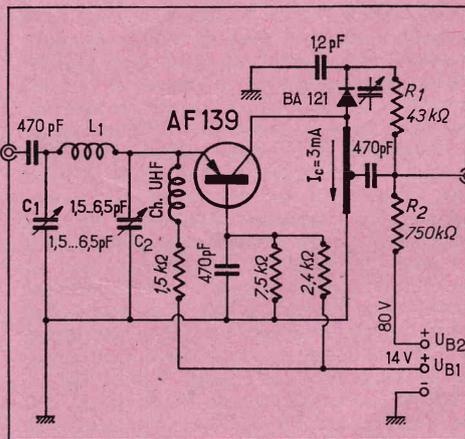


FIG. 8

circuit d'entrée est d'environ 4 MHz. Indépendamment de l'accord du circuit d'entrée, l'amplification reste ainsi toujours plus grande que 1 dans la bande II, ce qui facilite le choix de l'émetteur au récepteur.

$L_1 = 9$ spires 0,8 mm Cu argenté. Prise à 1 spire. Noyaux M4 laiton
 $L_2 = 16$ spires 0,6 mm Cu, sans noyau
 $L_3 = 8$ spires 0,8 mm Cu argenté, sans noyau.
 \varnothing de $L_1, L_2, L_3 = 5$ mm.

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE POUR BANDE III

La figure 7 donne le schéma de l'amplificateur pour la bande III (175 à 223 MHz). Le circuit d'entrée est analogue à celui de l'amplificateur pour la bande II. Il se compose de l'inductance L_1 et de la diode BA 121. L'adaptation de l'entrée est ici réalisée aussi par le choix d'une prise convenable sur L_1 . La fréquence de coupure du circuit en H inséré entre le premier et le deuxième transistor se trouve à environ 250 MHz. A la sortie du deuxième transistor se trouve un circuit résonnant à large bande accordé sur le centre de la bande. Ce circuit se compose de l'inductance L_2 et de la capacité de sortie du deuxième transistor. Afin d'avoir la largeur de bande nécessaire, ce circuit est amorti par une résistance de 910 Ω . L'adaptation de la

sortie est obtenue par le choix d'une prise convenable de L_2 . L'amplification de puissance est d'environ 20 ± 3 dB. Le facteur de bruit est inférieur à 2,8. La largeur de bande du circuit d'entrée est d'environ 12 MHz.

AMPLIFICATEURS D'ANTENNE POUR LES BANDES IV ET V

On utilise comme amplificateurs d'antenne dans la bande UHF, selon l'amplification totale ou selon la longueur de la ligne de transmission entre l'antenne et le récepteur, des amplificateurs à un ou à deux étages équipés du transistor AF 139. Comme on ne peut guère réaliser ici sans grande perte d'amplification des circuits de sortie à bande suffisamment large (la gamme de fréquences de la bande IV s'étend par exemple de 470 à 606 MHz), les circuits de sortie des amplificateurs pour la bande des UHF sont accordés au moyen de diodes à variation de capacité. Le risque d'intermodulation est moindre sur le type de l'antenne UHF et sur le réseau d'émission moins dense. Le circuit d'entrée peut être réalisé en H, à large bande, tel qu'on le connaît déjà des tuners TV UHF.

La figure 8 montre le schéma d'un amplificateur à un étage pour la bande IV. Le transistor T fonctionne en base commune. Le signal d'entrée parvient à l'émetteur du transistor par une capacité de séparation et le circuit en H composé de L_1, C_1 et C_2 .

$L_1 = 1$ spire 0,6 mm Cu argenté $\varnothing 4$ mm.

Un circuit résonnant coaxial $\lambda/4$ ($Z = 200 \Omega$) court-circuité d'un côté constitue la charge du collecteur du transistor T. La diode à variation de capacité D est raccordé à l'extrémité libre de ce circuit. L'une des extrémités de cette diode est mise au potentiel du boîtier par le conducteur intérieur du circuit résonnant coaxial et l'autre extrémité de la diode est mise à la masse au point de vue HF par 1,2n F. La tension de polarisation réglable parvient à la diode par une résistance de séparation de 43 k Ω . Cette tension est prélevée sur le diviseur de tension, composé des résistances R_2 et R_3 , ainsi que du potentiomètre R_4 utilisé pour l'accord. Le potentiomètre d'accord R_4 est monté du côté du récepteur

de bruit est de 3,9 à 470 MHz et environ 6 à 606 MHz. Le circuit d'entrée en π est accordé de telle façon qu'une adaptation de puissance approximative est réalisée au centre de la bande, le taux d'ondes stationnaires

$$S = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \text{ restant } \leq 2,4.$$

Si la réduction du bruit obtenue avec l'amplificateur à un étage est encore trop petite, par exemple en cas de longues lignes de transmission, on peut utiliser l'amplificateur d'antenne à deux étages pour la bande IV tel que représenté sur la figure 9. Comme indiqué dans le schéma, cet amplificateur se compose de deux transistors T1 et T2 en base commune, dont chacun des circuits de collecteur est accordé par une diode à variation de capacité.

Comme nous l'avons déjà vu, le problème de la commande unique des deux circuits de sortie des transistors T1 et T2 est résolu par une adaptation réglable des diodes aux conducteurs intérieurs du circuit résonnant coaxial $\lambda/4$, les capacités des diodes transformées en tête des circuits peuvent, à une tension de polarisation fixe, être rendues égales.

L'attaque du deuxième étage s'effectue au moyen d'une boucle L_K couplée au circuit de sortie $\lambda/4$ du premier étage. Par ailleurs, l'amplificateur à deux étages est analogue à l'amplificateur à un étage. $L_1 = 1$ spire 0,6 mm Cu argenté $\varnothing 4$ mm.

L'amplification de puissance de cet amplificateur est de $19,3 \pm 1,3$ dB. Le facteur de bruit varie entre 4,7 et 6,7 et le taux d'ondes stationnaires est, à l'entrée $\leq 2,8$.

L'amplificateur d'antenne pour la bande V a été également réalisé à deux étages. Son schéma correspond à celui de l'amplificateur à deux étages pour la bande IV (fig. 9). Comme diode d'accord pour cet amplificateur, on utilise une diode d'accord UHF BAY 70 qui à la même tension de polarisation, présente environ la moitié de capacité C_s et une résistance série R_s double de la diode BA 121. (Comme la résonance série de la BAY 70 est plus élevée que celle de la BA 121, la première est plus intéressante pour l'accord aux fréquences élevées.)

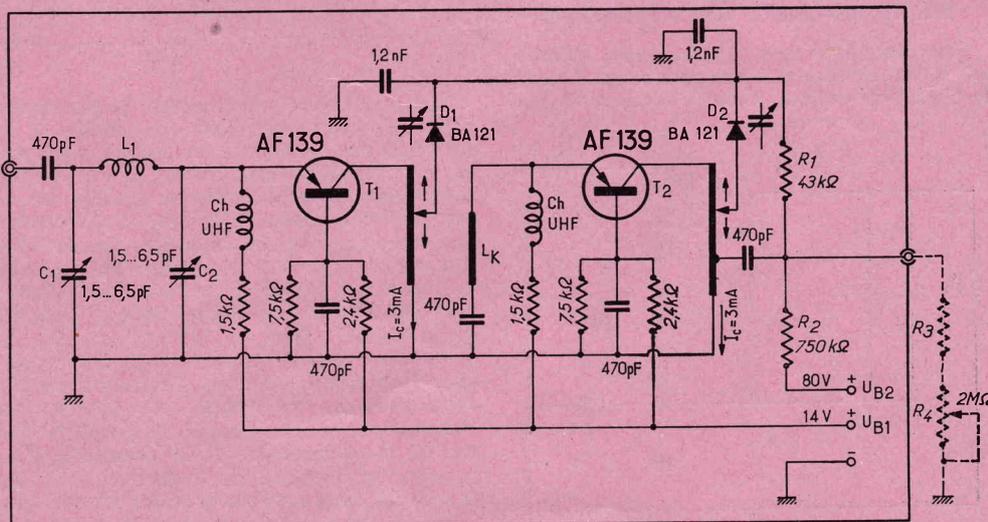


FIG. 9

ainsi que la résistance de garde R_3 entre les conducteurs intérieurs et extérieur du câble de transmission.

L'amplification de puissance de cet amplificateur est d'environ 10 ± 1 dB. Le facteur

L'amplification de puissance de cet amplificateur est de 18 ± 3 dB. Le facteur de bruit F est inférieur à 6,2 et le taux d'ondes stationnaires du côté d'entrée est inférieur à 3.

(D'après une documentation Telefunken.)

LES PROBLÈMES DE STABILISATION DANS LES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Si l'on examine les circuits à transistors, on y rencontre dans la plupart des cas, une résistance disposée en série avec l'émetteur. Son rôle consiste essentiellement à stabiliser les courants du collecteur. Elle réduit les effets de dispersion des facteurs d'amplification de courant et du courant base-collecteur, sur le point de fonctionnement. Cependant son rôle le plus important est la stabilisation du circuit en face des variations de la température, puisque les caractéristiques des transistors dépendent beaucoup de celles-ci. Une augmentation de la température du cristal de 9 degrés C a tout d'abord pour effet de doubler le courant. Aussi doit-on faire attention, même dans les appareils de type domestique, à l'influence thermique. La gamme de température que l'on doit prévoir pour des conditions normales d'utilisation du récepteur s'étend de -10°C à $+50^{\circ}\text{C}$ approximativement. De plus, il faut tenir compte de la chaleur intérieure due à la dissipation du transistor même qui, avec la température ambiante, influence la température du cristal. Pour les transistors au germanium, la limite de température du cristal, qui est indiquée en général comme « température de la jonction T_j » est voisine de 75°C ou de 90° .

Dans les circuits à transistors, l'exigence de la stabilité thermique est la plus importante. La qualité essentielle est une variation aussi limitée que possible du point de travail avec les variations de température, et on doit accorder une attention particulière à la température limite du cristal qui, en aucun cas, ne doit être dépassée, même dans les conditions ambiantes les plus défavorables.

STABILISATION THERMIQUE ET DU COURANT DE DISPERSION

Une disposition très simple, mais efficace, est la stabilisation par une résistance R_E dans le circuit d'émetteur. Celle-ci correspond à la

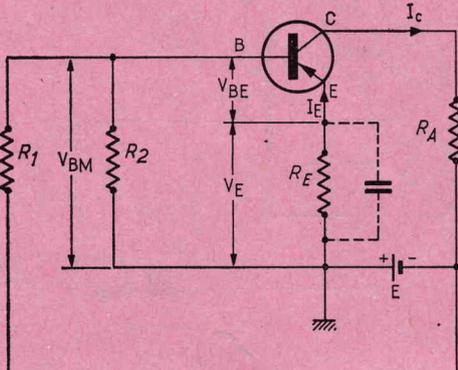


Fig. 1

résistance cathodique dans la technique des circuits à lampe, et agit comme une impédance commune aux circuits d'entrée et de sortie, déterminant une réaction négative.

