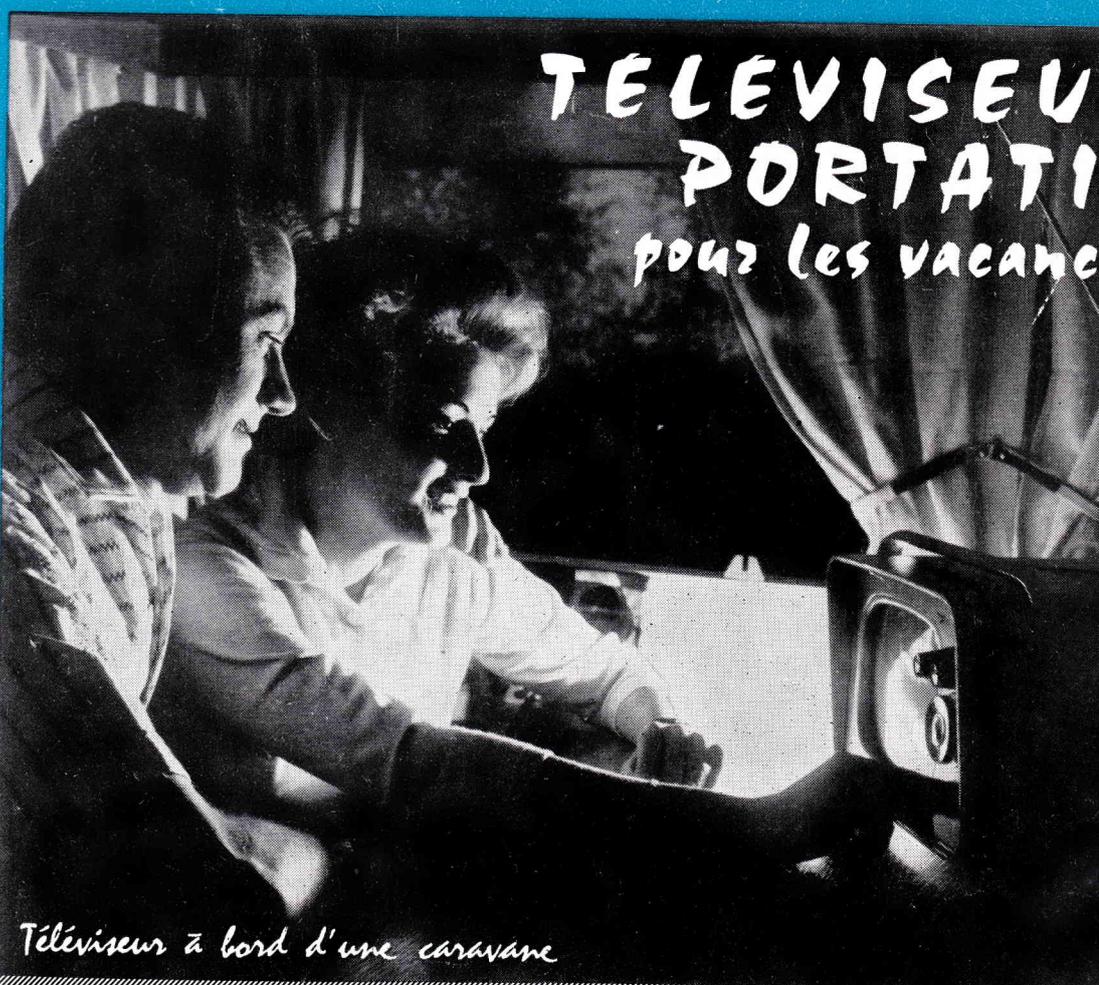


120 NF.
120 FRANCS ANCIENS

138 fr. marocains

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation **RADIO**
TÉLÉVISION

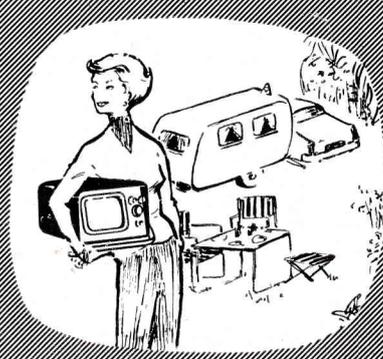


TÉLÉVISEUR
PORTATIF
pour les vacances

DANS CE NUMÉRO :

- Un générateur étalon de fréquence.
- Distorsion du bras de P.U. stéréophonique.
- Applications pratiques des transistors.
- Les merveilles de la radio.
- Transmission des images par radar.
- Emploi en vidéo-fréquence des nouvelles lampes.
- Préamplificateurs à transistors.
- Capacimètre.
- Memento des enceintes acoustiques.

Téléviseur à bord d'une caravane



Informations

TELEVISEURS PORTATIFS A TRANSISTORS AU JAPON

Plusieurs firmes japonaises ont récemment rendu publics leurs projets de fabrication de téléviseurs portatifs à transistors.

— Hayakouwa Electric Co Ltd lance sur le marché, dès l'été 1960, un téléviseur portatif.

— Japan Broadcasting Corporation (N.H.K.), Toshiba (Tokyo Shibaura Electric) et Masushita Electric Industry vont également se lancer prochainement dans cette nouvelle production.

— Quant à la Sony Corporation, elle va lancer un modèle dont les

caractéristiques sont les suivantes : dimensions : 16 cm x 20 cm x 24 cm ; poids : 5,8 kg ; écran de 20 cm ; 19 transistors au germanium ; 4 transistors au silicium ; 14 diodes. Prix de lancement : 195 à 200 dollars.

Pendant la période de lancement, la firme pense produire de 1 000 à 1 500 appareils par mois, mais attendra vraisemblablement une production mensuelle de 10 000 téléviseurs à la fin de l'année.

MISE EN SERVICE D'UN EMETTEUR DE RADIODIFFUSION A MODULATION DE FREQUENCE A REIMS-HAUTVILLERS

Le 1^{er} juin, à Reims Hautvillers un émetteur de Radiodiffusion à Modulation de fréquence dont voici les caractéristiques :

Puissance 12 kW
Fréquence 99,2 Mc/s
Canal 41 — Bande II

Cet émetteur transmettra le programme intégral Haute Fidélité — France IV, ainsi qu'un programme partiel National France III.

Cet émetteur remplace l'émetteur provisoire de 50 W (même fréquence 99,2 Mc/s) en service depuis le 11 novembre 1959.

LES TELESPECTATEURS CLANDESTINS

Pour déceler les téléspectateurs clandestins, la R.T.F. vient de créer un service spécial de dépiage. Il se compose d'un corps d'inspecteurs sérieusement sélectionnés, dotés de moyens techniques multiples et efficaces, que l'antenne soit extérieure ou non.

Une fois repéré, le téléspectateur clandestin est prié de se mettre en règle au plus vite. En cas de non-paiement, des poursuites sont engagées par voie d'huissier. Les infractions sont passibles (qu'il s'agisse d'un particulier ou d'un récepteur installé dans un établissement où accède le public) d'une pénalité égale au quintuple de la redevance exigible, soit de 37 500 anciens francs (7 500 x 5) dans le cas d'un particulier, et de 150 000 francs (30 000 x 5) dans celui d'un établissement public. (Revue de l'UVER)

UN NOUVEAU TUBE ELECTRONIQUE

Le début de la production commerciale du nouveau tube électronique *nuvistor*, annoncé en février 1960 par la Radio Corporation of America, a été accueilli comme une véritable révolution dans la technologie des tubes électroniques.

Ce tube, de la dimension d'un dé à coudre, trouvera de nombreuses applications dans des domaines variés, depuis les systèmes de traitement des données jusqu'aux appareils de diagnostic médical.

Le fait que le *nuvistor* est capable de fonctionner à n'importe quelle altitude permettra de l'utiliser lar-

gement dans les appareils miniatures aéroportés et dans les véhicules de l'espace.

Le *nuvistor* apporte une solution depuis longtemps attendue pour améliorer le fonctionnement des systèmes électroniques dans des domaines tels que : radar, contrôle, communications, mesures et médecine. (UIT)

SIGNAUX RADIOELECTRIQUES A DIX MILLIONS DE KILOMETRES

À l'occasion d'une conférence de presse, un groupe de savants de l'Agence américaine de l'aéronautique et de l'espace a révélé quelques unes des données recueillies par Pioneer V depuis son lancement.

Le satellite a émis 227 fois des signaux qui ont été captés par les stations d'écoute des îles Hawaï et de Manchester, à une distance de quelque dix millions de km. Il faut 36 secondes pour qu'un signal parvienne.

La qualité de la liaison radio avec Pioneer V a permis aux techniciens de communiquer avec le satellite jusqu'à 150 millions de km.

En revanche, les détecteurs de micrométéorites fonctionnent moins bien.

Le champ magnétique terrestre s'étend à plus de 85 000 km dans l'espace alors qu'on croyait qu'il ne s'étendait que de 30 000 à 40 000 km.

En outre, un courant électrique allant d'est à ouest autour de la terre a pu être détecté. La zone où il se manifeste a environ 40 000 km de largeur et son centre se trouve à environ 55 000 km de la terre. L'intensité de ce courant serait de cinq millions d'ampères.

Dans l'espace interplanétaire, il existe en permanence un faible champ magnétique, en dehors des périodes où se manifestent les orages magnétiques solaires.

Notre cliché de couverture

LE « TELE PORTABLE », TELEVISEUR PORTATIF A LAMPES, DE GRANDE SENSIBILITE

Les téléviseurs portatifs pouvant être utilisés en camping, en particulier dans une caravane, présentent de nombreux avantages et sont susceptibles d'intéresser une clientèle importante désirant suivre les programmes de télévision pendant les vacances.

La technique actuelle ne permet pas encore la réalisation de téléviseurs d'un poids très réduit et de consommation assez faible pour qu'il soit possible d'envisager une alimentation autonome par petite batterie d'accumulateurs par exemple. Seule l'utilisation de transistors permettra, dans un avenir plus ou moins lointain,

de telles réalisations. Certaines firmes japonaises, telles que Sony Corporation, annoncent la fabrication en série, à la fin de l'année, de téléviseurs portatifs avec tube de 20 équipés de 22 transistors, 14 diodes. Le poids de ces téléviseurs serait inférieur à 6 kg et leurs dimensions seraient 16 x 20 x 24 cm.

Actuellement, en France, de nombreux constructeurs se sont intéressés aux téléviseurs portatifs. Les Ets Paris Auto-Radio ont le mérite d'avoir été les premiers à réaliser un téléviseur portatif, le « Télé Portable », présenté sur notre marché de couverture.

Nous avons déjà eu l'occasion de mentionner, dans notre dernier numéro spécial du 1^{er} juin, de la Radio et de la Télévision, les caractéristiques essentielles de ce modèle particulièrement séduisant. Il est équipé de 16 lampes plus un manium et d'un tube cathodique à grand angle (90°) de 8 pouces (20 cm). Ses dimensions sont les suivantes : largeur 31 cm, hauteur 20 cm, profondeur 33 cm. Poids 10 kg.

Deux antennes télescopiques incorporées, disposées sur la partie supérieure du coffret, permettent la réception de tous les postes français dans un champ des émetteurs du standard 819 lignes. Il s'agit d'un téléviseur grande distance, indispensable pour de telles conditions d'utilisation, avec un rotacteur multicanaux à 12 positions. Les douze barrettes du rotacteur correspondent aux canaux du standard 819 lignes français, ce qui permet de capter un émetteur quelconque 819 lignes lorsque l'on se trouve dans le champ de réception de l'émetteur, par la simple manœuvre du rotacteur. La même position du rotacteur est réservée à la réception de la deuxième chaîne.

Le Télé Portable est alimenté sur secteur alternatif 110-145-220 ou 245 V. Pour le fonctionnement sur batterie d'accumulateurs de 12 ou 24 V une commutatrice continue alternatif est nécessaire et la sortie de cette commutatrice est reliée à la prise secteur.

Dans le cas où les conditions de réception seraient trop défavorables, il est possible d'utiliser une antenne extérieure montée sur mât télescopique.

(1) 98, avenue Philippe-Auguste, Paris (11^e). ROQ. 85-43. Prix : 1.500 + taxe locale.

LE HAUT-PARLEUR

Directeur-Fondateur
J.-G. POINCIGNON
Rédacteur en chef :
Henri FIGHIERA

Direction-Rédaction :
PARIS

25, rue Louis-le-Grand
OPE 89-62 - C.C.P. Paris 424-219

Abonnement 1 an
(12 numéros plus 2 numéros
spéciaux) : 15 NF (1.500 fr.)

Abonnement étranger :
18,50 NF (1.850 fr.)



CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
51740
EXEMPLAIRES

PUBLICITE

Pour la publicité et les
petites annonces s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE
DE PUBLICITE

142, rue Montmartre, Paris (2^e)
(Tél. : GUT. 17-28)
C.C.P. Paris 3793-60

Nos abonnés ont la possibilité de bénéficier de cinq lignes gratuites de petites annonces par an, et d'une réduction de 50 % pour les lignes suivantes, jusqu'à concurrence de 10 lignes au total. Prière de joindre au texte la dernière bande d'abonnement.

Le GE F. 5

UN GÉNÉRATEUR ÉTALON DE FRÉQUENCES

pilote par quartz de 10kHz à 250MHz et de 10 en 10kHz

BUTS ET USAGES DE CET APPAREIL

EN matière de générateurs d'ondes, les radiotechniciens connaissent bien et utilisent couramment l'hétérodyne ; c'est un appareil qui couvre généralement en émissions les trois gammes usuelles de radiodiffusion, et une gamme étalée des valeurs de moyenne fréquence.

Ce que l'on a coutume d'appeler ensuite le générateur haute fréquence est un modèle de générateur plus perfectionné. Il couvre souvent de 100 kHz à 30 MHz ou plus, sans interruption, en plusieurs gammes se recouvrant entre elles. Il est généralement muni d'un indicateur de tension de sortie sérieusement étalonné, et la précision de son cadran de lecture des fréquences est souvent égale ou supérieure à \pm ou $-$ 1 %.

Nous nous proposons de décrire ici la réalisation pratique d'un autre type de générateur. Ce modèle est, en effet, essentiellement caractérisé par sa très grande précision, qui est de l'ordre de 1/10 000^e, et c'est pourquoi nous l'avons dénommé générateur étalon.

En effet, lorsqu'on dispose d'un appareil d'une telle précision, on peut se permettre de l'utiliser comme référence, comme étalon, pour contrôler et vérifier à son tour l'étalonnage d'autres générateurs.

Supposons, par exemple, que nous venions de fabriquer un générateur basse fréquence ; nous allons alors recourir à notre GEF.5 pour disposer d'un certain nombre de fréquences étalon, d'une très grande précision, et qui nous permettront de l'étalonner avec toutes les garanties de précision nécessaires à une telle opération.

Il en sera de même pour étalonner, par exemple, une hétérodyne que nous venons de monter, ou de tout autre générateur haute fréquence, quel qu'il soit.

Mais, bien entendu, son rôle ne se limite pas à contrôler d'autres générateurs ; il peut, à plus forte raison, être utilisé lui-même comme générateur de haute ou de basse fréquence. Il trouve encore son emploi pour déterminer la bande passante d'un récepteur, par exemple, pour connaître la fréquence de résonance d'un circuit accordé, pour aligner un récepteur, pour le marquage d'un oscillographe, pour vérifier le bon fonctionnement d'un quartz, pour déterminer la bande passante d'un bobinage ou d'un circuit accordé. Pour les radio-amateurs émetteurs,

il offre la possibilité du contrôle de la fréquence d'émission du correspondant ou de sa propre fréquence d'émission à $+$ ou $-$ 10 kHz.

Ce ne sont là que quelques utilisations possibles que nous vous donnons à titre d'exemple et qui ne sont nullement limitatives, l'usage de cet appareil s'impose chaque fois que l'on a besoin de disposer d'une émission donnée sur une fréquence très exactement connue. Nous donnerons d'ailleurs plus loin quelques exemples pratiques d'emploi qui vous permettront de bien prendre cet appareil en mains.

CONSTITUTION GENERALE

Nous avons vu que notre générateur de fréquences délivre une gamme de fréquences étalon avec une exactitude qui est de l'ordre de 1/10 000^e. Pour le radiotechnicien dont les moyens financiers sont quelque peu limités, la possibilité de pouvoir disposer d'un tel appareil s'est toujours heurté à des réalisations industrielles d'un prix tel qu'il se trouvait absolument hors de portée.

Nous sommes donc très heureux de pouvoir offrir aujourd'hui à ces utilisateurs la possibilité de posséder un tel instrument. Nous avons, en effet, étudié et mis au point un modèle ne comportant que ce qui est nécessaire et suffisant pour répondre aux critères déjà énoncés, de façon à parvenir à un prix de revient très raisonnable. Il peut, d'autre part, être acquis soit en ordre de marche, soit en pièces détachées selon une formule très en faveur aux U.S.A. et répandue sous le vocable de « KITS », ce qui permet encore d'en réduire les prix de revient.

Notre générateur étalon se compose essentiellement d'un premier étage oscillateur piloté par quartz ; on sait qu'un cristal de quartz possède la propriété d'osciller sur une fréquence fixe et bien déterminée, et cela avec une très grande précision. Et c'est justement de la précision d'oscillation de nos quartz que dépend l'exactitude des signaux délivrés par notre générateur.

Nous utilisons donc deux quartz oscillant respectivement sur 100 kilohertz et sur 1 mégahertz ; nous disposons donc déjà ainsi de ces deux fréquences fondamentales et de leurs harmoniques, qui s'étendent très loin. Le signal généré passe par un étage amplificateur muni d'un réglage qui permet d'en doser l'amplification, donc en dernier lieu l'amplitude du signal émis.

Enfin, notre appareil comporte un multivibrateur dont la fréquence d'oscillation est synchronisée par l'un des quartz, et qui nous délivre des signaux de 10 en 10 kilohertz. Nous couvrirons en définitive en tout de 10 kilohertz à 250 mégahertz avec repères de 10 en 10 kilohertz.

Voyons maintenant de plus près et en détail la composition du GEF.5.

EXAMEN DU SCHEMA

La figure 1 donne le schéma de principe de notre Générateur Etalon de Fréquences.

Nous y voyons essentiellement deux tubes ECL82 qui sont des combinés triode-pentode. Le premier étage est constitué par un élément pentode: ECL82 (1) monté en oscillateur et piloté par quartz. Un commutateur S1 permet de mettre en service, soit le quartz 100 kHz, soit le quartz 1 MHz.

Une troisième position commute sur deux douilles extérieures auxquelles on peut brancher, par un exemple, un quartz dont on veut vérifier le bon fonctionnement. On peut également brancher là un quartz dont on aura souvent l'emploi, par exemple un 455 kHz, dans un atelier où l'on doit souvent disposer de cette fréquence pour des opérations d'alignement.

L'écran fait office de plaque oscillatrice, il est chargé suivant le cristal mis en service par deux bobines L1 ou L2 jouant le rôle de circuit bouchon, l'anode elle-même n'ayant qu'une charge purement résistive. Les ajustables C1 et C2 sont à régler au moment de l'étalonnage de l'appareil.

Pour la position 1 du commutateur, nous obtenons donc la fréquence 100 kHz, mais également tous ses harmoniques, soit :

200 kHz, 300 kHz, 400 kHz, 500 kHz, etc.

De même pour la position 2, nous obtenons la fréquence 1 MHz et également tous ses harmoniques, soit :

2 MHz, 3 MHz, 4 MHz, 5 MHz, etc...

Le signal généré par l'étage oscillateur est transmis pour amplification à l'élément pentode de l'ECL82 (2) par l'intermédiaire de C5 et d'une diode qui a pour but de favoriser l'amplification des harmoniques élevée. Disposée entre la haute tension et la masse, nous voyons une chaîne de résistances constituée par R6, R3 et P1. Le potentiomètre P1 fait varier la polarisation de la lampe, donc il agit sur l'amplification ; c'est par sa manœuvre qu'en dernier ressort on commande la tension de sortie des signaux délivrés par l'appareil.

Dans le circuit anodique, le commutateur S2 constitue un sélecteur d'harmoniques. Il permet de mettre en service divers bobinages L3, L4, L5 et L6 ; ce sont des bobinages à large bande de résonance, dont chacune favorise une certaine gamme de fréquences bien déterminée. Par exemple, en position 3, la bobine L4 favorise plus spécialement la bande de 10 à 50 MHz et met, par conséquent, en évidence ces harmoniques délivrés par le quartz 1 MHz.

Nous avons donné, dans le petit tableau annexe (voir figure 3), les gammes de fréquences obtenues pour chaque position des commutateurs.

A partir de ce point, les signaux engendrés sont dirigés par l'intermédiaire du condensateur de liaison C8 sur la douille de sortie de

Eléments nécessaires au montage du GÉNÉRATEUR ÉTALON DE FRÉQUENCE GEF.5 décrit ci-contre :

— Coffret, châssis et accessoires	NF	48,50
— Transfo d'alimentation, Self filtrage, Chimiques de filtrage	NF	29,60
— Deux quartz et jeu de lampes	NF	134,15
— Commutateurs, interrupteur, voyant lumineux et ampoule, boutons	NF	22,50
— Douilles, potentiomètres, supports de lampes et de quartz, cordon secteur	NF	18,65
— Bobines de choc, diode, ajustables, résistances et condensateurs, fils visserie et divers	NF	27,40
Total	NF	280,80
arrondi à	NF	280,00
Tous frais d'envoi pour la Métropole	NF	6,50
Toutes les pièces détachées peuvent être fournies séparément.		
Le GEF.5 livré en état de marche	NF	370,00
Tous les quartz sont essayés avant expédition. Pour la prise de quartz supplémentaire, nous fournissons sur demande des quartz de fréquences différentes. Délai de un mois, nous consulter.		

PERLOR - RADIO

16, rue Hérold - PARIS (1^{er})

Té. : CENTral 65-50 C.C.P. 50-50-96 PARIS

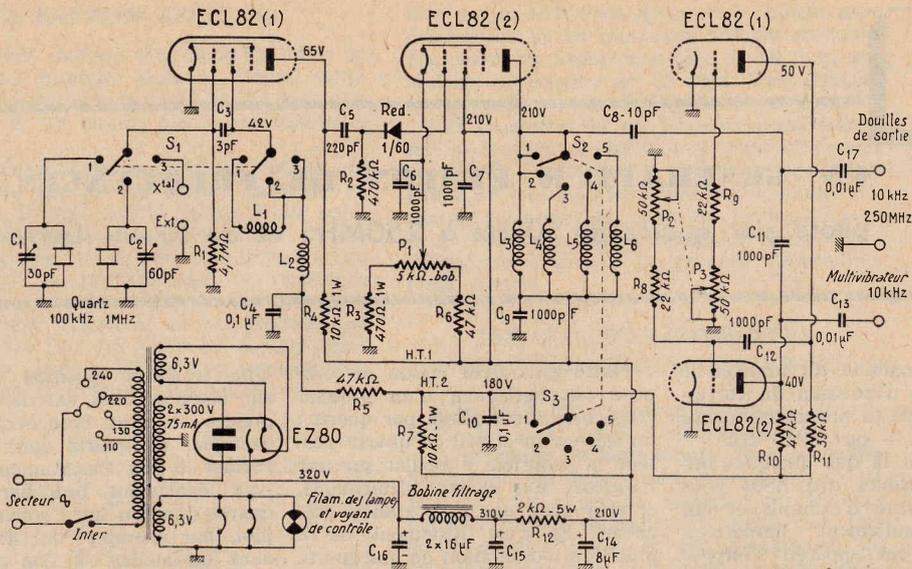


Fig. 1. — Schéma théorique du générateur. Toutes les tensions sont mesurées avec voltmètre de 10 000 Ω par volt.

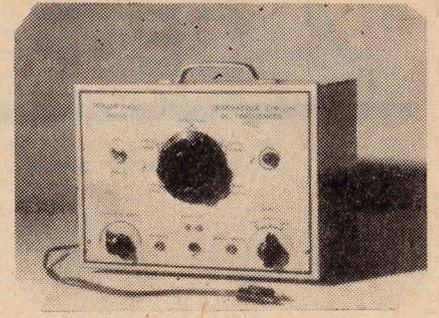


Fig. 2. — Aspect du générateur GEF.5 pont pour être utilisé.

l'appareil où ils peuvent être utilisés.

Voyons maintenant la « fabrication » des signaux de 10 en 10 kHz. Les deux triodes des ECL82 sont montées en multivibrateur, et cet étage n'est alimenté en haute tension, donc ne fonctionne, que lorsque le commutateur S3 est sur la position 1.

La fréquence de fonctionnement du multivibrateur est déterminée notamment par la position des potentiomètres P3 et P2. Ces deux éléments sont commandés par un seul et même axe dont la position est à déterminer une fois pour toutes au moment de la mise au point. On utilise un potentiomètre double qui est disposé à l'intérieur de l'appareil, il n'est pas accessible sur le panneau avant de commandes.

Le commutateur S3 est commandé par le même axe que S2, en position 1 nous sommes en fonction « Multi 10 kHz », le bobinage L3 est en service et le multivibrateur se trouve synchronisé par le quartz 100 kHz.