La polarisation de base est prélevée, comme d'habitude par un diviseur de tension R_1 - R_2 , qui est alimenté par la tension E . La tension

mesurée entre le point milieu du diviseur et la masse doit être supérieure à la chute de tension V_{BE} , aux bornes de la résistance d'émetteur, de la valeur de la tension continue base-émetteur, puisque la polarisation de base a le même sens que la tension continue de collecteur. La tension continue base-émetteur qu'on obtient par la différence entre la polarisation de base V_{BM} et la tension d'émetteur V_E détermine le point de travail. Le courant de repos de collecteur I_C dépend directement de cette tension. Selon la figure 1, on a :

$$E = V_{BM} - V_E = V_{BM} - I_E \cdot R_E$$

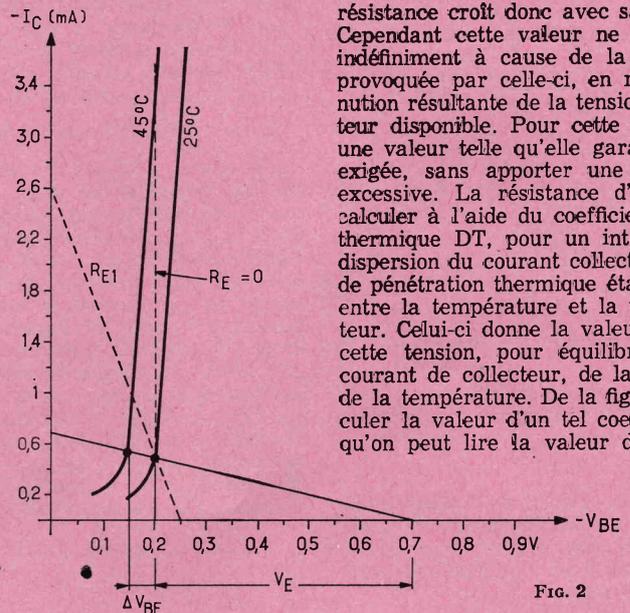


Fig. 2

Dans cet exposé, on considère la tension de base V_{BM} constante. Ceci est valable à la condition que le diviseur de tension n'ait pas une résistance trop élevée, et que le courant résiduel base-émetteur ne modifie pas la polarisation de base. Si le courant d'émetteur I_E s'élève par effet de dispersion ou par effet thermique, la tension V_E s'élève aussi simultanément aux bornes de la résistance d'émetteur. La tension V_{BE} base-émetteur diminue de la même valeur, ce qui a pour effet de compenser l'augmentation du courant émetteur. Pour éviter une perte d'amplification par contre-réaction, on place, en général, un condensateur électrolytique en parallèle sur R_E . Le fonctionnement de la stabilisation de courant est évidente sur la figure 2. Sur les caractéristiques sont représentées les rapports entre le courant de collecteur et la tension base-émetteur pour deux conditions différentes de température 25° et 45° . Dans ce cas, avec une précision excellente, on peut poser $I_E = I_C$ si $I_C > I_B$. Deux droites représentent l'effet de stabilisation pour deux valeurs différentes de R_E . Leur inclinaison se déduit de la relation :

$$V_{BE} = V_{BM} - I_E \cdot R_E$$

Leur point de rencontre avec les deux caractéristiques détermine la valeur du courant collecteur pour les températures assignées. Sans résistance d'émetteur, le courant de collecteur s'élèverait de 0,5 à 2,8 mA pour une variation de courant à 1 mA de 20°C . La résistance de $100\ \Omega$ limite la variation du courant à 1 mA tandis que la résistance de $1\ \text{k}\Omega$ limite à 0,55 mA. L'effet stabilisant de la résistance croît donc avec sa valeur ohmique. Cependant cette valeur ne peut pas s'élever indéfiniment à cause de la chute de tension provoquée par celle-ci, en raison de la diminution résultante de la tension collecteur-émetteur disponible. Pour cette raison, on choisit une valeur telle qu'elle garantisse la stabilité exigée, sans apporter une chute de tension excessive. La résistance d'émetteur peut être calculée à l'aide du coefficient de pénétration thermique DT , pour un intervalle permis de dispersion du courant collecteur. Le coefficient de pénétration thermique établit la corrélation entre la température et la tension base-émetteur. Celui-ci donne la valeur dont doit varier la tension, pour équilibrer l'effet, sur le courant de collecteur, de la variation de la température. De la figure 2, on peut calculer la valeur d'un tel coefficient DT , taqu'on peut lire la valeur de la variation

La droite R_{E1} représente une résistance de $100\ \Omega$ et la droite R_{E2} une résistance de $1\ \text{k}\Omega$. Sans résistance d'émetteur, le courant de collecteur s'élèverait de 0,5 à 2,8 mA pour une variation de courant à 1 mA de 20°C . La résistance de $100\ \Omega$ limite la variation du courant à 1 mA tandis que la résistance de $1\ \text{k}\Omega$ limite à 0,55 mA. L'effet stabilisant de la résistance croît donc avec sa valeur ohmique. Cependant cette valeur ne peut pas s'élever indéfiniment à cause de la chute de tension provoquée par celle-ci, en raison de la diminution résultante de la tension collecteur-émetteur disponible. Pour cette raison, on choisit une valeur telle qu'elle garantisse la stabilité exigée, sans apporter une chute de tension excessive. La résistance d'émetteur peut être calculée à l'aide du coefficient de pénétration thermique DT , pour un intervalle permis de dispersion du courant collecteur. Le coefficient de pénétration thermique établit la corrélation entre la température et la tension base-émetteur. Celui-ci donne la valeur dont doit varier la tension, pour équilibrer l'effet, sur le courant de collecteur, de la variation de la température. De la figure 2, on peut calculer la valeur d'un tel coefficient DT , taqu'on peut lire la valeur de la variation

tension V_{BE} pour des courants constants de collecteur. Donc la tension base-émetteur variera d'environ 50 mV, si un courant de collecteur de 0,5 mA doit être maintenu constant pour des variations de température de 25° à 45°C . Le coefficient de pénétration est donc :

$$DT = \frac{V_{BE}}{\Delta t} = \frac{50 \times 10^{-3}}{45 - 25} = 2,5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{V}}{^{\circ}\text{C}}$$

De cette relation on obtient la résistance d'émetteur :

$$R_E = \frac{DT \times \Delta t}{\Delta I_C}$$

EXEMPLE NUMERIQUE

Soit à calculer la valeur de la résistance d'émetteur pour un étage amplificateur, le courant de collecteur $I_C = 0,5\ \text{mA}$ variera de 50 μA seulement pour un intervalle de température de 25°C à 45°C . Avec $D = 2,5 \cdot 10^{-3}\ \text{V}/^{\circ}\text{C}$, $\Delta t = 20^{\circ}\text{C}$ et $\Delta I_C = 50 \cdot 10^{-6}$ on a :

$$R_E = \frac{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 20}{50 \cdot 10^{-6}} = 1\ \text{k}\Omega$$

Cette valeur correspond à celle indiquée sur la figure 2 pour la droite R_{E2} .

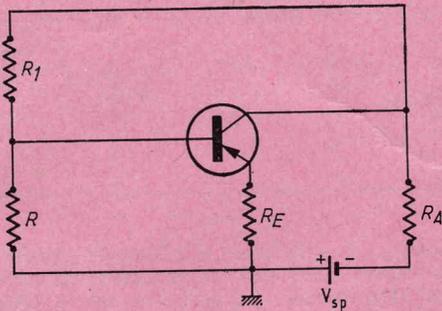


Fig. 3

Avec la stabilisation du courant de collecteur, on rend indépendantes de la température toutes les caractéristiques du transistor en relation avec le courant, ainsi que le courant de dispersion ; ainsi, les caractéristiques de l'appareil ne sont pas modifiées, même dans le cas de remplacement des transistors.

L'effet stabilisateur peut être amélioré si le diviseur de tension est connecté au collecteur au lieu du pôle négatif de la batterie, comme l'indique le schéma de la figure 3. Pour une

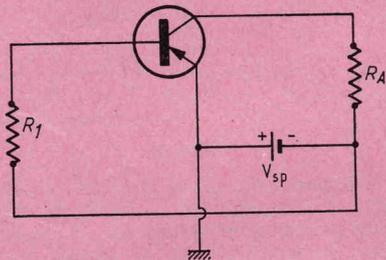


Fig. 4

résistance de sortie du collecteur suffisamment élevée, on doit observer une chute de tension d'au moins un cinquième de la tension de la batterie, tandis que la tension collecteur diminue par augmentation du courant de collecteur. Dans la même mesure, on limite aussi la polarisation de base qui s'oppose aux variations du courant de collecteur. Dans ce circuit, on obtient la variation de tension de sortie du collecteur par contre-réaction de la tension de base. De cette façon, on a simultanément, avec une contre-réaction de courant en continu, une contre-réaction de tension

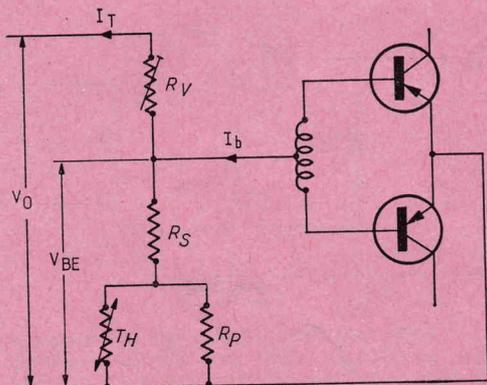


Fig. 5

à travers la résistance d'émetteur. Un autre circuit de stabilisation particulièrement économique est indiqué à la figure 4. A la place de la résistance d'émetteur et du diviseur de base, on a adopté une résistance en série dans le circuit de base. Au moyen d'une valeur de résistance assez élevée qui chute presque en-

tièrement la tension d'alimentation, le courant de base reste constant quelle que soit la température. Cependant comme le courant résiduel de collecteur qui dépend lui fortement de la température traverse la résistance, ce système de stabilisation donne seulement de bons résultats si le courant résiduel est faible. Avec celui-ci, cependant, les différences de caractéristiques ne sont pas corrigées. Au contraire, des facteurs d'amplification de courants différents se font très fortement sentir à travers le courant de base sur le courant de collecteur ; aussi, pour cette raison, l'adoption de ce simple système est-il peu utilisé dans les appareils de série.

STABILISATION AU MOYEN DE THERMISTANCES

La figure 5 indique un autre circuit employé pour compenser les variations de la température. Dans celui-ci, on a supprimé la résistance d'émetteur, et on a utilisé en parallèle à une résistance du circuit de base, une résistance à coefficient de température négatif ou thermistance. Si la température s'élève, le rapport du diviseur augmente avec la diminution de la résistance NTC, et la tension de base devient donc plus basse par rapport à l'émetteur. Ainsi, on réduit aussi le courant collecteur. Avec une résistance en série ou en parallèle, on peut influencer le comportement de la thermistance et attendre une meilleure compensation du courant de collecteur. Sur la figure 5, la résistance R_P disposée en parallèle, et la résistance R_S assurent un rôle de synchronisation entre l'élévation thermique et la thermistance et les variations de la tension de base dues à l'effet thermique du transistor. La figure 6 donne une explication du fonctionnement du circuit. Tandis que la courbe A représente la variation du courant de repos de collecteur I_{01} suivant la température t dans le cas de circuit non compensé, la courbe B souligne l'influence de la compensation au moyen de thermistances. Le courant de repos du collecteur est pratiquement constant. Les dispersions de caractéristiques ne peuvent être facilement compensées avec ce circuit ; pour atteindre ce but, on utilise comme résistance de base reliée au négatif de l'alimentation, une résistance variable que l'on adapte pour obtenir le courant de repos désiré. Le fonctionnement de l'étage final est particulièrement critique puisqu'on adapte le transistor jusqu'à la limite de sa surcharge thermique et dans ce cas une erreur de calcul du circuit peut détruire le transistor.

EXEMPLE DE CALCUL POUR UN ETAGE PUSH-PULL, CLASSE B

Dans le cas des appareils à batterie, il faut chercher à obtenir une absorption limitée. Résistance et diviseur de valeur élevée apportent une grande chute de tension sur le courant alternatif de base et en conséquence, une diminution de l'amplification. En outre, les différences entre les facteurs d'amplification influencent le point de travail du transistor, puisque des courants de base différents provoquent des chutes de tension, sur des résistances de valeur élevée, ce qui modifie la polarisation de base, sur les pointes de modulation.

Dans les calculs suivants, on peut négliger le courant de base par rapport au courant du diviseur I_T , puisque le courant de repos du collecteur, dans les étages de classe B, a des valeurs très faibles, et le courant de base dépendant de celui-ci, est encore plus petit, suivant le facteur d'amplification de courant.