On obtient ainsi une oscillation rigoureusement stabilisée sur 10 kHz avec tous ses harmoniques:

20 kHz, 30 kHz, 40 kHz, 50 kHz, etc...

Ces signaux sont dirigés par le condensateur de liaison C13 sur la douille de sortie où ils sont disponibles.

Nous ne dirons rien de l'alimentation qui est tout à fait classique. Signalons seulement un voyant lumineux de contrôle d'allumage qui permet d'éviter des oublis fâcheux.

Indiquons encore que parmi les différents condensateurs de 1000 pF inclus dans cet appareil, C5, C6 et C9 sont des modèles à céramique, les autres peuvent être des modèles au papier. Quant à C3, qui est de très faible capacité, il est tout simplement constitué par 10 cm environ de câble coaxial type T.V.

Pour faciliter les vérifications au moment de la mise en route, nous avons porté en chiffres les tensions mesurées aux principaux points du

montage avec un contrôleur faisant 10 k Ω par volt; elles ne sont, bien entendu, pas absolument critiques.

Voici maintenant, mesurées au voltmètre électronique, les tensions alternatives maximales disponibles aux douilles de sortie :

- S1: 100 kHz.
- S2: 100 kHz/10 MHz : 18 volts.
- S1: 1 MHz.
- S2: 100 MHz/10 MHz : 18 volts.
- S1: 1 MHz.
- S2: 10/50 MHz : 25 volts.
- S1: 100 kHz.
- S2: 50/100 MHz : 3 volts.
- S1: 1 MHz.
- S2: 100/250 MHz : 3 volts.
- S1: 1 MHz.
- S2: Multi/10 kHz : 6 volts.

LE MONTAGE

La figure 2 donne un aspect du générateur GEF.5 tel qu'il se présente dès qu'il est prêt à l'emploi.

Il est contenu dans un coffret métallique de dimensions : 27 x 20 x 15 cm, givré gris clair. Poids de l'ensemble : 5,2 kg. Les inscriptions d'utilisation des commandes sont imprimées directement sur le panneau avant par procédé sérigraphique, teinte bleu foncé.

Le châssis est fixé sur le panneau avant, et c'est sur ces deux éléments que se fait tout le montage. On dispose ainsi d'un bloc compact et très rigide, se manipulant fort aisément en tous sens, sans fils ou connexions mobiles. Dès que la mise au point est terminée, on l'introduit dans le coffret où il se trouve simplement maintenu par 4 vis taraudeuses. Par la suite, pour les besoins d'un éventuel dépannage, le démontage se fait rapidement et on a toujours un accès facile à toutes les parties de l'appareil.

Les figures 3 et 4 aideront à la réalisation de cet instrument, qui

ne présente pas de bien grandes difficultés particulières, mais demande néanmoins un câblage soigné, des sondages sans défaillances, un travail sérieusement exécuté.

Les quartz doivent être montés sur support octal stéatite, la broche 1 correspond au blindage et doit être mise à la masse, les broches 4 et 8 correspondent aux deux bornes du cristal.

Les bobinages L1, L2, L3 et L4 sont fournis prêts à l'emploi. L5 et L6 sont à relier comme suit, à l'aide du matériel joint :

— Pour L5 on bobine 40 spires jointives de fil 3/10 sur mandrin plein de 6 mm ;

— Pour L6 on bobine 10 spires du même fil sur même mandrin.

Le bobinage L2 est à brancher entre les cosses 1 et 3, de même que le bobinage L1. Le potentiomètre double se fixe sans difficulté verticalement, axe au-dessus du châssis. En dehors de cela, aucune particularité importante, conseillons seulement de faire des bonnes masses, fil nu de masse générale soigneusement plaqué dans le fond du châssis.

L'ETALONNAGE

Le montage étant terminé et le bon fonctionnement dûment vérifié, il reste à effectuer quelques opérations d'étalonnage que vous pourrez mener comme suit :

A. — Etalonnage 100 kHz :

Inverseur S1 en position 100 kHz (1).

Sélecteur d'harmoniques S2 en position 100 kHz/10 MHz (2).

Régler un récepteur ordinaire de radiodiffusion en GO sur Droitwich, soit donc 1 500 m/ 200 kHz.

Masses des deux appareils reliées ensemble, brancher la douille de sortie du GEF.5 à l'antenne du poste. Agir ensuite sur l'ajustable C1 qui se trouve aux bornes du quartz 100 kHz jusqu'à l'obtention du **battement nul** dans le haut-parleur du récepteur. Ce que l'on ap-

pelle le battement nul, c'est l'arrêt, le blocage de l'émission reçue par le récepteur, en l'occurrence ici Droitwich.

B. — Etalonnage 1 MHz :

Sans rien changer aux branchements et aux commutateurs, régler le récepteur en P.O. vers 300 m/1 MHz, rechercher dans cette zone l'émission du générateur, on doit y recevoir l'harmonique 10 du quartz 100 kHz.

Mettre l'inverseur S1 en position 1 MHz (2).

Agir sur le condensateur ajustable C2 qui se trouve aux bornes du quartz 1 MHz jusqu'à l'obtention maximum de l'émission du générateur.

C. — Etalonnage 10 kHz (Multivibrateur) :

Remettre l'inverseur S1 en position 100 kHz (1).

Sélecteur d'harmoniques S2 en position M.V. (1).

Si l'on dispose d'un générateur basse fréquence dont on est certain de la précision, on réalise le montage de la figure 5. La sortie « M.V. » du GEF.5 est reliée à l'entrée horizontale d'un oscillographe, et la sortie du générateur B.F. réglé sur 10 kHz est reliée à l'entrée horizontale.

Agir sur le potentiomètre double de 50 k Ω pour régler le multivibrateur sur 10 kHz, ce qui sera obtenu et constaté par l'observation sur l'écran d'une droite inclinée, de 45 degrés. Pratiquement, cette droite se transforme souvent en une ellipse plus ou moins ouverte suivant le déphasage existant entre les deux signaux, et l'inclinaison n'est pas de 45 degrés si l'amplitude des signaux n'est pas identique.

Si l'on ne dispose pas d'un générateur basse fréquence on pourra rechercher toute autre source étalon susceptible de le remplacer.

Comme possibilités, signalons, à titre documentaire, le disque de fréquences, disque microsillons 33 tours, qui délivre une gamme de fréquences étalon nettement séparées entre elles et s'étendant de 40 Hz à 15 000 Hz.

Signalons encore que lorsque la télévision passe des mires, la chaîne son fournit une émission dont la modulation correspond très exactement à du 1 000 périodes. De même, la F.M. avant ses émissions, de même la B.B.C. (Droitwich) dont la fréquence est

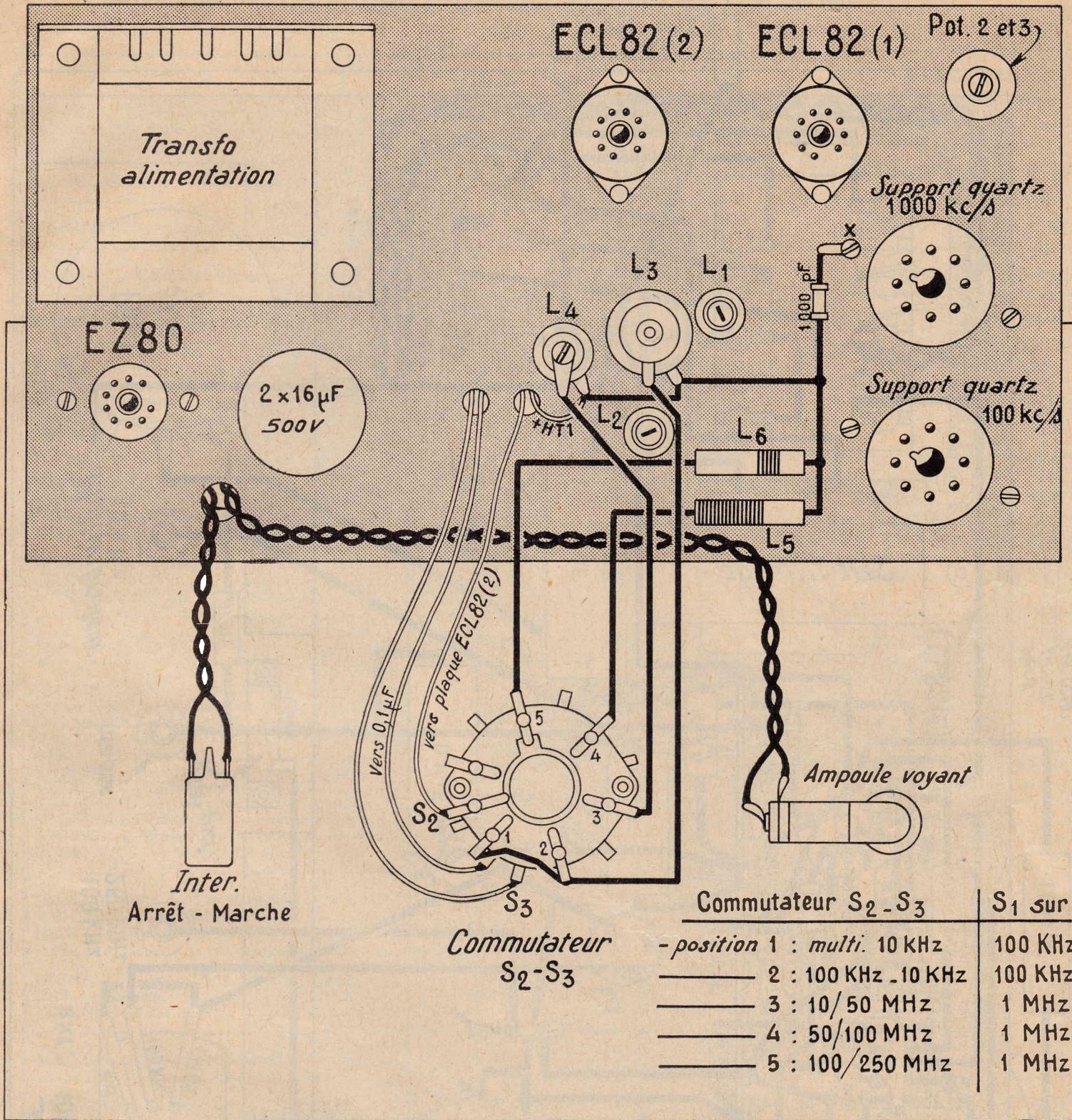


FIG. 3. — Une vue du dessous du châssis et de l'arrière de la partie supérieure du panneau de commandes. En bas, indication des commutations.

maintenue exacte à 1 cycle près. Il est toujours possible de s'arranger pour recevoir l'une de ces émissions et de l'amener aux douilles de l'oscillographe.

Rappelons que si l'on applique aux entrées de l'oscillographe du 10 000 et du 1 000 Hz (rapport 10), on observera sur l'écran un ensemble de figures de Lissajous qui présentera 10 bosses sur la partie horizontale pour une seule bosse sur la partie verticale; c'est ce que nous avons représenté en figure 6.

DEUX EXEMPLES PRATIQUES D'EMPLOI

Nous allons maintenant donner quelques exemples d'utilisation pratique du générateur étalon pour familiariser le lecteur avec son emploi.

Disons tout d'abord que l'on se trouve un peu déconcerté lorsqu'on compare son schéma avec celui d'une hétérodyne par exemple. Avec une hétérodyne, on dispose

d'un cadran étalonné, gradué en fréquences, que l'on règle sur la fréquence que l'on veut émettre. Si on tourne le cadran, on dispose d'une autre fréquence, que l'on connaît... et ainsi de suite...

Or lorsque l'on regarde le GEF.5 on constate que toutes les fréquences émises sont disponibles et présentes à la fois aux douilles de sortie... C'est troublant, comment s'y reconnaître, comment en disposer?

D'autre part, lorsqu'une hétéro-

dyne émet un signal modulé par un récepteur par exemple, cela se traduit par un son audible que l'on entend fort bien. Disons qu'avec notre générateur, on perçoit une sorte de souffle continu, exactement comme lorsque l'hétérodyne émet en H.F. pure (non modulée).

Les exemples donnés ci-après permettront de se familiariser avec cet instrument.

Soit à étalonner une hétérodyne et à l'aide d'un voltmètre électro-

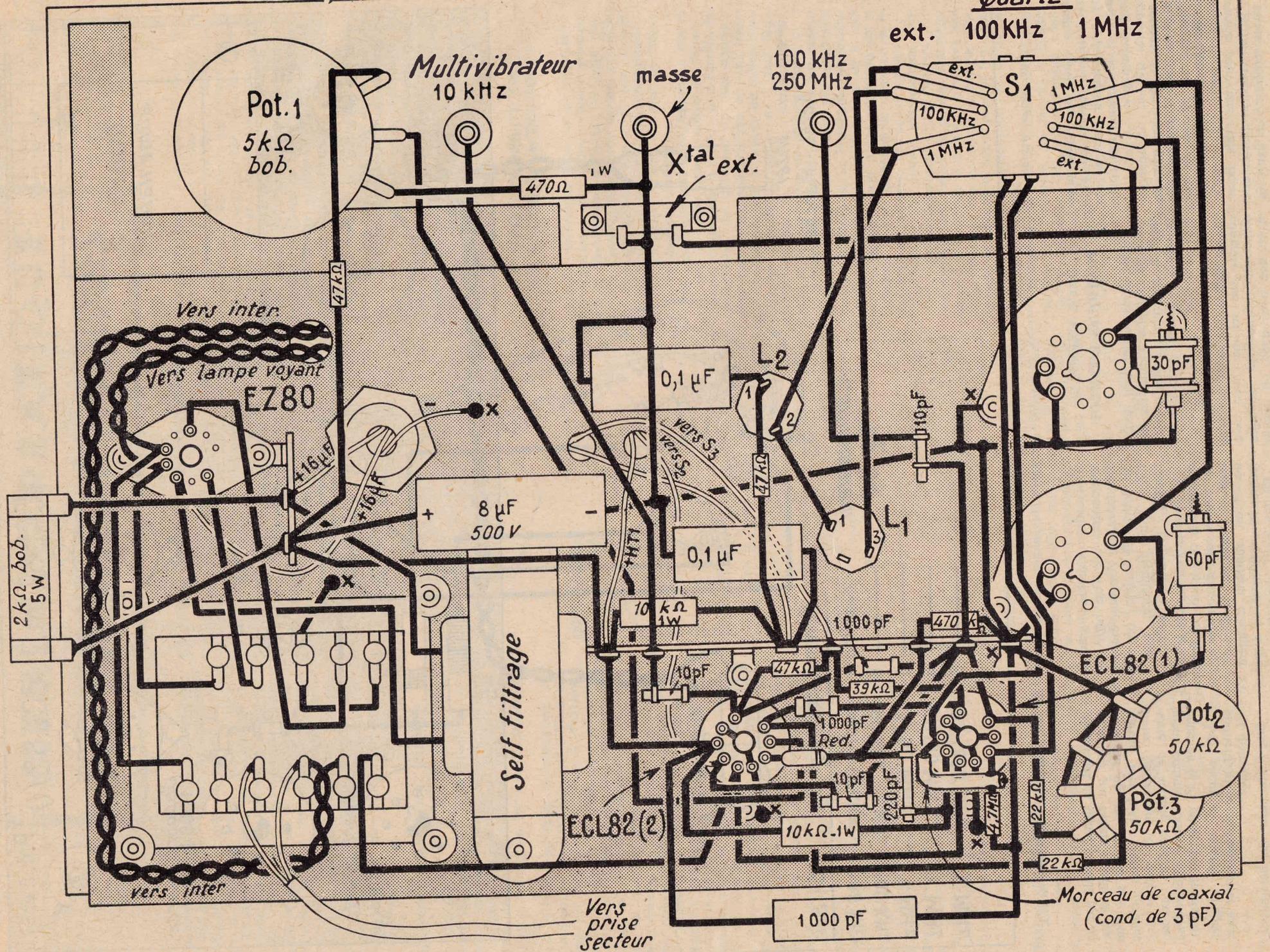


FIG. 4. — Vue du câblage sous le châssis.

nique, mesurons en permanence la tension d'antifading.

Le GEF.5 étant commuté : S1 sur 1 MHz et S2 sur 100 kHz/10 MHz, et le récepteur sur la gamme P.O., injecter le signal à la douille antenne du récepteur. Déplacer l'aiguille du cadran jusqu'à la réception d'un souffle puissant dans le haut-parleur, qui corres-

pondra à une déviation maximum du voltmètre et à l'accord sur 1 MHz. Injecter alors en même temps le signal de l'hétérodyne, son aiguille étant réglée sur 1 MHz, et agissons sur son réglage d'étalonnage pour obtenir, d'une part le battement nul dans le haut-parleur, d'autre part une déviation encore plus importante du voltmètre. A ce moment, on est assuré que l'hétérodyne émet exactement sur 1 MHz. Si l'étalonnage de l'hétérodyne doit se faire sur 1 400 kHz, par exemple, débranchons-la provisoirement et mettons le GEF.5 sur 100 kHz. En partant du réglage 1 MHz précédent, comptons ensuite 4 souffles successifs, qui détermineront également 4 déviations au voltmètre. Nous aurons passé sur 4 harmoniques successifs et le récepteur se trouve alors réglé exactement sur 1 400 kHz. Nous procéderons alors comme précédemment : hétérodyne rebranchée au poste, aiguille de son cadran 1 400 kHz, agissons sur son réglage d'étalonnage pour obtenir une plus grande déviation au voltmètre. L'hétérodyne est alors exactement calée sur 1 400 kHz. Supposons maintenant que nous voulions faire le réglage sur 550 kHz. Partant du point 1 000 kHz, actionnons l'aiguille et comptons 4 souffles (et toujours 4 déviations au voltmètre), ce qui nous amène à 600 kHz. Commutons alors le GEF.5 sur la position « Multi/10 kHz » ; nous allons cette fois trouver des harmoniques espacés de 10 kHz, comptez 5 souffles et on se trouvera alors sur 550 kHz très exactement. Tout cela peut paraître très compliqué à lire, mais s'effectue, en réalité, très rapidement lorsqu'on a pris l'appareil bien en mains. Prenons un autre exemple. Soit un radio-amateur écoutant un correspondant dans la bande des 20 mètres (14 MHz) et voulant mesurer très exactement la fréquence de l'émission. Il pourra procéder comme suit : Repérer très exactement sur l'échelle générale du cadran le

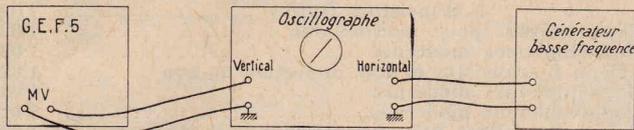


Fig. 5. — Branchements de mesures pour étalonnage du multivibrateur.

point de réception maximum, puis décaler l'aiguille jusque vers la graduation 14 MHz et débrancher l'antenne. Y brancher le GEF.5 en position 1 MHz et 10/50 MHz et chercher avec l'aiguille du récepteur le battement nul le plus proche de 14 MHz ; à ce moment, le récepteur est très exactement réglé sur cette fréquence.

Commuter le générateur sur 100 kHz et 100 kHz/10 MHz, on trouvera des points espacés de 100 et 100 kHz.

Déplacer l'aiguille vers le repère du correspondant, on passe 3 souffles, on sera alors exactement sur 14 300 kHz.

Commuter le générateur sur « Multi/10 hHz », vous allez trouver des points espacés de 10 en 10 kHz. Continuer la progression de l'aiguille en comptant le nombre de souffles ; supposons que le correspondant se trouve entre les quatrième et cinquième, la fréquence cherchée se trouve entre 14 310 et 14 350 kHz.

Répétons encore que lorsqu'on a pris l'habitude de cet appareil, tout ceci se fait très rapidement.

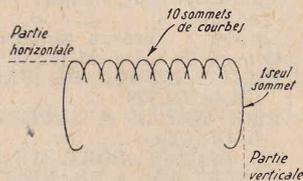


Fig. 6. — On doit compter 10 sommets de courbes sur la partie horizontale pour un seul sur la partie verticale. Pour ne pas charger inutilement la figure, nous n'avons pas représenté l'entrelac total de toutes les courbes.

Pour nous résumer, disons que dans les fréquences élevées, nous trouverons des points espacés de 1 000 en 1 000 kHz ; ensuite à l'intérieur de chaque espace, en commutant convenablement le générateur, nous trouverons des points espacés de 100 en 100 kHz ; et encore ensuite à l'intérieur de chaque espace et en commutant convenablement le générateur, nous trouverons des points espacés de 10 en 10 kHz.

Nous espérons, avec la réalisation de cet appareil, avoir comblé quelques lacunes, satisfait bien des espérances et ouvert des possibilités jusqu'alors réservées à des laboratoires aux moyens puissants.

TABLE DES MATIÈRES

des numéros 1018 à 1029 inclus

1959 - 1960

ALIMENTATION - STABILISATION

Alimentation totale pour récepteur poste piles à lampes batterie	1 018-
Alimentation à transistors pour Flash	1 018-45
Alimentation secteur pour postes transistors	1 022-52
Régulateur de tension à action magnétique	1 024-24
SECTO-PILE 9 VTR alimentation sur secteur pour postes à transistors	1 027-30
Systèmes convertisseurs pour alimentation postes auto	1 029-54

ANTENNES RADIO - TV - FM PROPAGATION - CABLES ANTIPARASITES

Antennes Yagi pour UHF	1 018-17
Élément directeur (définition)	1 018-55
Antennes spéciales UHF	1 019-17
Antennes TV de forme spéciale	1 022-30
Un antiparasite son	1 022-34
Antennes pour F.M.	1 023-21
» TV tous canaux toutes directions	1 023-29
» pour F.M. (suite)	1 024-22
» » (suite et fin)	1 025-30
» TV pour bande 1	1 025-34
» TV de forme spéciale	1 026-23
» VHF et UHF à grand gain	1 027-21
Elimin. ronflements des enregistrements magnétiques.	1 029-58

BASSE FREQUENCE (REALISATIONS)

Magnétophone portatif Interview 941 - 941 - 991T1 - 991T1 - 941T1 - 941T1	1 018- 5
LE TR 229, amplificateur Hi-Fi 17 W, ECC81, ECC83, EL84, EL84, EF86, EZ81	1 018-28
ELECTROPHONE STEREO 3 1 + v (ECC82, ECL82, EZ80)	1 018-41
EUROPE, préamplificateur stéréo 12AX7, 12AX7	1 019-20
TRANSIPHONE interphone à 4 transistors, SFT102, SFT102, SFT122, SFT122	1 019-29
MAGNETOPHONE DE GRANDE CLASSE, EF86, 12AX7, 12AU7, EL84, EF86, ECL82	1 019-33
AMPLIFICATEUR STEREO AST1, ECC83, EL84, EL84, EZ81	1 020-58
STEREOPHONE 60, électrophone portatif à 4 lampes, ECC83, EL84, EL84, EZ81	1 020-65
AMPLIFICATEUR HI-FI A 5 TRANSISTORS, puissance 1,25 W, réglages séparés graves aigus, OC70, OC71, OC76, OC74, OC74	1 021-32
NOAILLES, préamplificateur enregistrement et lecture pour magnétophone économique EF86, 6AU6, 6AQ5, EM81	1 021-42
DVD STEREOPHONE. Electrophone stéréo à 2 l. + valve, ECL82, ECL82, EZ80	1 022-66
CADET (voir réalisation radio)	1 022-80
VIRTUOSE, amplificateur Hi-Fi bicanal, ECC82, ECC82, EZ81, EL84, EL84, ECL82	1 023-51
STUDIO, magnétophone Hi-Fi aux multiples utilisations, Z729, 12AT7, EL84, EM84	1 023-66
FANDANGO, électrophone 2 lampes + valve, ECL81, EL84, EZ80	1 024-53
VIRTUOSE SALON, amplif. complém. pour ensemble stéréo, puissance 4 W, ECC82, EL84, EZ80	1 025-36
AMPLIFICATEUR D'ELECTROPHONE HI-FI 4,5 W, 3 lampes, ECL82, EL84, EZ80	1 025-65
LILIPUT, amplificateur Hi-Fi à transistors 2 W, réglages séparés graves et aigus, entrées micro et pick-up, 965T1, 44T1	1 026-60
INTERPHONE 5 TRANSISTORS, SFT152 SFT123	1 026-64
ADAPTEUR STEREO à 2 1 + V (12AT7, EL84, EZ80)	1 027-30
CALYPSO 2, électrophone portatif 4 vitesses, réglages séparés graves et aigus et du relief sonore, ECF82, EL84, EZ80	1 028-60
AMPLIFICATEUR « HI-FI » ST5, prises micro et PU, mélangeur réglages séparés graves et aigus, EF86, ECC82, EL84, EZ80	1 029-43

BASSE FREQUENCE ET ENREGISTREMENT

Vibrato pour amplificateur BF	1 018-19
Musique électronique. Instruments de musique électronique	1 018-24
Transformation d'amplificateur mono en stéréo (platine Transco)	1 018-34