D'après la figure 5, on calcule le courant du diviseur :

$$I_T = \frac{V_0 - V_{BE}}{R_V}$$

La valeur de la thermistance est choisie suivant la résistance d'entrée de l'étage final. Pour une température de 25°, la valeur de la

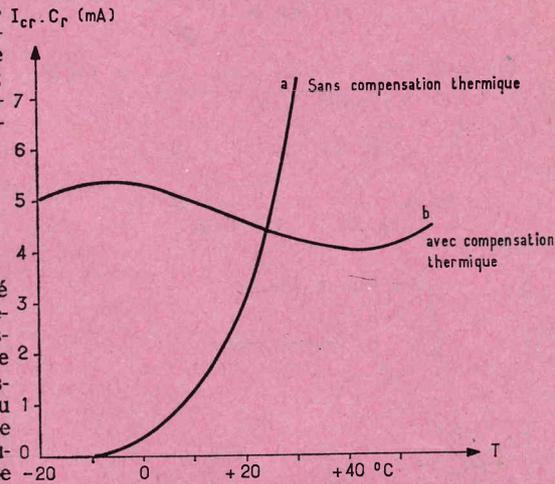


Fig. 6

résistance de la thermistance correspond à peu près à la résistance d'entrée. Avec $T_K (25^\circ \text{C}) = \text{coefficient de température à } 25^\circ \text{C}$ et $DT = \text{effet thermique du transistor } V_{BE}/\Delta t$, on calcule la valeur optimum de la résistance R_P :

$$R_P = \frac{1}{\sqrt{\frac{0,9 T_K (25^\circ \text{C}) \cdot I_T}{T_K \cdot DT} \cdot \frac{1}{T_H}}}$$

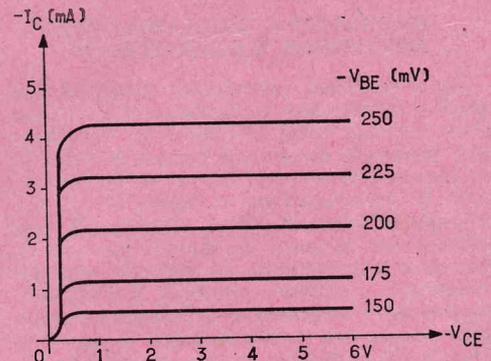


Fig. 7

Pour la résistance R_S , on se rapporte à l'égalité :

$$R_S = \frac{V_{BE}}{I_T} \cdot \frac{T_H \cdot R_P}{T_H + R_P}$$

Exemple :

$$\begin{aligned} V_0 &= 7,5 \text{ V} & T_K &= 25 = 0,035^\circ \text{C}^{-1} \\ V_{BE} &= 0,2 \text{ V} & D_T &= 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ V/}^\circ\text{C} \\ I_T &= 3 \cdot 10^{-3} \text{ A} & T_H (25^\circ \text{C}) &= 120 \Omega \\ R_V &= \frac{V_0 - V_{BE}}{I_T} = \frac{7,5 - 0,2}{3} \approx 2,5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

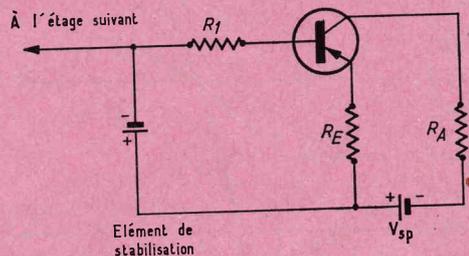


Fig. 8

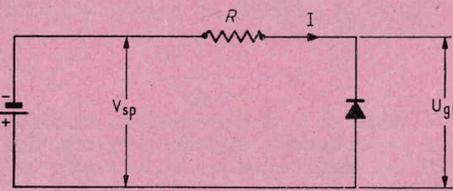


FIG. 9

$$R_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{0,9 \cdot 0,035 \cdot 3 \cdot 10^{-4}}{120 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{120}}} \approx 110 \Omega$$

$$R_s = \frac{0,2}{3 \cdot 10^{-3}} - \frac{120 \cdot 110}{120 + 110} \approx 10 \Omega$$

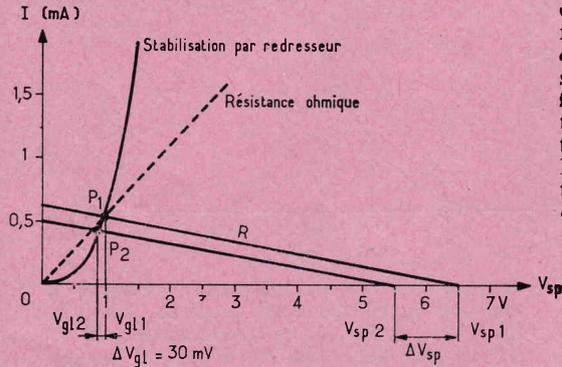


FIG. 10

L'effet de compensation sur le courant collecteur est représenté par la courbe b. En l'absence de tension alternative appliquée sur les bases du push, circule seul le courant de repos du collecteur. Le courant collecteur débute avec la tension de signal.

STABILISATION DES VARIATIONS DE TENSION D'ALIMENTATION

Les dispositions précédentes n'agissent pas sur les variations de la tension d'alimentation. Avec celles-ci varie la tension de collecteur, et à travers le diviseur, la tension de base. De la caractéristique « tension de collecteur/courant de collecteur » de la figure 7, on constate que les variations de la tension collecteur influent sur le point de travail. La tension base-émetteur influence au contraire considérablement le courant collecteur. Il suffit donc de maintenir constante la polarisation de base pour éviter des oscillations sur le point de travail. Dans certains cas, il est aussi nécessaire de maintenir constante la tension de collecteur.

En ce qui concerne la stabilisation de la tension de base, on adopte une source de tension particulièrement petite en tampon sur la source principale de courant (fig. 8).

On peut également utiliser l'action d'une diode redresseuse. On sait que le courant,

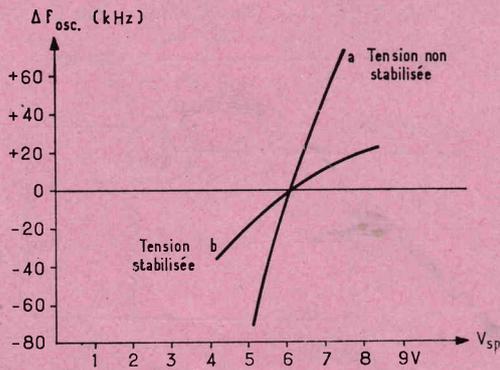


FIG. 11

dans le sens direct, s'élève rapidement pour de petites variations de tension. Cette dépendance, non linéaire, entre tension et courant, peut être employée dans un circuit stabilisateur comme celui de la figure 9. Si la tension d'alimentation V_{sp} varie, la résistance du redresseur, variable avec la tension tend à stabiliser la chute de tension aux bornes de celle-ci. La figure 10 explique le fonctionnement du circuit. A côté de la caractéristique de courant direct d'un redresseur au sélénium figure la caractéristique de la résistance de polarisation R pour une tension V_{sp} . Le point de rencontre des deux caractéristiques indique la tension aux bornes du redresseur V_{gl} . Cette-ci est utilisée pour la polarisation de la polarisation de la base du transistor. Si la tension d'alimentation varie de ΔV_{sp} par rapport à V_{sp2} , le point de rencontre $P2$ baisse d'autant, et donc la tension aux bornes du redresseur V_{gl} . La variation de tension ΔV_{gl} est beaucoup plus petite que celle de la tension d'alimentation. La ligne pointillée de la figure 10 indique la variation avec une résistance ohmique à la place du redresseur. La tension aux bornes de la résistance varie dans le même rapport que la tension d'alimentation. Le facteur de stabilisation peut être calculé d'après les valeurs de la figure 10.

$$S = \frac{\Delta V_{sp}/V_{sp1}}{\Delta V_{gl}/V_{gl1}}$$

avec $V_{sp} = 6,5 \text{ V}$, $\Delta V_{sp} = 1 \text{ V}$,
 $V_{gl} = 1 \text{ V}$, $\Delta V_{gl} = 0,03 \text{ V}$

$$S = \frac{1 \cdot 1}{6 \cdot 0,03} = 5,6$$

STABILISATION DES VARIATIONS DE TENSION SUIVANT LA FREQUENCE DE L'OSCILLATEUR

Dans l'exposé concernant la stabilisation de la polarisation de base on a rappelé que les

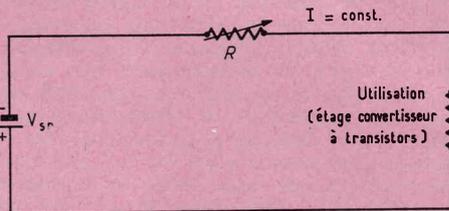


FIG. 12

variations de la tension de collecteur sont insensibles dans la plupart des cas. Cette constatation n'est pas valable pour les circuits oscillateurs à faible capacité, pour la haute fréquence. En particulier, dans le domaine des ondes ultra-courtes, le « drift » de fréquence causé par les variations de tension de collecteur n'est plus négligeable. On doit donc en plus de la polarisation de base, polariser également la tension de collecteur.

A quoi doit-on attribuer l'influence de la tension de collecteur sur la fréquence de l'oscillateur ? Comme la capacité de contact des diodes, la capacité collecteur-base est fonction de la tension. Cette capacité représente dans le circuit de base la partie principale de la capacité de sortie. Celle-ci agit donc, comme une partie de la capacité du circuit oscillant qui détermine la fréquence d'oscillation du circuit.

La figure 11 montre les variations de fréquence Δf_0 avec la tension d'alimentation V_{sp} dans le cas où la tension de base et la tension de collecteur ne sont pas stabilisées. Si la polarisation de base est constante, les variations de la tension de collecteur agissent plus fortement encore sur la fréquence des oscillations.

La stabilisation du courant de collecteur peut s'effectuer de différentes manières. Le

circuit de la figure 13 travaille suivant le principe de la stabilisation de courant. Si on

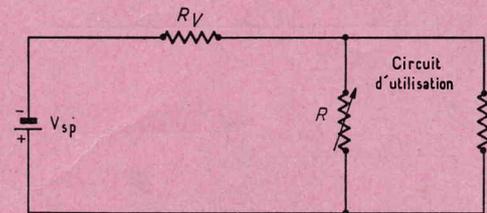


FIG. 13

admet une résistance d'utilisation constante, la tension d'alimentation de l'étage oscillateur est indépendante des variations de la tension totale pour des courants constants. Dans le circuit de la figure 13, le convertisseur est disposé en parallèle à la résistance R , avec

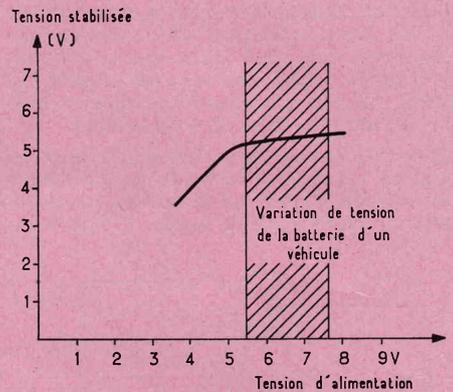


FIG. 14

une résistance en série, dans un diviseur de tension. Le procédé de la figure 12 est intéressant lorsqu'on recherche une consommation limitée de courant. Sur le circuit de la figure 14, on utilise une diode au silicium et un transistor. Les dispersions de type de transistor de stabilisation et du mélangeur peuvent se compenser par une résistance disposée entre la base et le moins de la batterie. On doit observer que la tension totale d'alimentation doit être d'environ 0,5 V supérieure à la tension de stabilisation, puisque le transistor assure un courant de collecteur assez constant au-dessous de sa tension résiduelle de collecteur, qui varie d'environ 0,3 à 0,5 V. La figure 15 montre l'effet stabilisateur du circuit de la figure 14. La tension stabilisée s'élève à 5 V. Des variations de la tension totale de 5,5 à 8 V n'ont pas d'effet sur celle-

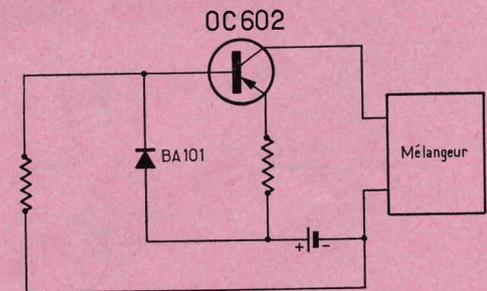


FIG. 15

ci. Tandis que sans stabilisation la fréquence des oscillations offre une dérive d'environ 70 kHz pour une variation de la batterie de 6,5 V à 5,5 V (courbe de la figure 11) l'influence correspondante, dans le cas de circuit stabilisé, est réduite à 10 kHz. La dérive de fréquence par rapport à la tension de la batterie est visible sur la courbe b de la figure 11.

(Adapté d'après « Funschau et Antenna » n° 11 - 1965)

COMMENT UTILISER UN VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE POUR DÉPANNER LES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Le voltmètre électronique, dont la résistance d'entrée est beaucoup plus élevée que celle d'un contrôleur universel classique, est très utile pour le dépannage des récepteurs à transistors où il est nécessaire de mesurer certaines tensions assez faibles. Si les principes généraux de dépannage restent valables, le mode opératoire est différent de celui des récepteurs à lampes. L'article ci-dessous indique la méthode générale de dépannage des récepteurs à transistors et décrit l'emploi du voltmètre électronique, qui facilite ce dépannage.

Dans le cas d'un récepteur à transistors, les impédances des circuits sont trop faibles pour appliquer une telle méthode. En reliant la base de chaque transistor à son émetteur, on modifie le courant collecteur et l'on peut obtenir un bruit dans le haut-parleur. Toutefois, les connexions à réaliser sont moins simples que dans le cas précité, ce qui ne permet pas un travail rapide. Dans ces conditions, on a recours au générateur HF ou BF et au signal tracer pour localiser les étages défectueux.