Mise au point amplif. BF	1 018-58
Evolution du magnétophone	1 019-54
Magnétophone à transistors	1 019-63
» pour débutant (EF86, 6AU6)	1 020-38
» à transistors (suite)	1 020-62
Dépoussiéreur pour microsillons	1 021-31
Magnétophones modernes	1 022-45
Téléphone à transistor et appareil de lecture au son	1 022-51
Magnétophones modernes	1 023-41
»	1 024-40
Elimination ronflements des enreg. magnétiques.....	1 029-58

BIBLIOGRAPHIE

AISBERG Radio-Tubes	1 018- 6
SOROKINE, Schémathèque 59	1 018- 6
SCHREIBER : Guide mondial des transistors	1 018-11
MOTTE : Les transistors	1 018-11
MARTIN : La recherche scientifique	1 018-18
LE ROUX : Montages pratiques à transistors	1 018-46
J. VOGUE : Tubes aux hyperfréquences	1 019-28
A.V.J. Martin : Télévision pratique	1 019-55
F. KLINGER : Dix montages modernes à transistors	1 019-61
F. JUSTER : Cours pratique de TV, vol. 1, 2 ^e édition	1 019-61
HEMARDINQUER : Pratique de la stéréo	1 023-80
Formulaire radio électronique, TV par MARTHE DOURIAU, 3 ^e édition	1 024-81
Problèmes de radiocommunications, par L. BOUCHET	1 025-72
Technique Radio, par M. G. SCROGGIE	1 026-89
Manuel d'appareils semi-conducteurs THOMSON	1 029-31
F. KLINGER : Mais oui, vous comprenez les math !	1 029-31

TUBES ELECTRONIQUES (CARACTERISTIQUES)

QQE03/12, QQE04/20, QQE 06/40	1 018-22
Désignation tubes électroniques	1 018-60
VR122	1 019-66
10P14, XFG1	1 019-67
OC45	1 019-69
5686, 5896, 5814, 5876, 2C36, 707, 2C40	1 020-75
13202X, 13201X	1 020-76
1619, 2D21	1 020-78
RL12, P50, 1054, 1204, 506 X	1 021-70
4D32	1 022-83
2N484, 2N483	1 022-84
2N1141-1142-1143	1 023-72
CV57	1 023-73
4D23	1 023-74
VR65, CV118	1 024-73
5R4, 3B28, 4D21, 2051	1 025-74
6CL6, EY81-F, EY88	1 025-76
RV12P	1 025-77
VT105, VT104	1 026-81
TM2, TMDT1	1 026-82
80	1 027-72
R129, CV1501	1 027-73
6SH7	1 028-74
C443	1 029-60

DEPANNAGE - SERVICE - MESURES

GENERATEUR HF MODULE 120 KC/S A 20 MC/S.	
EF86, EM34	1 018-2
Mesure imp. HP	1 018-52
Probe HF	1 018-53
App. sensible à transist	1 018-53
Osc. de ligne pour TV	1 018-54
Mise au point ampl. BF	1 018-58
Mesures et mise au point en UHF	1 021-27
REALIS. D'UN TRANSISTORMETRE DIODEMETRE	1 021-56
Signal tracer à transistors	1 024-57
Contrôle des terres	1 024-66
Un contrôleur universel « home-made »	1 028-64

ARTICLES DIVERS - PRESSE ETRANGERE ACTIVITE DES CONSTRUCTIONS

La soudure des circuits imprimés	1 018-16
Formation pro. en électronique	1 018-36
Utilis. des transistors dans install. électriques auto	1 018-47
Mesure impéd. des HP	1 018-52
Probe HF	1 018-53
App. mesure ultra sensible à transistor	1 018-53
Osc. de ligne pour réc. TV	1 018-54
La lampe de silence ou le squelch-circuit	1 023-65
Réc. oc. à transist. pour débutant (2N37)	1 026-50
Réc. simple à une lampe (6SN7)	1 026-51
Electrotube lubrifiant pour améliorer contacts	1 026-83
Coffrets et décors (constructeurs)	1 027-51
Connecteurs électroniques « HI-FI » Millerieux	1 027-62
Dét. métaux à transistors	1 028-69

Activité : Nouveau contrôleur universel (App. mes. R.E.)	1 0
Circuits imprimés pour amateurs	1 0

BASSE FREQUENCE ET ENREGISTREMENT

Vibrato pour amplificateurs BF	1 0
Musique électronique. Instr. de musique électron. ..	1 0
Transf. d'amplificateur mono en stéréo (platine TRANSCO)	1 0
Mise au point amplif. BF	1 0
Evolution du magnétophone	1 0
Magnétophone à transistors	1 0
» pour débutant (EF86, 6AU6)	1 0
» à transistors (suite)	1 0
Dépoussiéreur pour microsillons	1 0
Magnétophones modernes	1 0
Téléph. à transistor et app. de lecture au son	1 0
Magnétophones modernes	1 0
Magnétophones modernes	1 0
Calcul des filtres RC pour commande de timbres	1 0
Préamplif. stéréo pour magnétoph.	1 0
Magnétophones modernes	1 0
»	1 0
Elimin. ronflements des enreg. magnétiques	1 0

ELECTRONIQUE - ELECTRICITE

Un thermostat électronique	1 0
Flash à transistors	1 0
Contrôle des terres	1 0
Le contrôle par radar de la vitesse des automobiles ..	1 0
Le centre de Physique de la C.S.F.	1 0
Minuterie électrique alim. sur pile ou secteur	1 0
Détecteur métaux à transistors	1 0
Nouveaux éléments amplificateurs (Spacistor, Solion, Supra-conductibilité, Cryotrons, Maser, Ondes progressives)	1 0
Commutateur commandé par le son	1 0

O.M. - SURPLUS - EMISSION - RECEPTION D'AMATEUR

Liste préfixes des stations amateurs	1 0
VFO GELOSO	1 0
EM.-RECEPT. SCR 543	1 0
Modif.-récept.-émet. BC 669 pour travail toutes bandes ..	1 0
EM.-RECEPT. VHF SCR 522-542 emploi sur 144 Mc/s ..	1 0
BC 625, BC624	1 0
MODIF. BC 669	1 0
EM.-RECEPT. VHF SCR 522-542 (BC-624-BC 625) (suite)	1 0
BLOCS RF UNIT : RF26, 31 et 32	1 0
BC1 et TV1	1 0
VOX-EXCITER surplus 60. Ensemble pilotage toutes bandes	1 0
Surplus : vibreurs, moteurs, téléphone, etc.	1 0
Conseil de mise au point station amateur	1 0
EMETT. EXPER. DE FAIBLE PUISS. A TRANSIST. (OC44, OC72)	1 0
REC. SIMPLE A SUPERREACTION 144 Mc/s (6AV6, 6AQ5, 6X4)	1 0
EM.-RECEPT. PORT. WS 18	1 0
RECEPT.-EM. A TRANSISTORS 2N1143, 2N309, 2N185, 2N291	1 0
MINUTERIE ELECTRIQUE (surplus) alim. sur piles ou sect.	1 0
ADAPTEUR BANDE 28 Mc/s	1 0
EM.-RECEPT. A TRANSIST. POUR TRAFIC 40 et 80 m. (OM)	1 0
Pratique construct. émetteurs VHF	1 0

CONSTRUCTION ET MONTAGES MODERNES

Tours de main du soudeur	1 0
Outillage	1 0
Travail rationnel des matériaux	1 0
»	1 0
Connexion et pratique du câblage	1 0
»	1 0
Travail rationnel des matériaux	1 0
Méthodes de câblage imprimé	1 0
Montage circ. imprimés	1 0
Choix des pièces détachées	1 0
Résistances	1 0
Modèles pratiques de résistances	1 0
»	1 0

ABC DE LA TELEVISION

Séparateurs et oscillateurs de balayage	1 0
Oscillateurs de relaxation	1 0
Oscillateur de relaxation	1 0
Oscillateur Dév. magnétique horizontale	1 0
Oscillateurs Dév. magnétique verticale	1 0

Déviations tubes électrostatiques	1 021-44
» » »	1 022-53
Concentration magnétique et électrostatique	1 024-44
Utilisation des tubes cathodiques	1 025-47
Tubes cathodiques modernes	1 026-52
Balayage pour tubes 110°	1 027-44
Nouveaux circuits de balayage	1 028-44
Alim. des téléviseurs	1 029-38

REALISATIONS RADIO - LAMPES ET TRANSISTORS

LE TUNER FM DE GRANDE CLASSE : ECC85, EF89, 6AU6, 6AV6, 1N56, 6AL7, 12AU7, 6X4	1 018-11
LE SUPER MODULATOR TUNER FM : EF89, 6AL5, EM84, ECF80, 40 PI	1 019-50
MESSAGER, réc. 6 transistors PO-GO et chalutier : SFT 116, GT 759 R, 2N363, 2N633	1 019-59
LUNIK II, réc. port. à transist. alim. pile-sect. et accu : SFT 116, SF 107, SFT 102, SFT 122, 2N633, 2N633 ..	1 020-29
SENIOR FM, réc. mixte AM-FM, PO-GO-BE-FM : EF80, ECH81, EF85, ECL82, ECL82, EZ80, EM81 ..	1 020-34
RIMSKI-KORSAKOFF HF8, réc. Hi-Fi, 7 l. + valve, gamme PO-GO-OC-BE, étage HF, ét. final, s. tr. de sortie : ECC81, ECH81, EBF89, ECC83, deux EL86, EM84, EZ81	1 020-69
SATELLITE, réc. univ. à transistors PO-GO-BE, prise antenne auto, puiss. mod. 2 W : 37T1, 36T1, 35T1, 965T1, 44T1	1 021-23
REC. PORT. ET AUTO à 7 transistors : GFT44, GFT45, GFT45, GF20, GFT21, GF32, GF32 ..	1 021-51
LISZT lux. stéréo, réc. luxe AM/FM, 10 lampes, réc. mono et stéréo multiplex, ampli HF cascade : ECC85, ECC81, EF89, EABC80, EL84, ECC81, EL84, EZ81 ..	1 021-62
MYSTERE V, réc. alt. 4 l. + valve, OC-PO-GO-BE, pré- réglage de deux émetteurs GO (ECH81, EBF80, EBC81, EL84, EZ80)	1 022-75
CADET, combiné radio-phonos économique : ECH81, EBF80, ECL82, EL80, EM81	1 022-80
LE POPULAIRE 60, AM/FM, réc. mixte AM/FM, écon., 4 lampes + valve et indic. cathodique : ECF80, EF85, EABC80, CL84, EZ80, EM85	1 023-24
LE MENUET, réc. appartem. 7 transistors, PO-GO, comm. antenne-cadre 1,25 W : 2N219, OC45, OC71, OC74	1 023-31
CHAMPION, réc. port. 6 transist. PO-GO, comm. ant- cadre : 37T1, 36T1, OC71, SFT121	1 024-25
CAPRI, réc. port. et auto, à 6 transist., OC-PO-GO. Commande autom. de sélectivité : SFT117, SFD106, OC45, OC71, OC72	1 024-32
ERTAL, réc. alternat., 6 l., PO-GO-OC-BE : ECH81, EBF80, EL84, EM84, EZ80	1 024-70
Nouveau récept. auto-camping à transistors : SFT117, 2N136, 2N135, 44T1, 44T1, 2N265, 2N265 ..	1 025-25
AUTOSTRON II, réc. port. et auto à 7 transist. : 2N486, OA79, 2N483, SFT111, 2N633	1 025-49
Réc. miniature T22 (DL67, OC71, OA85)	1 025-55
CRITERIUM, réc. port. et auto, 6 transist. PO-GO-BE : 37T1, 36T1, 992T1, 941T1	1 025-69
REC. UNIVERSEL à transistors (couverture)	1 026-26
GIGOGNE, récept. poche et app. 6 transistors, gammes PO-GO : 2N486, 2N483, 2N633	1 026-27
TUNER FM TRES SENSIBLE : 6BQ7A, 6U8, EF80, 12AU7, EM84	1 026-31
PORKISTOR, réc. portat. et auto, 6 transist., PO-GO et comm. antenne-cadre : SFT107, SFT106, SFT153, SFT123	1 026-36
ZOE-ZETAMATIC HF, réc. port. et auto, 7 trans., gam- mes PO-GO-OC, étage HF accordé : SFT108 ou SFT117 « drift », SFT106, SFT152, SFT121 ..	1 026-75
TRANSECO CR 608 PF, réc. port. de grande musi- calité, 8 transist., PO-GO-OC : OC170, SFT107, SFT123, SFT152	1 027-25
TIROS, REC. A 7 TRANSIST. PO-GO-OC1 et OC2 : SF117, 2N483, 2N633, 2N363, OA79	1 027-31
REC. ECONOMIQUE A 6 TRANSISTORS PO-GO, câ- blage imprimé : 2N486, 2N481, 2N363, OA85	1 027-47
REGGANE, réc. port. et auto, 6 transist., OC85, PO- GO-OC (19 à 50 m.), comm. ant.-cadre : SFT117, SFT107, SFT106, SFT152, SFT121	1 027-58
PETIT TYROLIEN, réc. 7 trans., câbl. imprimé PO-GO commut. antenne-cadre : SFT108J, SFT107J, SFT106J, SFT153, SFT123	1 027-66
VOILIER, rec. de poche, transf. en poste appart. ou en poste auto avec ampli BF puiss. : 36T1, 35T1, 965T1, 941T1	1 028-23
STOR 6, réc. à 6 transist. PO-GO, plaquette à câblage imprimé préc. et préréglé : OC44, OC45, OC71 OC72	1 028-32
REC. POCHE transf. en poste app. PO-GO, comm. an- tenne-cadre, modules précâblés et préréglés : SFT107, SFT151, SFT121 (7 transistors)	1 028-52

REPORTER, réc. port. 8 transist., PO-GO-OC : 37T1, 25T1, 36T1, 36T1, OA85, 992T1, 992T1, 941T1, 941T1	1 029-10
PIONNIER V, réc. 7 transist. étage HF accordé, PO- GO-OC : 2N486, SF117, 2N483, 2N483, 2N363, 2N363, 2N363..	1 029-24
SLAM, transistors-6, réc. à 6 transistors, PO-GO, câ- blage imprimé : GT761R, GT760R, GT760R, 41P1, GT81R, GT81R, GT109R, GT109R	1 029-51

TELECOMMANDE

Vedette Plymouth	1 018-45
Alim. des réc. de télécommande	1 019-56
Compte rendu palmarès AFAT	1 019-57
Compte rendu congrès NAVIGA	1 020-56
Parlons avions	1 021-58
Compte rendu 1 ^{er} concours avions	1 021-60
Réalis. d'une vedette radiocommandée	1 022-25
Parlons avions (suite)	1 022-70
Emett. et réc. sur 27 Mc/s	1 023-50
Parlons avions (suite)	1 024-49
» »	1 025-53
S22, réc. léger pour avion	1 026-55
Règlement du concours international 1960	1 026-57
Le M22 bis, réc. de télécomm. sur 27,2 Mc/s sans relais sens.	1 027-52
Réalis. boîte de découpage pour télécomm. avions..	1 028-47
Concours avions	1 028-49
Em. et réc. à transist. pour voiture radioguidée.....	1 029-41

T.V. - TECHNIQUE GENERALE

Réalis. françaises de blocs UHF	1 018-12
Neutrode (6CG8, 6BN4)	1 018-49
Blocs UHF européens	1 019-26
» »	1 020-26
Mesures et mise au point en UHF	1 021-27
Antiparasite son	1 022-34
Nouveaux tubes 110°	1 023-75
Utilis. en MF des nouvelles pentodes EF183, EF184..	1 028-37
» »	1 029-13

REALISATIONS TELEVISION

TELEMETEOR 60, TV gr. sensibilité, écran 43 ou 54, platine + EF80, 12AU7, EL84, 6A5, EL36, EY81, etc.	1 021-36
TELEMULTICAT 60, télév. 43 ou 54 cm, antip. son et image, adaptables, C. A. dimensions de l'image, platine + EF80, 12AU7, 6DQ6, EY86, EY81, 12AT7, EL84	1 022-38
TELEV. A ECRAN DE 54 cm 110°, rotact. 6 canaux, stabilis. des dimensions image par VDR : ECL80, EF80, EL84, ECL80, EL86, EY82 + platine	1 023-36
OSCAR 61, télév. 43 cm. : platine + EFB80, EL84, ECF80, ECL80, EL86, EY81, etc.	1 024-36

DIODES ET TRANSISTORS, ARTICLES GENERAUX

Réc. à transistors à alimentation gratuite (OA150 - OC71)	1 018-51
Augm. efficacité CAG	1 018-57
Connaissances élémentaires : courbes	1 019-46
Magnétophone à transistors	1 019-62
Circ. exp. simples d'utilisation	1 020-48
Magnétophone et leurs possibilités	1 020-62
Flash électronique 2N554, 2N554, TE123R	1 021-55
Alim. sect. p. postes transistors	1 022-52
Connaissances élémentaires (suite)	1 022-62
» »	1 023-59
Signal tracer CR722 ou OC71	1 024-57
Rés. à coeff. nég. dans amplif. à OC72	1 024-59
Transistors pour étages mélangeurs et amplif.	1 024-61
Diodes Zener	1 024-63
Connaissances élémentaires (suite)	1 024-68
» »	1 025-60
Ecouteur pour transistor	1 026-44
Réc. OC à transist. pour débutant (2N37)	1 026-50
Connaissances élémentaires (suite)	1 026-68
Emett. exp. à transist.	1 027-34
Connaissances élémentaires (suite)	1 027-63
» » (suite)	1 028-66
Délect. métaux	1 028-69
Mesa, un nouveau transistor	1 029-49

PRESSE ÉTRANGÈRE

CIRCUIT D'ACCORD SILENCIEUX SANS LAMPE

Il est possible d'ajouter un dispositif d'accord silencieux sur un récepteur sans avoir à amplifier les tensions de la commande automatique de gain par un tube supplémentaire. Il suffit d'utiliser le premier tube amplificateur BF comme amplificateur de courant continu.

La figure 1 montre le schéma d'un étage préamplificateur BF classique. Sa consommation est d'environ 1,5 mA. Sur la figure 2, qui représente l'étage avec dispositif d'accord silencieux, la charge de plaque est réduite de 100 kΩ à 47 kΩ. Le courant anodique du tube travaillant en classe A est ainsi doublé et il est possible d'utiliser un relais de 2 mA en série avec la résistance de charge de plaque. L'ensemble R₃ C₂ constitue alors un ensemble de découplage.

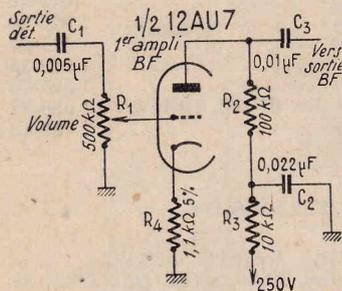


FIG. 1

Le relais se fermant pour un courant déterminé et restant fermé même lorsque l'on réduit le courant à une fraction de sa valeur originale, il est nécessaire d'éviter des fermetures intempestives. Le courant fermant le relais utilisé de 8 000 Ω, est de 1,8 mA et le courant correspondant à l'ouverture, de 0,8 mA. Une résistance de 10 000 Ω en shunt sur le relais dérive presque la moitié du courant. Cette résistance est montée entre une extrémité du bobinage du relais et le contact normalement ouvert du relais. Lorsque le relais se ferme (à 1,8 mA) le shunt réduit le courant traversant le bobinage à 1 mA. Il suffit alors que le courant anodique diminue légèrement pour que le relais s'ouvre, d'où la suppression de la résistance de shunt et sensibilité maximum. Ce relais fonctionne donc de 1,7 à 1,8 mA.

Dans le cas de la figure 2, si la grille est à la masse, lorsqu'aucun signal n'est appliqué, la polarisation due à R₄ et R₅ correspond à un courant anodique d'environ 1,5 mA. Si le relais est ouvert, ce courant est insuffisant pour le fermer. D'autre part, si le relais était fermé, la résistance de shunt réduirait le courant traversant le bobina-

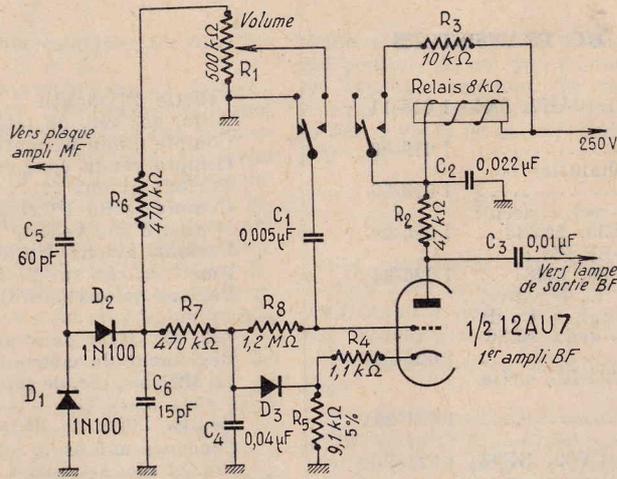


FIG. 2

ge à une valeur inférieure à 0,8 mA et il s'ouvrirait.

Le courant de 0,1 mA représente une variation de tension plaque d'environ 5 V, qui n'est pas suffisante pour modifier sensiblement le point de fonctionnement de l'étage amplificateur, mais ce point peut être modifié par la composante continue de la tension de commutation. Même si l'on utilise

le VCA, la tension peut être de l'ordre de 50 à 60 V. La diode D₂ qui relie la résistance série de grille R₅ au point de jonction de R₄ et R₅, limite la tension de commutation. L'extrémité inférieure de R₄ constitue le retour normal de la résistance de fuite de grille de l'étage pour une polarisation correspondant à l'amplification en classe A. Le signal de commutation ne peut

ainsi saturer le tube et engendrer de la distorsion.

Le dispositif d'accord silencieux agit lorsque les tensions de commutation du doubleur de fréquence comprenant C₅, C₆ et les diodes D₁ et D₂ diminuent jusqu'à environ 6 V. Le relais s'ouvre et la deuxième paire de contacts ferme le condensateur de liaison qui se trouve connecté à la grille, d'où le silence.

Lorsqu'une porteuse HF est appliquée, l'effet de faire croître jusqu'à 10 V la tension entre les armatures de C₄, le relais se ferme et la fréquence est appliquée à la grille.

Il y a plusieurs moyens de limiter le dispositif d'accord silencieux. On peut, par exemple, placer R₅ par une diode zener de 15 V pour avoir un gain continu plus élevé, mais cette formation est onéreuse. On peut également relier R₅ à la haute tension par une résistance R₆, de 82 kΩ, à obtenir 15 V aux extrémités de R₅, mais la consommation de courant de tension ainsi constituée est trop élevée si la marge de sécurité délivrée par l'alimentation n'est pas suffisante. La figure 3 présente le schéma d'un tel circuit.

Des précautions doivent être prises pour obtenir les résultats d'un dispositif d'accord silencieux. Le récepteur doit être d'une commande automatique à gain différé.

Le schéma de la figure 4 est à compléter. Le système de polarisation du schéma de la figure 2

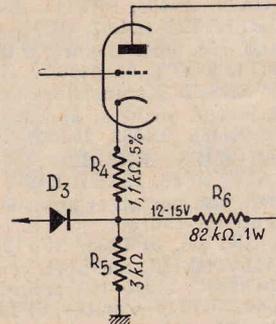


FIG. 3

pas être de stabilité suffisante, il est préférable d'adopter le schéma de la figure 3. Si l'on utilise un relais de 2 mA en série avec le bobinage BF lorsque le relais est ouvert, il est possible que la capacité du condensateur C₄ soit insuffisante si cette capacité est trop petite, l'action du relais est moins efficace.

La commande de l'efficacité du circuit est obtenue par le potentiomètre R.

Ces circuits ont été essayés avec succès sur un récepteur Hammarluud SP 600 V.

VALEURS DES ELEMENTS

Figure 2 : R₁ : potentiomètre 500 kΩ ; R₂ : 47 kΩ ; R₃ :

Chez vous

sans quitter vos occupations actuelles vous apprendrez

la RADIO

LA TÉLÉVISION L'ÉLECTRONIQUE

Grâce à l'enseignement théorique et pratique d'une grande école spécialisée.

Montage d'un super hétérodyne complet en cours d'études ou dès l'inscription.

Cours de :

- MONTEUR-DÉPANNÉUR-ALIGNÉUR
- CHEF MONTEUR - DÉPANNÉUR ALIGNÉUR
- AGENT TECHNIQUE RÉCEPTION
- SOUS-INGÉNIEUR - ÉMISSION ET RÉCEPTION

Présentation aux C.A.P. et B.P. de Radio-électricien - Service de placement.

DOCUMENTATION HP GRATUITE

INSTITUT PROFESSIONNEL POLYTECHNIQUE

14, Cité Bergère à PARIS-IX^e - PROvence 47-01.

PUBL. BONNANGE

R_4 : 1,1 k Ω , 5 % ; R_5 : 9,1 k Ω , 5 % ; R_6 , R_7 : 470 k Ω ; R_8 : 1,2 M Ω .