Lorsqu'un voltmètre électronique est commuté sur sa fonction ohmmètre, si l'on touche

Si l'on branche les pointes de touches de l'ohmmètre de la figure 2 aux bornes d'un circuit, la tension de la pile incorporée de 1,5 V se partage entre le circuit extérieur et les résistances du commutateur des gammes. Les impédances et résistances d'un circuit à transistors étant faibles, la résistance de 10 k Ω en série avec la pile sur la sensibilité $R \times 1000$ de l'ohmmètre a pour effet de n'appliquer qu'une très faible fraction de la tension de la pile sur le transistor soumis aux essais.

On remarquera que le pôle négatif de la pile de 1,5 V est relié au châssis de l'ohmmètre. On a donc, de la sorte, un moyen d'appliquer une légère tension positive au circuit examiné. Cette tension modifiant les conditions normales de fonctionnement de l'étage permet éventuellement de localiser l'anomalie.

Rien n'empêche, bien entendu, d'utiliser le voltmètre électronique de façon classique pour la mesure des différentes tensions lorsque le récepteur est au repos ou pour la vérification des valeurs de résistances. Dans ce dernier cas, il est souvent nécessaire de débrancher la résistance du transistor associé qui fausserait les mesures.

Nous allons donc nous placer dans le cas d'un dépanneur ne disposant simplement que d'un voltmètre électronique.

ESSAIS PRELIMINAIRES

Le voltmètre électronique est tout d'abord utilisé pour mesurer la tension de la pile, le récepteur étant sous tension. Si la tension de la pile n'est pas inférieure de plus de 20 % à sa tension nominale, on peut la conserver pour les essais suivants avant de la remplacer après le dépannage. Si elle est de tension trop faible, il est bien entendu indispensable de la remplacer.

LA METHODE DU SIGNAL TRACING

La méthode de dépannage dynamique qui consiste à appliquer un signal à l'entrée des différents étages du récepteur et à suivre ce signal qui doit être transformé ou amplifié, depuis l'antenne jusqu'au haut-parleur est, bien entendu, applicable. La figure 1 qui montre les différents étages d'un récepteur classique à transistors schématise le mode opératoire. Les signaux d'un générateur BF ou HF, selon l'étage considéré, sont appliqués aux points 1 à 8. Il est facile de déceler l'étage défectueux à la sortie duquel le signal n'est pas amplifié ou déformé. Le signal tracer est constitué par un amplificateur sensible comportant un haut-parleur incorporé qui permet un contrôle auditif d'une distorsion éventuelle. Lorsque l'on désire effectuer des mesures quantitatives et comparer des gains, il suffit d'appliquer les tensions BF de sortie du signal tracer à un voltmètre alternatif commuté sur la sensibilité désirée. Les tensions peuvent être prélevées sur le primaire du transformateur de sortie du haut-parleur (haute impédance) ou sur le secondaire (basse impédance).

La méthode simplifiée, utilisée sur les récepteurs à lampes, et consistant à toucher avec un objet métallique les grilles des différents étages pour voir si le haut-parleur répond ou de court-circuiter ces grilles à la masse, constitue une sorte de signal tracing. Cette méthode était très rapide lorsque les grilles des anciens tubes étaient accessibles sur les têtes supérieures des ampoules et pouvait permettre de trouver facilement un étage défectueux dans le cas d'une panne simple.

à l'aide du probe la base d'un transistor, on constate un bruit dans le haut-parleur : la pile de l'ohmmètre modifie la polarisation dans le sens direct du transistor, ce qui provoque une impulsion brève dans le circuit collecteur. Une telle utilisation de l'ohmmètre est examinée plus loin. Cette méthode ne comporte aucun risque pour les transistors, la pile de l'ohmmètre étant de faible tension, en particulier si l'on commute l'ohmmètre sur une sensibilité élevée.

La figure 2 montre le schéma classique d'un voltmètre électronique avec montage en pont, commuté sur la position ohmmètre. Le microampèremètre de mesure est monté entre les deux cathodes des deux éléments triodes et lorsqu'il y a déséquilibre des courants anodiques par suite de l'application d'une ten-

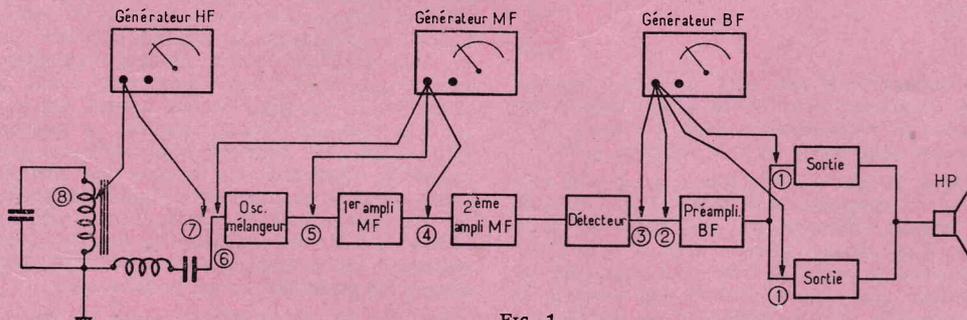


Fig. 1

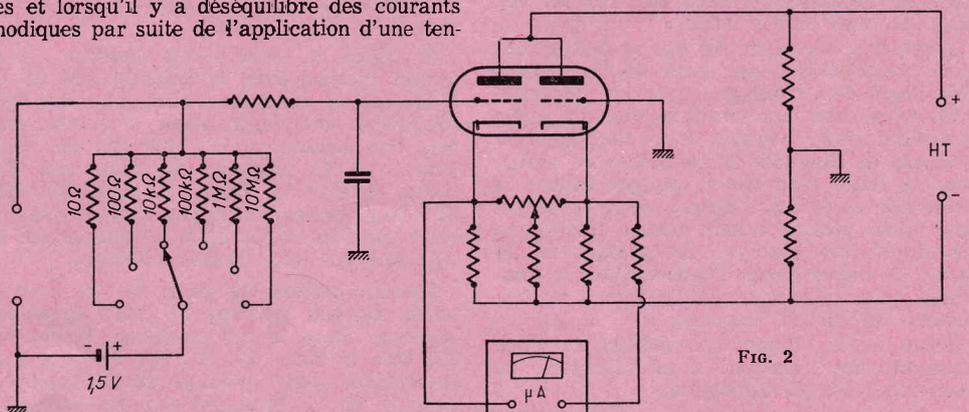


Fig. 2

sion négative sur l'une des grilles, l'appareil de mesure est traversé par un courant, les deux cathodes n'étant plus au même potentiel.

Il est utile de connaître la consommation du récepteur. Pour ce faire, il suffit d'insérer une résistance série de 10 Ω dans l'alimentation, ligne négative par exemple, et de me-

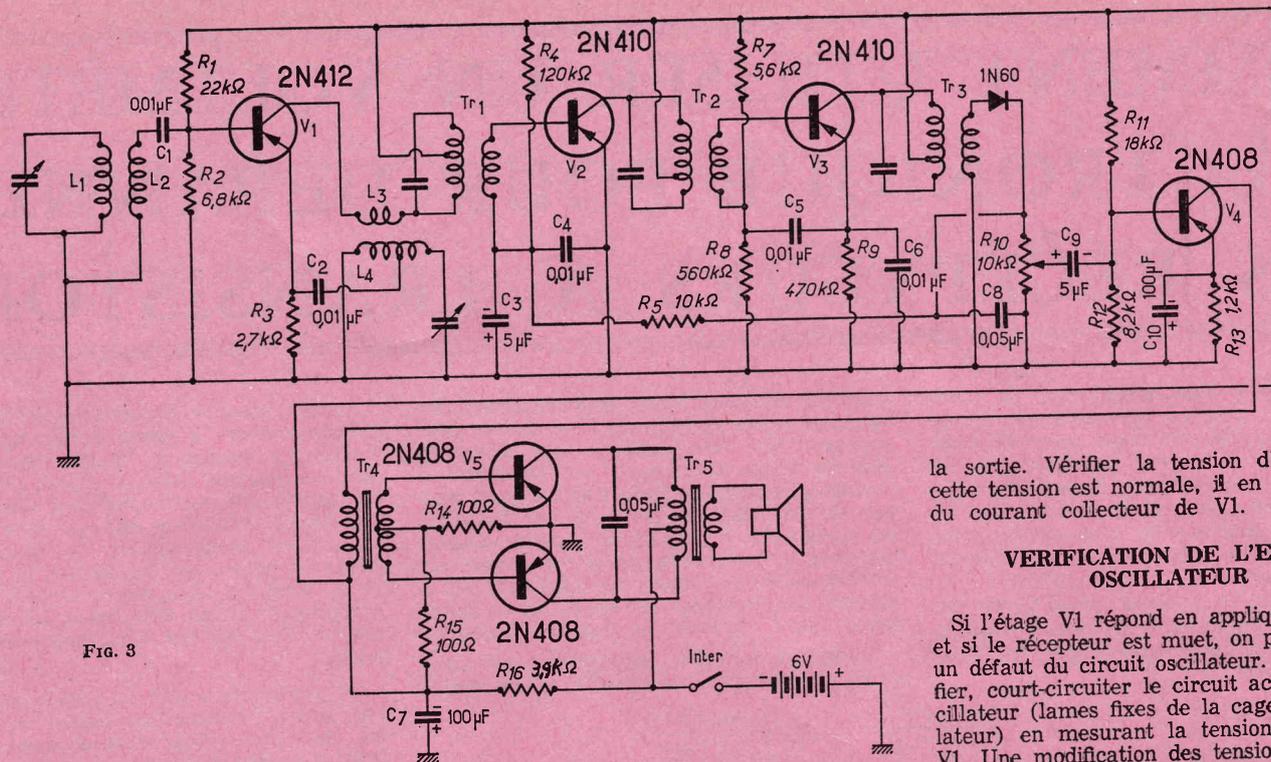


Fig. 3

surer à l'aide du voltmètre électronique la chute de tension dans cette résistance lorsque le récepteur est alimenté normalement. Si la chute de tension est de 0,15 V, la consommation est de 15 mA, en application de la loi d'Ohm.

Commencer par mesurer la consommation du récepteur sans signal et comparer le chiffre obtenu avec le chiffre de consommation minimum indiquée par le constructeur. La différence ne doit pas être supérieure à 20 %.

Si la consommation est excessive, le récepteur comporte un court-circuit dû à l'un de ses éléments où le courant collecteur de l'un des transistors est trop élevé. Ce cas de panne est assez fréquent sur les transistors de sortie qui ont subi une avalanche thermique et dont le courant collecteur croît exagérément.

Si l'on ne constate pas de court-circuit d'un élément, commencer par retirer un à un les transistors et vérifier le courant. Avant de retirer le transistor de son support, prendre soin de toujours couper l'alimentation.

Si l'on constate une brusque diminution de courant lorsqu'un transistor est éliminé, ce transistor est probablement défectueux et présente un courant de fuite collecteur-émetteur. Remplacer alors le transistor. Si le courant est toujours trop élevé, mesurer les tensions de base et d'émetteur.

Lorsque le récepteur est équipé de supports pour transistors, il est facile de les retirer. S'il s'agit d'un montage à câblage imprimé, avec transistors dont les connexions de sortie sont directement soudées, il est nécessaire et suffisant de désolder la connexion de collecteur. A l'aide d'un rasoir, on peut couper la connexion en circuit imprimé reliée au collecteur. Cette connexion sera ensuite rétablie en effectuant une soudure. En opérant de la sorte, on risque moins d'endommager le transistor qu'en désoudant sa connexion de collecteur du circuit imprimé.

Dans le cas d'une alimentation et d'une consommation normales, il est nécessaire de rechercher l'étage défectueux.

LOCALISATION DE L'ETAGE DEFECTUEUX

Considérons le schéma classique du récepteur à transistors de la figure 3, équipé de

transistors p-n-p qui sont les plus courants. Les collecteurs sont portés à une tension négative. Si leurs tensions étaient positives, c'est que les transistors seraient du type n-p-n.

Dans le cas de transistors p-n-p tels que ceux du récepteur de la figure 3, si l'on relie le négatif (châssis) de l'ohmmètre de la figure 2 au châssis du récepteur et si l'on touche avec le probe la base d'un transistor on applique une tension positive qui diminue la polarisation de sens direct. Il en résulte une brusque variation de courant collecteur. Pour augmenter la polarisation de sens direct appliquée à la base, inverser les liaisons à l'ohmmètre. Si le récepteur ne comporte pas de châssis, le point de masse sera l'extrémité positive de la pile ou la cage du condensateur variable.