C_1 : 5 000 pF ; C_2 : 0,022 μ F ; C_3 : 0,01 μ F ; C_4 : 0,04 μ F ; C_5 : 60 pF céramique ; C_6 : 15 pF céramique.

Figure 3 : R_1 : pot. 0,5 M Ω ; R_2 : 47 k Ω ; R_3 : 10 k Ω ; R_4 : 1,1 k Ω , 5 % ; R_5 : 3 k Ω , 5 % ; R_6 : 82 k Ω 1 W ; R_7 : potentiomètre 1 M Ω ; R_8 : 470 k Ω ; R_9 : 1,2 M Ω ; R_{10} : 470 k Ω ; R_{11} : 1,2 M Ω .

C_1 : 5 000 pF ; C_2 : 0,022 pF ; C_3 , C_7 : 0,01 μ F ; C_4 : 0,04 μ F ; C_5 : 60 pF, céramique ; C_6 : 15 pF, céramique ; C_8 : 60 pF, céramique.

(D'après Radio Electronics, juin 1960)

quence, à émetteur commun. Il est couplé au transistor modulateur V_2 étage est également à émetteur par résistance et condensateur. Cet commun.

Le courant du transistor oscillateur V_3 est celui du collecteur de V_2 , contrôlé par les signaux appliqués à sa base. Le signal HF de sortie est ainsi modulé, comme indiqué par la figure 2.

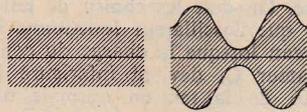


FIG. 2

L'oscillateur HF V_3 est monté avec un circuit HF accordé dans

rence avec un émetteur de la gamme PO.

D'après l'auteur, la portée est augmentée de 10 % en utilisant pour V_3 un transistor CK768.

VALEURS DES ELEMENTS

R_1 : 4,7 k Ω ; R_2 : 180 k Ω ; R_3 : 82 k Ω ; R_4 : 680 k Ω ; R_5 : 9,1 k Ω 5 % ; R_6 : 5,1 k Ω 5 %. Toutes les résistances sont de 0,5 watt, 10 % sauf spécification.

C_1 : 5 μ F — 12 V ; C_2 : 100 pF céramique ; C_3 : 200 pF, céramique ; C_4 : 0,01 μ F.

(D'après Radio Electronics.)

FLASH ELECTRONIQUE A TRANSISTORS

Le flash électronique à transistors décrit ci-dessous est exempt de deux défauts caractéristiques des flashes électroniques classiques à alimentation autonome : consommation relative élevée des piles ou de la batterie d'accumulateurs avant la prise de vue, lorsque le condensateur est chargé à sa tension normale et variation de l'intensité lumineuse de l'éclair selon la tension de la pile d'alimentation.

Le principe de fonctionnement est simple : un condensateur électrolytique est chargé à une tension d'environ 450 V pendant une période de 5 à 20 secondes et déchargé ensuite dans la lampe flash, la décharge étant amorcée par un transformateur élévateur dont le secondaire est relié à une électrode spéciale d'amorçage. La durée de la décharge varie de 1/500 à 1/2 000 s.

L'appareil est équipé d'un dispositif maintenant constante la tension de sortie. L'alimentation est assurée par 4 piles torche de 1,5 V en série. Elles permettent d'obtenir environ 80 éclairs avec le tube flash de 53 watts.

Un oscillateur à transistors avec transformateur élévateur assure la conversion de tension 6 V — 450 V continu. Si cet oscillateur continue à fonctionner lorsque le condensateur de charge C_6 , de 525 μ F, est complètement chargé, on dépense une énergie inutile qui diminue la durée de vie des piles. L'appareil décrit est équipé d'un dispositif éliminant l'oscillateur lorsque le condensateur est complètement chargé. Ses caractéristi-

ques essentielles sont les suivantes : Temps de charge : 15 s.

Consommation de la batterie après la charge : 15-25 mA. Le fonctionnement du convertisseur à transistor est plus sûr qu'un convertisseur à vibreur ; de plus, les dimensions de l'alimentation sont plus réduites.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 représente le schéma de principe complet du flash électronique à transistors. En mettant l'appareil sous tension, le condensateur C_6 se charge sous une tension voisine de 450 V et la lampe au néon du voyant de contrôle de fin de charge s'ionise. Cette lampe a pour rôle de déclencher un circuit de commutation qui supprime les oscillations. Lorsque la tension du condensateur C_6 est réduite à 95 % de sa valeur normale c'est-à-dire si l'on ne déclenche pas l'éclair un certain temps après la charge complète, l'oscillateur entre automatiquement en fonctionnement et le condensateur se trouve à nouveau chargé à la tension normale.

V_3 est le transistor oscillateur. Les oscillations sont obtenues par un couplage base-collecteur. La base comprend un enroulement de réaction et sa polarisation est déterminée par R_1 , le transistor V_2 et la résistance R_3 . Le condensateur C_3 et l'inductance du primaire de T_1 accordent l'oscillateur sur 10 kc/s environ. Les diodes D_1 , D_2 , D_3 et les condensateurs C_4 et C_5 constituent un tripleur de tension.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE TENSION

Lorsque la tension entre les armatures de C_6 atteint 450 V, la lampe au néon qui prévient l'opérateur de la fin de la charge s'illumine et l'appareil est prêt à être déchargé. Le courant traversant cette lampe constitue la polarisation de base de V_1 , normalement au cut-off. Le transistor V_1 devient donc conducteur, ce qui augmente la chute de tension aux extrémités de R_2 et diminue la polarisation de base de V_2 . Cette diminution amène V_2 au cut-off, d'où suppression de la polarisation de base de V_3 et arrêt des oscillations.

Lorsque la tension entre les armatures de C_6 diminue par suite

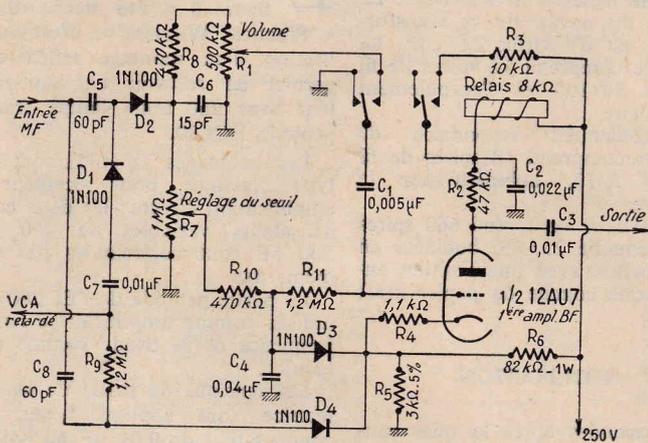


FIG. 4. — Circuit d'accord silencieux.

PETIT EMETTEUR RADIO A 3 TRANSISTORS

Le petit émetteur radio à 3 transistors décrit ci-dessous peut être considéré comme un micro sans fil si l'on ne tient pas compte du fil d'antenne indispensable...

Un système de modulation original permet de supprimer le transformateur de modulation.

La tension de sortie d'un micro de faible impédance est appliquée à la base de V_1 par l'intermédiaire d'un condensateur C_1 (voir figure 1). On peut également moduler l'émetteur par un pick-up à haut niveau que l'on relie à la base de V_2 par le condensateur C_2 .

Le transistor CK722 V_1 est monté en amplificateur basse fré-

le collecteur et transmet ses tensions à une antenne.

Les tensions HF peuvent être captées par un récepteur voisin accordé sur la fréquence de l'oscillateur.

La portée dépend de la sensibilité du récepteur utilisé. Elle est de l'ordre de 6 mètres avec un récepteur de sensibilité moyenne et avec une antenne de 75 cm de longueur reliée à l'émetteur.

Le bobinage d'accord est du type ferrite de 5 cm de longueur. L'accord est réalisé sur la bande PO au voisinage de 650 kc/s. En disposant l'émetteur à proximité d'un récepteur il est nécessaire de rechercher une fréquence d'émission en déplaçant le noyau de telle sorte qu'il n'y ait pas d'interfé-

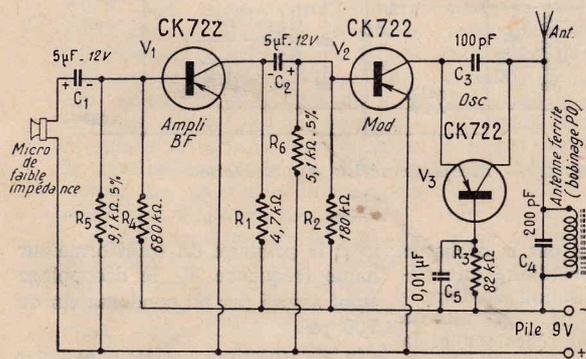


FIG. 1. — Petit émetteur à 3 transistors.

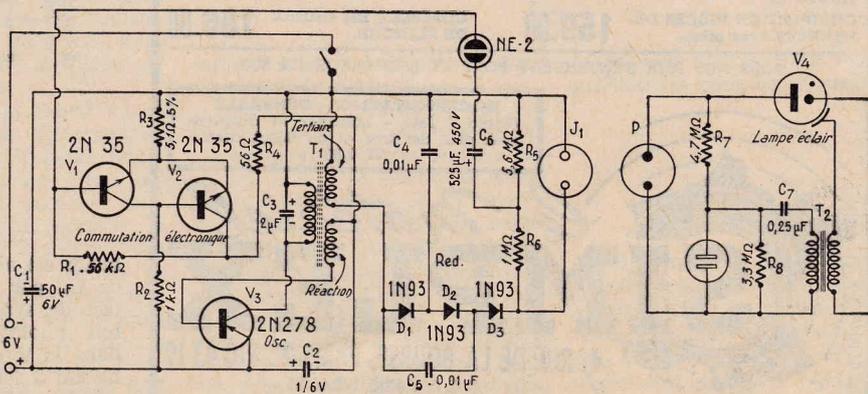
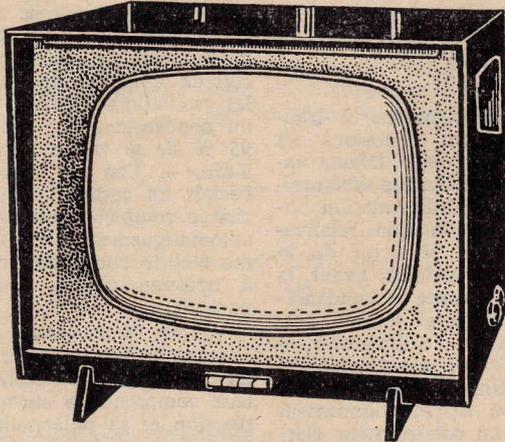


FIG. 1. — Flash électronique à transistors.

GROUPEZ TOUS VOS ACHATS

chez le plus ancien Grossiste de la place
(Maison fondée en 1923)

TÉLÉ-SLAM 43/90°



UN TÉLÉVISEUR DE QUALITÉ À UN PRIX À LA PORTÉE DE TOUS. 18 lampes + 1 germanium + 1 tube 43 cm 90° statique. Tous les filaments en parallèle. Multicanal à 12 positions. HP à aimant permanent. Alimentation 110 à 245 volts. Contrôle automatique de gain et antiparasitage image très efficace. Contrôle de tonalité et contrôle image par clavier 4 touches. Rotacteur Alvar. Déviation Aréna. Réception assurée dans un rayon de 100 à 110 km. Dimensions réduites : 490 x 410 x 405.

PRIX COMPLET EN PIÈCES DÉTACHÉES avec tube cathodique et ébénisterie.

729.00

PRIX COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ avec ébénisterie.

799.00

TÉLÉ-SLAM 58/110°

RECTANGULAIRE

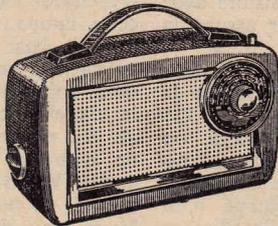
PRIX COMPLET EN PIÈCES DÉTACHÉES avec tube cathodique et ébénisterie.

1.059.00

PRIX COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ avec son ébénisterie.

1.165.40

SLAM-TRANSISTOR 6



Récepteur à 6 transistors + 2 diodes au germanium - 2 gammes PO et GO. Antenne auto avec commutation. HP 12 cm. Circuits imprimés. Cadre FERRIX. Bloc d'accord. 1 touche 2 positions (PO et GO). Potentiomètre interrupteur. Transformateurs d'oscillation et de sortie. Coffret matière plastique 2 tons. Poids : 2 kg. Dimensions : 280 x 170 x 80 mm.

COMPLET EN PIÈCES DÉTACHÉES avec piles.

159.00

COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ.