Commencer, le récepteur étant sous tension et l'ohmmètre sur sa sensibilité « R x 1 000 », à toucher avec le probe la base de V5 et ensuite celle de V6. On doit entendre un bruit dans le haut-parleur. Dans le cas contraire, la panne est localisée entre l'entrée de l'étage push-pull de sortie et le haut-parleur. Effectuer les mesures suivantes : tensions des collecteurs ; vérification d'un court-circuit de C11 ; essai de continuité des enroulements primaire et secondaire du transformateur de sortie TR5.

Si l'étage de sortie paraît répondre correctement toucher avec le probe la base de V4. L'absence de bruit rend nécessaire une vérification de cet étage driver : le transistor peut être défectueux, C10 peut être en circuit ouvert ou le primaire de TR1 peut être coupé. Vérifier les valeurs de R11, R12, R13. Si l'étage driver fonctionne normalement, le bruit que l'on entend dans le haut-parleur est plus fort que pour l'essai précédent.

Toucher ensuite la base de V3 avec le probe. On doit entendre un bruit légèrement inférieur. Dans le cas contraire, vérifier C6, C9, TR3, la diode, C8, R7, R8, R9 ou le transistor défectueux. Si l'étage répond, toucher la base de V2 ; le bruit doit être plus important que pour l'étage précédent.

Appliquer enfin le probe sur la base de V1. Mesurer la tension collecteur de ce transistor si l'on n'obtient pas réponse. Dans le cas contraire, la liaison est assurée de ce point à

la sortie. Vérifier la tension d'émetteur. Si cette tension est normale, il en est de même du courant collecteur de V1.

VERIFICATION DE L'ETAGE OSCILLATEUR

Si l'étage V1 répond en appliquant le probe et si le récepteur est muet, on peut suspecter un défaut du circuit oscillateur. Pour le vérifier, court-circuiter le circuit accordé de l'oscillateur (lames fixes de la cage du CV oscillateur) en mesurant la tension émetteur de V1. Une modification des tensions d'émetteur indique que l'oscillateur fonctionnait avant le court-circuit. La variation de tension est faible. On peut également mesurer la tension d'oscillation si le voltmètre électronique a une sensibilité suffisante. La tension HF d'oscillation mesurée en touchant à l'aide d'un probe HF les lames fixes du CV oscillateur est de l'ordre de 2 V. Si la réponse en fréquence du voltmètre ne permet pas une telle mesure, utiliser un probe HF ou un oscilloscope.

Dans le cas d'un fonctionnement correct de l'oscillateur, essayer le cadre (continuité du circuit) et vérifier si la cage d'accord HF du CV n'est pas en court-circuit.

S'il n'y a pas d'oscillations suspecter les éléments suivants en circuit ouvert : C1, C2, L2, L3, L4 ou un court-circuit de la cage oscillatrice du CV. Avant de remplacer V1 vérifier la qualité des soudures du circuit oscillateur.

MESURE DES TENSIONS DES ELECTRODES DES TRANSISTORS

Après avoir décelé l'étage suspect selon la méthode précitée on dispose de plusieurs moyens de vérification. L'un d'eux est basé sur le fait que la base, l'émetteur et le collecteur sont portés à trois tensions respectives dont les valeurs sont connues approximativement et que des modifications de ces tensions permettent d'effectuer certaines déductions. La figure 4 A montre par exemple les tensions normales appliquées sur un étage. La polarisation base-émetteur dans le sens direct est de 0,1 V. Cette polarisation commandant les courants émetteur et collecteur détermine les tensions émetteur et collecteur. Selon la lecture des tensions, on peut donc déterminer l'élément défectueux.

Circuit de base ouvert : c'est le cas de la figure 4 B. La résistance interne base émetteur du transistor étant faible, la base est portée au potentiel de l'émetteur. La polarisation étant supprimée, il n'y a plus de courant émetteur ou collecteur traversant R3 ou R4.

Les tensions sont alors celles qui sont l'intérieur d'un rectangle sur la figure 4 F. On remarquera, en passant, qu'il est indispensible d'utiliser un voltmètre de forte r

sistance interne (voltmètre électronique) ; dans le cas d'une mesure de la tension base-masse à l'aide d'un voltmètre de résistance assez faible, la charge du voltmètre peut rétablir les conditions normales de fonctionnement malgré la base en circuit ouvert et la panne peut passer inaperçue.

Circuit émetteur ouvert : (figure 4 C). Le courant collecteur ne peut circuler, il n'y a

sine de celle de la pile d'alimentation. On remarquera toutefois que la tension de base mesurée extérieurement au transistor n'est pas normale ($-0,8\text{ V}$), ce qui différencie ce cas de celui de la figure 4 B avec circuit extérieur de base ouvert. Une vérification du transistor à l'ohmmètre selon une méthode exposée plus loin est alors à conseiller.

3) Un circuit d'émetteur ouvert provoque la suppression de la polarisation dans le sens direct entre émetteur et base.

4) Un circuit de collecteur ouvert amène l'émetteur et le collecteur à la même tension.

5) Un transistor présentant un courant de fuite collecteur émetteur provoque un courant collecteur anormalement élevé et peut diminuer ou inverser la polarisation dans le sens direct entre émetteur et base.

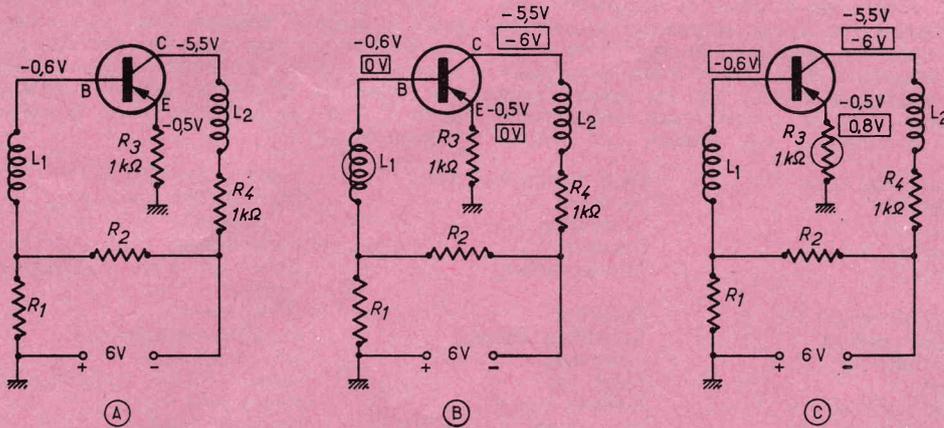


Fig. 4

pas de chute de tension aux bornes de R_4 et la tension collecteur est égale à celle de la pile soit -6 V . La tension d'émetteur est de l'ordre de $-0,8\text{ V}$. Pratiquement, on constate donc une tension collecteur anormale et une diminution de la polarisation base émetteur.

Circuit collecteur ouvert : Dans ce cas (figure 5 A) il n'y a pas de courant collecteur. Le faible courant de base, traversant l'émetteur maintient une faible différence de potentiel entre les extrémités de la résistance d'émetteur R_3 ($-0,2\text{ V}$). On remarquera que la polarisation de base dans le sens direct est toujours appliquée bien que les tensions ne soient pas normales. Le diagnostic est donné par une tension collecteur anormalement élevée et une tension émetteur anormalement faible.

Circuit de base ouvert dans le transistor : Un défaut dans le transistor lui-même peut également modifier les tensions des électrodes. Par exemple, si la base est intérieurement en circuit ouvert (fig. 5 B), la polarisation supprimée provoque une diminution du courant collecteur.

L'absence du courant normal à travers R_3 et R_4 réduit la tension aux bornes de ces résistances de telle sorte que la tension

Fuite d'un transistor : Une fuite excessive se produit parfois entre émetteur et collecteur (figure 5 c). Le courant collecteur émetteur plus important produit une chute de tension aux extrémités de R_3 supérieure à la normale et la tension émetteur est en conséquence élevée. La tension émetteur est plus élevée, c'est-à-dire plus négative dans le cas d'un transistor p-n-p que celle de base. Le transistor est donc amené au cut-off et l'étage n'amplifie pas. La fuite maintient un courant collecteur I_c élevé se traduisant par une tension collecteur anormalement basse lorsque le montage comporte une résistance série R_4 dans le circuit collecteur. Les tensions que l'on peut relever dépendent bien entendu de la valeur de la résistance de fuite.

Il peut être difficile de se souvenir des différentes tensions des électrodes selon l'anomalie du circuit ou du transistor. Les règles essentielles énumérées ci-dessous doivent être retenues dans le cas de la mesure des tensions sur les électrodes des transistors :

1) Vérifier si la polarité et la différence des tensions appliquées sur la base, l'émetteur et le collecteur sont correctes.

2) Une tension de base s'éloignant notablement de la tension normale de base doit faire

ESSAIS DE TRANSISTORS

Il existe de nombreux types de vérificateurs de transistors. Ces appareils ont des possibilités diverses et il est possible que certains transistors vérifiés et reconnus mauvais puissent encore fonctionner. Pratiquement, rien ne vaut un essai dynamique du transistor sur un montage en procédant par substitution. On peut également vérifier simplement un transistor à l'aide d'un ohmmètre, en l'occurrence celui du voltmètre électronique, seul appareil de mesure que nous avons supposé, au début de cet article, être en possession du dépanneur.

Un transistor peut être considéré très simplement comme deux diodes (figure 6) avec la base commune à ces deux diodes : la diode émetteur base et la diode collecteur base.

Pour chaque diode, on doit mesurer à l'ohmmètre une résistance plus faible pour un certain branchement des pointes de touches que pour le branchement inverse (polarité appliquée correspondant ou non au sens de conduction).

REPLACEMENTS DES TRANSISTORS

Si l'on ne possède pas le type exact de transistor, on peut, dans le cas d'un remplacement, lui substituer un type de caractéristiques voisines. Les tensions maximales ne doivent pas, bien entendu, être dépassées. Il est nécessaire, d'autre part, de choisir un nouveau transistor conçu pour le même emploi

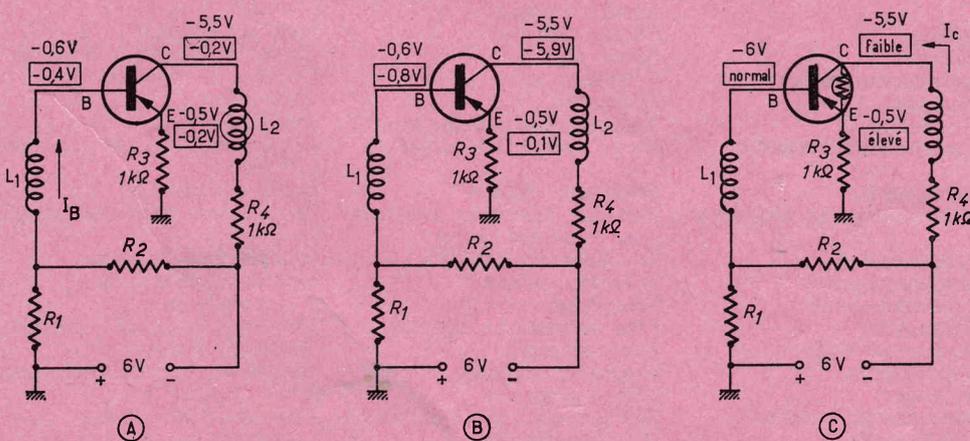


Fig. 5

d'émetteur est voisine de zéro et que la tension collecteur croît jusqu'à une valeur voi-

penser à une défectuosité du circuit associé à cette base.

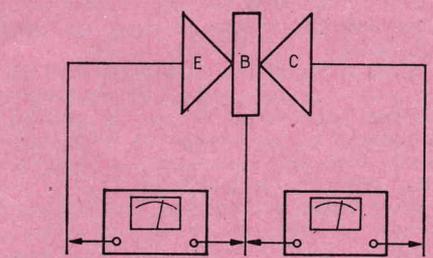


Fig. 6

que l'original : changeur de fréquence, amplificateur MF, préamplificateur BF, etc...

Dans certains cas, il peut être utile de modifier les tensions de polarisation de base par rapport à l'émetteur afin de réduire le gain, le cas échéant, et de supprimer un accrochage. Un accrochage peut, par exemple, se manifester après le remplacement d'un transistor amplificateur moyenne fréquence par un transistor de gain plus élevé.

Si un nouveau transistor mélangeur se refuse à osciller dans le cas d'un transistor p-n-p tel que le mélangeur V1 du schéma de la figure 3, réduire la valeur de sa résistance d'émetteur R_3 .

(D'après « Electronics World ».)

UN APPAREIL A TRANSISTORS ULTRA-SIMPLIFIÉ

Il est souvent utile d'avoir à sa disposition un petit amplificateur musical de qualité, très réduit et très simple, qui permet d'augmenter le volume de l'audition obtenue au moyen d'un radio-récepteur portatif miniature ; il peut même être adapté, dans certains cas, à un simple circuit d'accord avec détecteur, pour constituer un ensemble de réception des émissions locales puissantes.

Le petit montage représenté sur la figure 1 est remarquable sous ce rapport ; alimenté simplement par une ou deux piles torches du type habituel de 1,5 volt, il permet d'obtenir une puissance de sortie de 15 à 40 mW, suffisante, tout au moins pour assurer une audition dans une petite chambre, et sa gamme de réponse en fréquence s'étend en-dessous de 100 Hz jusqu'au-dessus de 6.000 Hz.

Il comporte seulement trois transistors, un potentiomètre pour le contrôle du volume, un haut-parleur, un interrupteur, et des éléments de piles.

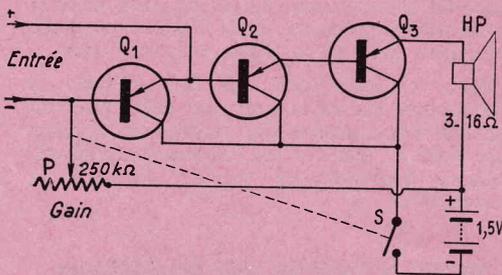


Fig. 1

Les transistors sont placés de préférence sur des socles non soudés, ce qui permet de les essayer plus facilement, et de choisir ceux qui donnent les meilleurs résultats. Ces trois transistors sont *directement couplés sans éléments de liaison*, et sont polarisés par le potentiomètre de contrôle du volume, qui modifie ainsi le gain obtenu avec l'appareil. Bien entendu, ces trois éléments doivent être de même polarité et tous les trois du type p-n-p ou n-p-n.

Les types employés sur le schéma sont de modèle p-n-p ; en cas d'emploi de transistors n-p-n il faut évidemment inverser la polarité de la batterie et, si l'entrée du circuit est polarisée, inverser également la polarité d'entrée, indiquée sur le schéma.

Les deux premiers transistors peuvent fournir un courant faible, et être de type réduit ; mais, l'étage de sortie doit être équipé avec un transistor de puissance, parce qu'il est traversé par presque tout le courant de la batterie. Si l'entrée de l'appareil doit être relié à un transformateur BF, il faut utiliser un condensateur d'isolement en série avec la connexion de la base d'entrée, de telle sorte que la polarisation puisse être réglée convenablement par le contrôle de volume.

Si le potentiomètre contrôleur de volume est combiné avec un interrupteur, il faut le monter de telle sorte que la résistance maximale soit obtenue lorsque le bouton de ce contrôleur est tourné dans le sens inverse des aiguilles d'une montre vers la position d'arrêt. On utilise la cosse centrale et la cosse à l'extrémité droite du potentiomètre de volume-contrôle pour le relier dans le montage.

Si la résistance du contrôleur de volume est trop réduite, la polarisation sur les transistors est trop grande, ce qui détermine de la distorsion et une perte de courant plus grande dans le transistor de sortie. Il faut

PETIT VOCABULAIRE TRILINGUE RADIO - TV

DEPUIS la mise en application du Marché Commun, de nombreux appareils de fabrication allemande ou hollandaise sont utilisés en France, et comportent des inscriptions en langue allemande ; le nombre des appareils américains ou anglais en usage est également très grand. Pour comprendre les indications portées sur ces appareils, et pouvoir prendre connaissance efficacement des informations des articles, des notices

d'emploi et de service, il est bon de connaître, tout au moins, un certain nombre de mots techniques les plus courants.

Dans cet esprit, nous donnons ci-dessus un petit vocabulaire trilingue d'un certain nombre de mots les plus courants avec, dans une première colonne, les mots allemands, dans une deuxième, les termes anglais correspondants et, enfin, dans une troisième, la traduction en français.

Ablaufende spule	Feed spool ; feed reel	Bobine débitrice
Abspielen	Playback	Reproduction après coup
Abspulen	Unwinding	Déroutement
Ansager	Speaker	Présentateur
Aufnahme	Shot-Recording	Prises de vues - Enregistrement
Aufnahmegerät	Recorder	Enregistreur
Aufnahmekanal	Recording channel	Canal d'enregistrement
Aufzeichnung	Recording	Enregistrement
Band	Tape	Bande - Ruban (magnétique)
Band endloses	Endless tape	Bande sans fin
Bandführung	Tape guide	Guide de bande
Bandgeschwindigkeit	Tape speed	Vitesse de bande
Bandsperr	Band rejection filter, band stop filter	Filtre éliminateur de bande
Batterie-Tonbandgerät	Battery - fed recorder, Self-powered recorder	Magnétophone autonome à batterie
Bearbeiter	Arranger, adaptor	Adaptateur
Beleuchtung	Lighting	Eclairage
Belichteter film	Exposed film	Film exposé
Belichtungszeit	Exposure time	Temps de pose ; temps d'exposition ;
Bildoperateur	Camera control operator	Opérateur vidéo
Bild unscharfes	Fuzzy picture ; Unsharp picture	Image trouble - manquant de netteté
Bildrohr	Television picture tube ; cathode ray tube	Tube image
Bildschirm	Screen	Ecran
Bildsender	Video transmitter	Emetteur d'images
Bildsucher	Viewfinder	Viseur-Cadreur
Breitbildfilm	Film widescreen projection	Film grand écran
Breenweite	Focal length ; focus -	Distance focale (d'un objectif)
Brummen	Hum	Ronflement
Brummer (Summer)	Buzzer	Ronfleur-Vibreux
Bühnenbild	Scenery - Setting	Décors
Cutter	Editor ; cutter	Monteur
Doppelspur	Double track ; twin-track	Double piste (sonore)
Doppelspur-Tonbandgerät	Dual track recorder	Magnétophone double piste
Drehbuch	Scenario ; Script	Scénario
Einfachspur	Single track	Piste sonore simple - Monopiste
Einzebild	Frame ; individual picture	Image par image (prise de vue ou projection)
Empfänger	Receiver	Récepteur
Empfindlichkeit	Sensitivity ; Emulsion speed	Sensibilité (photo chimique)
Farbfilm	Colour film	Film en couleurs
Farbton	Colour tone	Valeur de couleur - Tonalité
Fernsehaufnahmekamera	Television camera	Caméra de télévision
Fernsehen	Television	Télévision
Fernsehfilm	Telerecording ; kinescope	Téléfilm
Fernsehgrossbildprojektor	Large screen TV projector	Projecteur télévision sur grand écran
Fernsehsender	Television channel	Canal de télévision
Fernsehsendgerät, tragbares	Portable television transmitter ; creepie peepie	Emetteur de télévision portatif
Fernsehsender	Television transmitter	Emetteur de télévision
Fernsehsendernetz	Television network	Réseau de télévision
Fernsehteilnehmer	Televisioner	Téléspectateur
Filmkassette	Film magazine ; cassette	Cassette ; magasin ; chargeur
Filmtransportrolle	Feed sprocket	Tambour débiteur
Frequenzgang	Frequency response	Courbe de réponse en fréquence
Geräusch	Noise (studio)	Bruit de fond
Geschwindigkeitsregler	Compensator ; speed regulator	Régulateur de vitesse
Grundhelligkeit	Base-illumination ; Brightness of baselight	Luminosité de base
Gummilinse	Zoom lens - Objective lens with variable focal length	Objectif à focale variable, zoom
Helligkeit	Brilliance	Brillance, luminosité

Hintergrundprojektion	Back projection	Projection par transparence
Justierung	Camera line-up ; adjustment	Réglage de la caméra
Komplementärfarben	Complementary colours	Couleurs complémentaires
Kontrast	Contrast	Contraste
Kontrastverhältnis	Contrast ratio	Rapport de contraste
Kopfhörer	Headphones	Casque (téléphonique)
Lautsprecher	Loudspeaker	Haut-parleur
Licht	Light	Lumière
Lichtempfindlichkeit	Photo sensitivity	Sensibilité photographique
Linse	Lens	Objectif
Lippenmikrofon	Lip microphone	Microphone de bouche
Live-Sendung	Live transmission	Emission en direct
Löschung	Crasing	Effacement
Magnet	Magnet	Aimant
Magnettonband	Magnetic tape	Bande magnétique
Magnettondraht	Magnetic wire	Fil magnétique
Mikrofon	Microphone ; mike	Microphone
Mikrofongalgen	Microphone boom	« Girafe » ; perche
Mikrofongerichtetes ungerichtes	Directional ; nondirectional ; microphone	Microphone directionnel, non directionnel
Mikrofon richtungs-unempfindliches	Omnidirectional microphone	Microphone omnidirectionnel
Mischpult	Video mixer console	Pupitre de mixage
Monitor	Monitor	Moniteur. Appareil de contrôle
Montage	Editing, cutting	Montage
Projektor	Motionpicture projector ; projector	Projecteur ; appareil de projection
Punktlichtabtastung	Flying-spot-scanning	Analyse par balayage d'un spot
Qualität hohe	High fidelity	Haute-fidélité
Raumlicht	Room lighting	Lumière ambiante
Rauschabstand	Signal/noise ratio	Bruit de fond ; rapport signal/bruit
Rauschen	Noise (video)	Bruit
Reflexionwand	Screen	Ecran
Rückblende	Flashback	Rétrospective
Schärfe	Sharpness ; focus	Netteté
Scheinwerfer	Spotlight	Projecteur
Schmalfilm	Narrow-gauge film ; sub-standard film	Pellicule format réduit
Sprecher	Speaker ; narrator	Speaker
Stabilität des Bildes (horizontal, vertikal)	Steadiness (horizontal and vertical)	Stabilité de l'image horizontale, verticale
Stromverstärkung	Current amplification	Amplification de courant
Sucher	View-flinder ; finder	Viseur
Synchronisierband	Synchronizing leader	Bande de synchronisation
Tagesschau	News ; news reel	Actualité — télé-journal
Testbild	Test chart ; definition chart	Mire de contrôle
Testfilm	Test film	Films d'essais
Ton dumpfer	"Woofy" sound ; low-toned sound	Son sourd
Tonabnehmer	Pick-up ; play-back head ; sound head	Tête de prise du son ; pick-up
Tonband	Sound tape ; sound track	Bande sonore ; bande son
Tonbandbreite	Sound tape width	Largeur bande son
Tonfilm	Sound film ; talking film	Film sonore
Toningenieur	Sound engineer	Ingénieur du son
Tonmischpult	Sound mixer desk	Pupitre de mixage
Tonmischung	Sound mixing	Mélange du son. Mixage
Tonspur	Sound track	Piste sonore
Tragbares Funksprechgerät	Portable radio ; intercom unit	Emetteur-récepteur portatif
TV-film	Telerecording ; kinescope recording	Film de télévision — Kinescope
Überblenden hart	Mix or dissolve, fast	Fondu enchaîné rapide
Unbertragungswagen	Outside broadcast	Car de reportage
U-Wagen	Van O.B. Van	Car de reportage
Umspulen	Outside broadcast	
Verteilverstärker	Van O.B. Van	Rebobinage
Vordergrund	Rewinding	Amplificateur de distribution
Weichzeichner	Distribution amplifier	Premier plan
Weitwinkelobjektiv	Foreground	Ecran diffuseur, tissu diffuseur
Werbefernsehen	Soft focus attachment ; scrim diffuser ; light diffusing screen	
Wiedergrabe	Wide angle lens	Objectif grand angle
Zeile	Commercial television ; sponsored television	Télévision publicitaire ; télévision commerciale
Zeilenamplitude	Reproduction ; play-back	Reproduction lecture - Radio-diffusion
Zeilenfrei	Line	Ligne
Zeitlupenverfahren	Horizontal amplitude ; width	Amplitude horizontale - Largeur
Zeitraffung	Line-free ; spot-wobbled	Sans lignes - A spot modulé
Zwischenfilmverfahren	Slow motion effect	Effet de ralentissement
	Time-lapse photography	Effet d'accélération
	Intermediate film system	Système de film intermédiaire

donc maintenir toujours le bouton du contrôleur de volume dans une zone de réglage limite, avec une résistance suffisante au-delà de ce point correspondant à un effet de distorsion.

Avec un condensateur de 5 nF en série dans le circuit d'entrée, on peut aussi utiliser, d'ailleurs, ce petit amplificateur avec succès, en le reliant à un microphone électrodynamique ou même tout simplement à un écouteur téléphonique magnétique employé comme microphone, sinon, à un petit haut-parleur électrodynamique employé également dans ce but.

Si l'on veut constituer un petit récepteur complet au moyen de cet amplificateur, tout au moins pour la réception des émissions locales il suffit d'adapter à l'entrée une antenne à noyau de ferrite à condensateur variable d'accord et une diode à cristal, comme on le voit sur la figure 2. Il n'y a même pas besoin de prévoir un condensateur de couplage, si le cristal est connecté avec la polarité convenable indiquée sur le schéma.

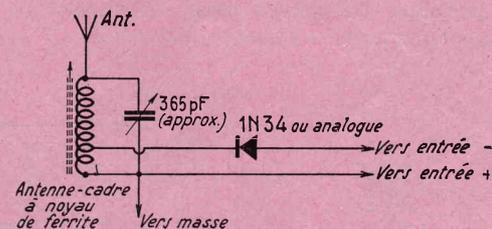


FIG. 2

On peut utiliser n'importe quel haut-parleur, et sans transformateur de sortie. Si l'on emploie un haut-parleur avec une bobine de quatre ohms, la puissance de sortie maximale sans distorsion est de l'ordre de 150 mW ; avec un haut-parleur de 8 ou de 16 ohms, on peut augmenter la tension de l'alimentation entre 6 et 12 volts, mais, par contre, avec un haut-parleur de 3,2 ohms seulement il n'est pas recommandable d'employer plus de 4,5 volts.

Les éléments du montage sont faciles à choisir. Le potentiomètre P a une valeur de 250 000 ohms ; l'interrupteur S est un interrupteur à une direction qui peut être combiné avec le potentiomètre. Les transistors Q1 et Q2 sont des petits transistors BF p-n-p, par exemple, du type 2N109, 2N217, 2N408 ou équivalents. Le transistor de sortie Q3 est un modèle p-n-p, par exemple, du type 2N255, 2N2869/2N301, ou équivalent.

Cet appareil si simple peut pourtant servir encore à un grand nombre d'applications. Par exemple, en employant deux du même type, on peut fort bien constituer un petit appareil stéréophonique miniature portatif à faible consommation, adapté à un tuner stéréophonique. L'appareil peut aussi être employé comme amplificateur d'un appareil de mesure, par exemple, dans un montage en pont, comme dispositif de détection pour le dépannage dynamique, et, bien entendu, en liaison avec un pick-up.

En remplaçant le haut-parleur par une ampoule à incandescence-témoin ou une ampoule au néon, le système peut même servir comme indicateur visuel pour le contrôle d'un signal d'entrée à faible niveau et, avec un peu de pratique et d'imagination, on peut ainsi découvrir un grand nombre d'applications quotidiennes !

PRÉAMPLIFICATEUR D'ANTENNE

F M SIMPLE

À u début de la radio, on utilisait exclusivement des antennes, de préférences extérieures et de grande longueur, pour recevoir les émissions provenant de postes plus ou moins lointains, mais généralement très faibles. L'emploi des cadres était difficile et il était, en tout cas, nécessaire d'adopter des enroulements de grandes dimensions plus ou moins encombrants.

Il n'en est plus de même aujourd'hui en radiophonie, du moins pour la réception des émissions des grands postes émetteurs en grandes ondes, et en ondes moyennes.

l'antenne elle-même ne doit recueillir que des signaux utiles et non des bruits parasites.

Dans cet esprit, l'amplificateur destiné généralement à la réception des émissions FM doit être établi de façon à augmenter le niveau dans les meilleures conditions, tout en réduisant le plus possible le niveau des bruits.

Mais ce montage, pour assurer ainsi ce résultat, ne doit pas être placé du côté du récepteur, mais le plus près possible de l'antenne, d'où la difficulté, dans bien des cas, d'obtenir une variation de l'accord de l'amplificateur au fur et à mesure du réglage du

T2 et il est envoyé au moyen des bobinages de sortie L5 et L6 vers la liaison habituelle de l'antenne dipôle avec la descente habituelle.

Les circuits accordés sont réglés, en enlevant les transistors du montage, et sur la fréquence de résonance à l'aide d'un système à ondemètre. Mais, d'après ce que nous avons indiqué précédemment, les circuits d'entrée et de sortie présentent une bande de réponse en fréquence assez étalée volontairement, en raison de la présence des résistances d'amortissement R4 et R9.

Les bobinages L3 et L4 du filtre sont réglés sur la résonance et, ensuite, décalés légèrement de 1 à 2 MHz par rapport à la fréquence de résonance, quand l'amplificateur est utilisé en FM ; mais en T.V. l'accord n'est pas modifié.

Les bobinages doivent être adaptés, évidemment, à la fréquence du canal de fréquences considéré et, en T.V., on peut utiliser comme transistors des éléments du type A.F. 102 ; on voit par ailleurs sur la figure 2, un exemple de disposition des bobinages L1 L2, L3 L4 et L5 L6, constituant les filtres de bande des circuits d'entrée et de sortie.

L'ensemble du montage peut être établi sur une plaquette isolante réduite de 40 x 100 mm, et d'une épaisseur de l'ordre de 5 mm ; il est bon de placer les transistors sur de petits supports.

Pour obtenir la bande de fréquences nécessaire, on agit sur le réglage des petits condensateurs trimmers TR1 et TR2, qui déterminent l'accord des circuits-filtres de L3-L4 ; on peut ainsi obtenir une variation de l'ordre de 2 MHz et, en employant des résistances indiquées en parallèle, on réalise un amortissement qui élargit la bande passante. Il est, d'ailleurs, possible également de modi-

Par contre, pour les très hautes fréquences, et les ondes ultra-courtes, on ne peut plus avoir recours aux petits cadres-antenne à noyau de ferrite, qui sont incorporés dans les boîtiers des récepteurs, et aussi bien pour les téléviseurs que pour les émissions radiophoniques à modulation de fréquence, il faut encore utiliser des antennes.

Sans doute, ce sont des antennes particulières très réduites et de forme spéciale, dont la longueur est exactement déterminée en fonction même de la longueur d'onde des émissions à recevoir. On en trouve de télescopiques disposées sur le boîtier de l'appareil portatif ou non, mais les meilleurs résultats sont encore obtenus avec des antennes extérieures placées sur le toit.

Malgré tout, lorsqu'on veut recevoir des émissions dans une zone de réception limite, et si l'antenne est placée dans un emplacement défavorable, ou encore si la descente est très longue, la tension obtenue à l'entrée du récepteur risque d'être insuffisante. D'où l'intérêt possible des préamplificateurs d'antenne qui sont montés entre l'antenne et le récepteur et sur lesquels nous avons déjà attiré l'attention dans des articles précédents de la revue.

En employant un préamplificateur de ce type, on améliore le gain obtenu et, en même temps, avec un montage bien étudié, on peut accroître le rapport signal-bruit, de sorte que le rendement de l'installation est amélioré, et le bruit total réduit, pour le plus grand bénéfice encore de la musicalité. Bien entendu,

récepteur. Pour éviter cette difficulté on peut songer à établir un montage, qui n'a pas besoin d'être modifié sur l'étendue de la gamme normale des émissions FM.

Le montage que l'on peut utiliser est très simple et représenté sur la figure 1 ; il comporte seulement deux transistors, qui sont reliés l'un à l'autre à l'aide de circuits-filtres assurant une adaptation convenable.

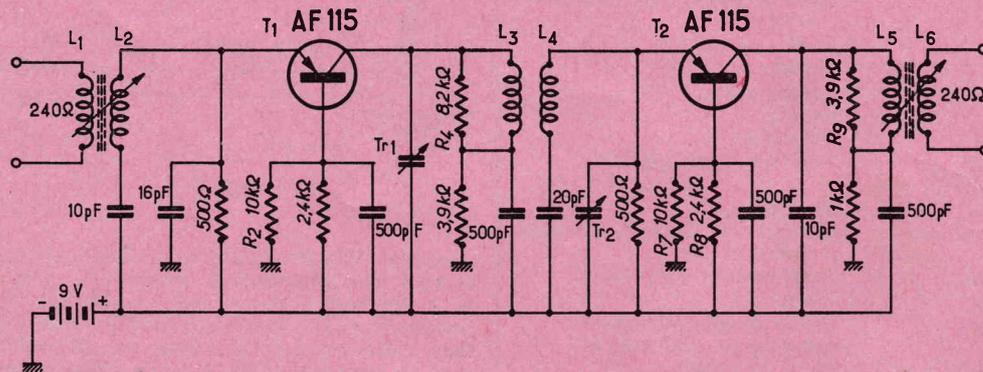


FIG. 2

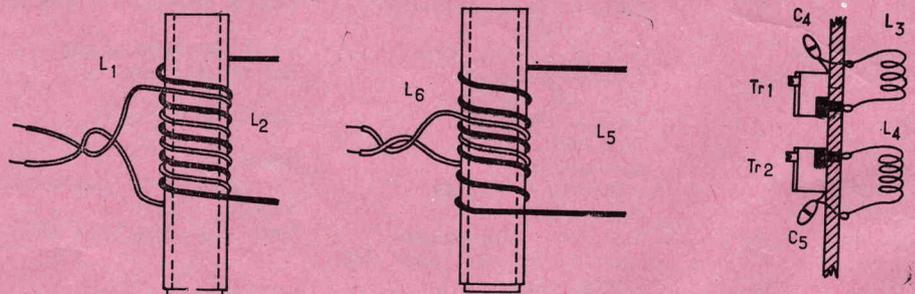


FIG. 1

Le couplage entre les deux étages est réalisé au moyen de deux groupes de bobinages L1 L2 et L3 L4 ; à la sortie de l'appareil se trouvent également deux bobinages couplés, L5 et L6, destinés à assurer la liaison avec le câble de descente relié au récepteur.

Le signal amplifié est recueilli par induction sur le collecteur du deuxième transistor

fier la valeur de la résistance R9 ce qui a aussi une influence sur la largeur de cette bande et l'importance du gain final.

Quant aux montages diviseurs de tensions R2-R3, et R7-R8, ils permettent de déterminer les tensions appliquées sur les bases des transistors et, par suite, de régler les points de fonctionnement de ces derniers.

COMMENT CRAYONNER DES CIRCUITS IMPRIMÉS

AUX temps héroïques de la radio, qu'on appelait, alors, à ce moment, la T.S.F., les premiers amateurs-bricoleurs de l'époque, n'avaient pas à leur disposition, pour réaliser leurs montages récepteurs, les pièces détachées réalisées industriellement, qu'on appelle, d'ailleurs, maintenant *des composants*. Il fallait donc qu'ils les *établissent eux-mêmes*, à l'aide de moyens de fortune peu coûteux, et en utilisant tous les matériaux à leur disposition. C'est ainsi qu'ils réalisaient des résistances et des capacités d'autant plus nombreuses que les récepteurs de l'époque comportaient justement beaucoup d'étages successifs à résistances et à capacités.

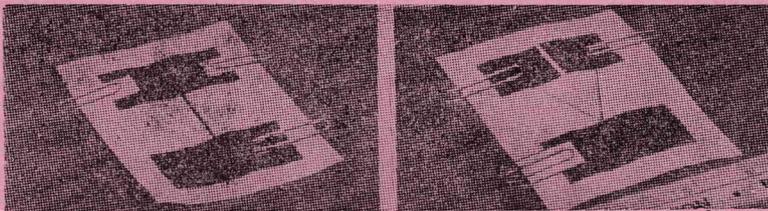


Fig. 1

Ils fabriquaient ainsi des *résistances*, en particulier, des résistances de grille pour les montages à lampes, en traçant simplement un trait de crayon sur un morceau de papier, ou d'ébonite, reliaient un fil souple en boudin à chaque extrémité pour constituer des prises de connexion. Ce procédé de fortune peut encore servir, pourtant, pour constituer, tout au moins, des systèmes de secours, lorsqu'on n'habite pas à proximité d'un fournisseur de matériel de radio, et qu'on veut réparer rapidement un montage.

On peut réaliser un *condensateur* d'une façon analogue. Il suffit de couvrir de traits de crayon bien homogènes un carré sur la face d'une feuille de papier, et ensuite de retourner le papier, et d'établir un carré identique de l'autre côté du premier, sur l'autre face. On a ainsi deux surfaces plus ou moins conductrices, et entre les deux une lame isolante, et on a ainsi réalisé un condensateur.

Ces réalisations ne sont possibles que parce que la « mine de plomb » du crayon est conductrice et, pour une certaine qualité de la matière, plus la ligne tracée est longue et étroite, et plus la couche est mince, plus la résistance est élevée. Au contraire, plus la ligne est courte et large et plus elle est recouverte d'un enduit relativement épais, plus la résistance est faible.

Quant aux plaques des condensateurs, elles doivent surtout présenter une *faible résistance*, et c'est pourquoi elles doivent être complètement noircies, de façon à posséder un aspect bien uniforme et bien poli. Sans doute vaudrait-il mieux un enduit métallique, ou une lame métallique collée mais la méthode est encore plus simple.

Que penser de ces composants ? Bien entendu, ils ne peuvent avoir la qualité des pièces habituelles ; les résistances ne peuvent supporter une grande intensité de courant, et elles risquent de produire un certain bruit de fond. Elles peuvent aussi varier plus ou moins rapidement au fur et à mesure du vieillissement.

Quant aux condensateurs établis par ce procédé, leur capacité est très faible, et leur qualité ne peut être comparable à celle des éléments au mica, puisque le diélectrique est seulement du papier. Par contre, tout au moins à un instant déterminé, il est possible d'établir des éléments présentant des caractéristiques assez précises, aussi bien en ce qui concerne la résistance que la capacité.

DES MODULES CRAYONNES

La technique moderne fait appel, désormais, *aux modules* sinon *aux composants intégrés*. Ce sont de petits ensembles de montages qui comportent, sur un même support, un certain nombre d'éléments, résistances et capacités, par exemple, constituant une partie plus ou moins importante des montages, sinon des montages complets. Avec ce procédé très ancien du crayonnage, il est possible d'établir des modules à circuit imprimé à film mince, suivant une technique récente, mais en ayant ainsi recours à un procédé qui date, maintenant de près d'un demi-siècle !

Il suffit, pour cela, d'utiliser un crayon ordinaire, qui permet de déposer la couche nécessaire de graphite sur le papier. Il ne doit être ni trop dur ni trop mou, et on peut employer, par exemple, la « mine » utilisée dans les porte-mine automatiques. Bien entendu, il faut employer un produit d'aussi bonne qualité que possible ; de même le papier blanc utilisé doit être d'excellente qualité et assez rigide, et du genre de celui qu'on emploie pour le papier à lettre élégant avec entête.

Un papier assez mou absorbe l'humidité et risque d'être rayé par le crayon ; il faut surtout prendre soin de recouvrir uniformément toute la surface utile sans laisser aucune partie même réduite grise ou blanche. Appuyons uniformément et fortement et noircissons la surface, jusqu'à ce qu'elle présente une surface d'apparence polie comme métal.

Comment établir une *résistance* ? Traçons une ligne bien droite avec une règle ou un autre instrument à bords rectilignes tel

qu'une équerre ; cette forme est celle qui permet d'obtenir le réglage le plus précis de la résistance.

Une seule ligne noire et brillante d'une largeur de 8/10 de millimètre, avec une couche de graphite mince, présente une résistance initiale de 300 000 ohms pour une longueur de 25 mm. Une ligne analogue d'une largeur de 15/10 mm a une résistance de 7 000 ohms pour une longueur de 25 mm.

La valeur de la résistance une fois tracée est généralement trop faible ; on peut l'augmenter en effaçant légèrement le graphite avec une gomme assez molle, et en contrôlant exactement la valeur obtenue au moyen d'un ohmmètre. Si la résistance est trop élevée au contraire on augmente la largeur de la ligne, ou l'épaisseur de l'enduit ; on peut ainsi réaliser des résistances crayonnées d'une valeur de quelques centaines d'ohms jusqu'à 1 000 mégohms.

L'ETABLISSEMENT DES CONDENSATEURS

Pour établir un condensateur, traçons en traits noirs un carré ou un rectangle sur un côté du papier ; puis, ensuite retournons la feuille, et traçons de même, une réplique exacte sur l'autre côté de la feuille en correspondance avec le premier. Prenons garde, évidemment, de ne pas effacer l'enduit de la première surface, lorsque nous réalisons la seconde.

La première précaution à prendre consiste à placer le papier sur une surface bien polie et dure, telle qu'une plaque de miroir ou de verre ; la couche de crayon n'adhère pas facilement à une surface de ce genre.

La capacité d'un condensateur à deux armatures de ce genre, est indiquée par la relation bien connue :

$$C \text{ (centimètres ou } \mu\text{F (en pratique) = } \frac{KS}{KS \text{ (cm}^2\text{)}} = \frac{4\pi e}{4 \times 3,14 \times e \text{ (cm)}}$$

dans laquelle C est la capacité en μF , S, la surface d'une plaque en cm^2 , K la constante diélectrique du papier, e, l'épaisseur du papier.



Fig. 2

Cette constante diélectrique K du papier varie entre 3 et 6 ; la valeur moyenne est de l'ordre de 4,5. Pour connaître la valeur exacte de l'épaisseur e, il faut, en principe, mesurer l'épaisseur du papier avec un micromètre ; mais, si nous n'en avons pas, il y a une solution plus pratique.

Réalisons par crayonnage un condensateur-type ayant par exemple, des plaques de 6 cm^2 ; contrôlons sa capacité avec un pont ou un capacimètre, et utilisons cette capacité étalon pour déterminer les dimensions de la capacité que nous désirons.

La capacité varie directement avec la surface de la plaque S; si cette surface double, la capacité double et vice versa. Si C_x représente la capacité désirée, la surface correspondante a pour expression :

$$S_x = C_x / C_0$$

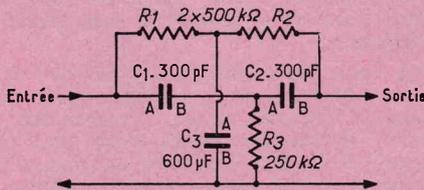


FIG. 3

Si la capacité est trop élevée, effaçons avec précaution une petite partie de la surface enduite, en contrôlant la capacité pendant cette opération avec un pont ou un capacimètre. Inversement, si la capacité est trop faible, ajoutons une petite surface noire sur chaque plaque. Il est ainsi possible de réaliser et de régler des condensateurs à deux armatures ayant une capacité de 10 pF à $0,02 \text{ } \mu\text{F}$.

Il y a, sans doute, une certaine réduction de la qualité dans un condensateur de ce genre; mais, ce défaut est limité en réalisant une plaque bien noire, bien polie, et bien uniforme. Dans la plupart des circuits à résistance-capacité, la résistance parasite est très faible, lorsqu'on la compare à la résistance extérieure reliée en série avec le condensateur.

LA REALISATION D'UN MODULE

Avec ce principe si simple, on peut établir des modules à circuit résistance-capacité, en traçant des lignes de résistances et des sur-

faces de condensateur sur une feuille de papier, et en réalisant toutes les connexions excepté les bornes d'entrée et de sortie.

Les connexions d'entrée et de sortie sont destinées à relier les résistances et les condensateurs dans le montage au moyen de fils souples.

Un certain nombre de procédés peuvent être employés pour relier ces connexions d'une façon efficace à la couche de graphite du module; toutes fonctionnent suivant le principe du contact à pression. On peut ainsi employer de simples attaches-trombones pour constituer, tout au moins, des connexions d'essai temporaires, comme on le voit sur la figure 1.

Si une pince produit des contacts gênants avec une électrode tracée de l'autre côté de la feuille à papier, on peut glisser une petite feuille de papier formant isolateur d'un côté ou de l'autre de la boucle métallique.

Un autre procédé consiste à disposer un petit morceau de fil boudiné très fin sur la surface graphitée, et à l'attacher solidement à la position convenable avec des œillets ou des attaches du genre de celles employées pour fixer entre elles les feuilles de documents.

La réalisation des connexions entre les électrodes placées sur les faces opposées du papier pose les mêmes problèmes qu'avec des circuits imprimés. Une méthode satisfaisante consiste à percer un trou dans la feuille, et à placer un œillet avec un rivet bien serré.

Après la réalisation du circuit complet, il est bon de pulvériser sur la surface un enduit protecteur du genre krylon, ou produit analogue qui n'a pas d'effet électrique, et protège surtout contre les variations de l'humidité.

Les circuits de ce genre peuvent être établis sous des formes et des dimensions très diverses, depuis la dimension d'un timbre poste; on peut les employer sous la forme plate, avec une protection rigide entre des feuilles de carton, ou de matière plastique transparente.

On peut également les utiliser sous la forme de petits rouleaux, comme s'il s'agissait d'un condensateur tubulaire, en utilisant une lamelle de papier ou de cellophane de chaque côté, pour éviter les courts-circuits.

Le rouleau ne doit pas amener les plaques de condensateur séparé en opposition les unes avec les autres, — après l'avoir roulé en serrant suffisamment, on l'attache avec un ruban ou on le colle (fig. 2).

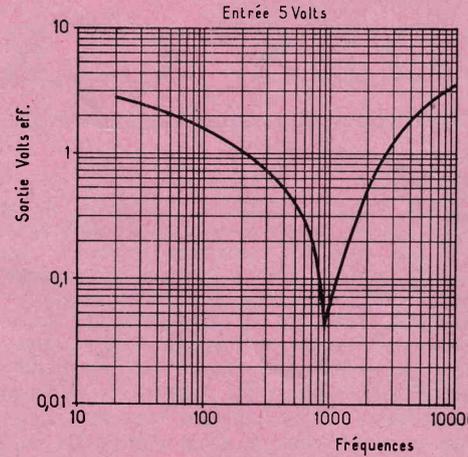


FIG. 5

UN EXEMPLE-TYPE SIMPLE

Suivant ce principe, on peut établir de nombreux montages extrêmement variés, et on voit ainsi, par exemple, sur la figure 3 le schéma d'un circuit dit T-parallèle, qui comporte trois résistances et trois condensateurs.

Ce circuit présente une certaine fréquence de réponse, et permet ainsi d'effectuer un filtrage; la capacité du condensateur C_1 est la même que celle du condensateur C_2 , et est le tiers de celle de C_3 .

Les dimensions de C_3 sont ainsi beaucoup plus grandes que celles de C_1 et C_2 , comme on le voit sur la figure 4. Les condensateurs C_1 et C_2 sont reliés ensemble; leurs plaques sont réalisées par crayonnage, comme s'il s'agissait d'une seule plaque de grande surface sur la face supérieure du papier, afin de simplifier les connexions. Dans ce circuit, la résistance R_1 est égale à la résistance R_2 , elle est le double de la résistance R_3 .

Le système permet de s'opposer au passage d'un signal de fréquence bien déterminée, comme on le voit sur la courbe de la figure 5 et cette fréquence est connue d'avance par la relation :

$$f = \frac{1}{6,28 RC}$$

De très nombreux montages résistance-capacité peuvent être établis de la même manière, en prenant surtout la précaution de disposer les électrodes dans une position convenable, et sur le côté convenable du papier. C'est là un moyen, en tout cas, peu coûteux et rapide, pour effectuer des essais parfois fort utiles et très intéressants.

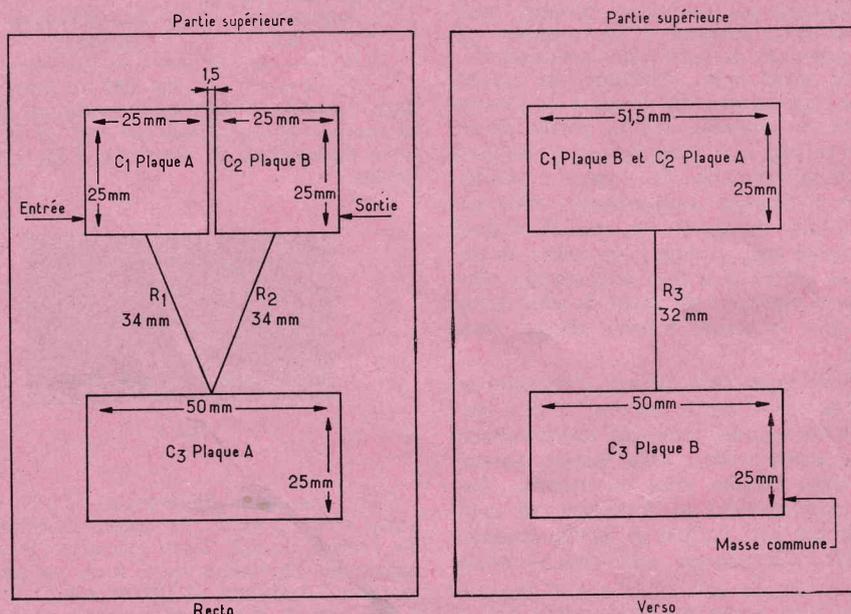


FIG. 4

Abonnez-vous

25 F

par an

12 numéros normaux

plus 3 numéros spéciaux