186.00

TOUS NOS PRIX S'ENTENDENT PORT ET EMBALLAGE EN SUS

DOCUMENTATION GÉNÉRALE
(Radio - Télé - Ménager et disques)
avec prix de gros et de détail contre
NF 1,50

PUB. BONNANGE

le matériel
SIMPLEX
4, RUE DE LA BOURSE, PARIS-2°. RIC 43-19
C.C.P. PARIS 14346.35

des fuites inévitables, le courant traversant la lampe au néon diminue également. La chute de tension entre les extrémités de R_s diminue, ce qui augmente la polarisation de base de V_2 . Après une augmentation suffisante de polarisation V_2 conduit à nouveau et polarise la base de V_1 , ce qui entraîne à nouveau la mise en service de l'oscillateur.

Les valeurs de R_1 et R_2 sont critiques et dépendent du transistor utilisé. On doit les choisir de telle sorte que l'oscillateur fonctionne à nouveau lorsque la charge du condensateur C_1 devient inférieure à 95 % de la tension normale de fonctionnement.

Le transformateur T_1 de l'oscillateur a été réalisé par l'auteur à partir d'un noyau de ferrite provenant d'un vieux transformateur de sortie lignes d'un téléviseur. La section du noyau de ce transformateur est d'environ 2,5 cm². Le primaire comprend 12 spires de fil émaillé 18/100 et l'enroulement est bifilaire.

L'enroulement secondaire de réaction comprend 18 spires de fil émaillé 5/10, bobinées sur le primaire.

Le tertiaire comprend 660 spires de fil émaillé 25/100 bobinées en dix couches, avec interposition entre chaque couche de papier kraft isolant.

UTILISATION

15 secondes après la mise sous tension du flash, la lampe au néon s'illumine et l'appareil est prêt à l'utilisation. Après le déclenchement d'un éclair, il faut attendre 15 secondes avant de prendre une nouvelle photo.

Plusieurs types de lampes flashes peuvent être utilisés. Parmi les lampes de fabrication américaine, conseillées par l'auteur mentionnons les FT118, FT119 et FT20 de General Electric, de caractéristiques identiques, mais de brochages différents, les modèles Aruglo HD-2, HD-2A et 56J2ZA, avec ou sans réflecteur. Le transformateur d'impulsion, dont le pri-

VALEURS DES ELE

R_1 : 56 k Ω ; R_2 : 1 5,1 Ω — 5 %; R_4 : 56 5,6 M Ω ; R_6 : 1 M Ω ; M Ω ; R_8 : 3,3 M Ω . Toutes les résistances sont de 0,25 W sauf spécification.

C_1 : 50 μ F — 6 V chimique; C_2 : 1 μ F — 6 V chimique; C_3 : 2 μ F papier; C_4 : 0,01 μ F céramique; C_5 : 525 μ F — 450 V électrolytique spécial pour flash.

(D'après Radio Elec

RECEPTEUR REFLEX A UNE LAMP

Le récepteur dont le principe est indiqué en figure 1 a été décrit dans « Practical Wireless ». La réalisation d'un montage reflex permet de recevoir en même temps leur avec une seule lampe pentode ECL80.

Les bobinages T_1 et T_2 sont de type classique pour réaction et amplification directe; les condensateurs variables de 500 pF sont commandés par un même axe.

La partie pentode de l'oscillateur est utilisée comme amplificateur de fréquence et la triode comme détectrice.

Les tensions de sortie sont appliquées à un condensateur de 0,01 μ F et un potentiomètre de volume contrôlé. La grille de la partie pentode intermédiaire du curseur est reliée à la résistance série de 500 k Ω et la grille de la partie triode est reliée à une résistance de 500 k Ω -300 pF pour le découplage pour les tensions de fréquence, mais est sans effet appréciable sur les tensions de réaction. Les tensions de réaction sont ainsi réinjectées sur la grille de la partie pentode. Cette partie pentode travaille ainsi également comme détectrice finale basse fréquence. La partie primaire du transformateur d'impulsion du haut-parleur d'impulsion de 17 k Ω est monté

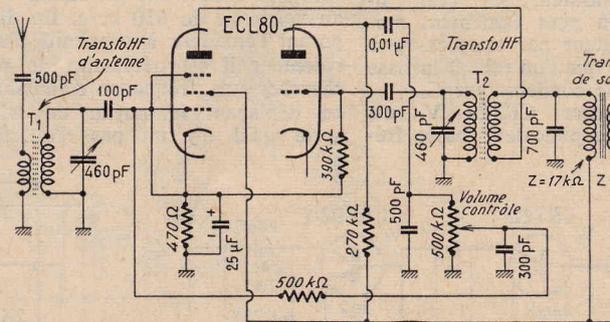


Fig. 1. — Récepteur reflex à une lampe

naire est alimenté par la décharge de C_1 , par l'intermédiaire du contact de synchronisation de l'appareil photographique, est disposé dans la torche du réflecteur et la liaison à l'alimentation est assurée par un câble à deux conducteurs, d'isolement suffisant.

avec le primaire du transformateur de haute fréquence T_2 , le condensateur étant assuré par un condensateur de 700 pF.

L'alimentation classique du transformateur et redressement n'est pas représentée.

**PREAMPLIFICATEUR HF
POUR POSTE PORTATIF**

Le préamplificateur HF décrit ci-dessous est destiné à augmenter la sensibilité d'un récepteur portatif sur la gamme PO, sans qu'une liaison entre le préamplificateur et le récepteur soit nécessaire. Il s'agit en effet d'un étage amplificateur HF couplé par induction au cadre ferrite du récepteur. Ce couplage est toujours possible étant donné que le coffret du récepteur est le plus souvent en matière plastique ou en bois.

Le schéma très simple de l'amplificateur HF est indiqué par la figure 1.

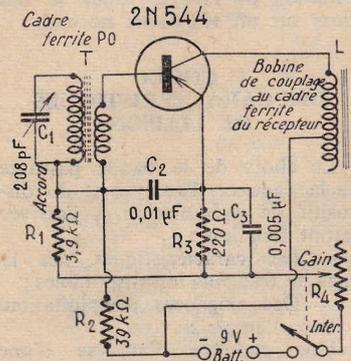


FIG. 1. — Schéma complet du préamplificateur HF à un seul transistor.

Le bobinage d'entrée T est constitué par un cadre ferrite PO pour

poste à transistors, avec enroulement secondaire abaisseur. Le condensateur C₁ de 380 pF réalise l'accord sur toute la gamme PO.

Le bobinage L disposé dans le circuit collecteur est à noyau de ferrite (transformateur d'antenne). Il doit être perpendiculaire à T pour éviter une oscillation. Ce bobinage est volontairement désaccordé en supprimant une dizaine de spires, afin qu'il ne résonne pas sur la bande PO. L joue ainsi le rôle du primaire d'un transformateur dont le secondaire est constitué par l'enroulement PO du cadre ferrite du récepteur.

Le bobinage ferrite T du préamplificateur doit évidemment être orienté selon l'émetteur reçu.

Le réglage du gain est obtenu par R₁ en service. La consommation sur la pile d'alimentation de 9 V est de 1 mA.

(Radio Electronics, sept. 1959.)

Abonnez-vous

15 NF PAR AN

**12 Numéros plus
2 Numéros spéciaux**

LA MÉTHODE PROGRESSIVE

**est la seule préparation
qui puisse vous assurer
un brillant succès parce
que notre enseignement
est le plus complet et le
plus moderne.**

**LA RADIO
LA TÉLÉVISION
L'ÉLECTRONIQUE
PAR EXPERIENCES**

**UN COURS DE 1.000 PAGES
1.600 FIGURES à la portée de tous**

**DES CENTAINES
DE MONTAGES
sur CHASSIS
EXTENSIBLES**

**INSTANTANEMENT
UTILISABLES**

**Demandez notre programme
d'étude gratuit**

**PILES SPÉCIALES
RADIO-TRANSISTORS**

PILES MAZDA

POUR TOUS LES POSTES

INSTITUT ELECTORADIO

26, Rue Boileau
PARIS (16^e)

TRANSMISSION A DISTANCE D'IMAGES RADAR PAR PROCÉDÉ DE COMPRESSION DE BANDE PASSANTE

LA C.S.F. (Compagnie générale de télégraphie Sans Fil), qui a déjà mis en service de nombreuses installations de transmission à distance d'images radar à l'aide de télévision classique, présente un nouveau procédé original permettant d'assurer cette transmission par câbles téléphoniques.

Le dispositif adopté, qui comporte tout d'abord la transformation de l'image radar en image télévisée, permet de réduire la bande passante nécessaire en diminuant artificiellement la cadence d'analyse du radar.

On sait que les caractéristiques radar sont liées à la durée de l'impulsion et à la fréquence de répétition de ces impulsions f : la durée de l'impulsion détermine la discrimination en distance, égale à ct , c étant la vitesse de propagation des ondes ; la fréquence de répétition détermine, pour une puissance donnée, la portée maximum, égale à $c/2f$.

D'autre part, la bande passante ΔF est liée à la durée de l'impulsion (ΔF est proportionnelle à $\frac{1}{T}$). Si bien que, pour une même discrimination en distance, la bande passante ne pourrait être réduite que si la vitesse de propagation pouvait l'être ; la seule solution consiste à utiliser une mémoire, conservant un certain temps les signaux d'écho et permettant de les restituer à cadence relativement lente.

Dans le passé récent, on a employé dans ce but les propriétés de rémanence lumineuse des tubes à rayons cathodiques, l'analyse lente étant faite par cellule photo-électrique. Ce dispositif n'est pas très satisfaisant, car la luminosité des couches fluorescentes des tubes variant rapidement avec le temps, les échos faibles risquent d'être perdus.

La pièce maîtresse du matériel étudié par CSF est le tube à mémoire analyseur bi-canon, type TMA 403 ; l'un des canons « inscrit » sur une cible, les signaux radar sous forme d'un relief de charges électrostatiques ; l'autre « lit » ce relief de charges sous forme d'un balayage type télévision à la cadence choisie.

Les propriétés de rémanence du tube sont telles qu'aucun écho ne risque d'être perdu (en première approximation, c'est la lecture seule qui efface les signaux inscrits) ; en fait, il se produit même une certaine intégration sur la cible du tube, ce qui améliore légèrement le rapport signal/bruit de la vidéo.

Le problème est donc ramené à la réduction de la bande passante nécessitée par la transmission d'un signal de télévision ; le procédé choisi pour cette réduction consiste à agir sur les caractéristiques de balayage.

COMPRESSION DE LA BANDE PASSANTE D'UN SIGNAL TELEVISION

En supposant que l'image à transmettre soit formée d'une juxtaposition de points noirs et de points blancs équidistants, la valeur de la bande passante du signal télévision est donnée, avec une approximation suffisante, vérifiée par l'expérience, par la formule

$$\Delta F_{\max} = \frac{NM}{2T} \quad (1)$$

dans laquelle :

N est le nombre de points sur la ligne,

M est le nombre de lignes dans une image,

T est la période d'analyse.

Dans le dispositif adopté, l'image radar étant contenue dans un cercle, l'image télévision sera inscrite dans un carré ; donc $N = M$, la définition étant logiquement la même dans le sens vertical que dans le sens horizontal et la formule (1)

$$\text{devient : } \Delta F = \frac{N^2}{2T} \quad (2)$$

Pour diminuer ΔF_{\max} nous pouvons agir sur N ou sur T .

Diminuer N de façon appréciable conduirait à une perte de discrimination inadmissible. On ne peut que la fixer à la valeur minimum compatible avec les conditions d'exploitation. L'augmentation de T constitue la meilleure solution.

Par exemple si $N = 500$:

Dans le cas du balayage normal :

$$T = \frac{1}{25} S \quad \Delta F_{\max} = 3,1 \text{ MHz}$$

Dans le cas d'un balayage lent :

$$T = 20 S \quad \Delta F_{\max} = 6,2 \text{ kHz}$$

Le rapport de compression de la bande passante est de 500.

Cadence d'analyse verticale

La formule (2) montre clairement que dans notre dispositif la cadence d'analyse verticale de l'image et la bande passante nécessaire pour la transmission sont directement liées. En fait, le problème est un peu plus compliqué.

Si nous disposons d'un chenal dont la partie utilisable se trouve limitée par les distorsions d'affaiblissement et de temps de transmission à une bande ΔF et que nous désirions une discrimination de N points dans le sens horizontal et dans le sens vertical, quelle est la durée minimum d'une analyse verticale ?

$$N^2 = \frac{2 \Delta F T}{1} \quad (2)$$

La formule (2) donne $T = \frac{N^2}{2 \Delta F}$

Mais il faut la compléter car :
— les temps de retour ligne et image représentent un pourcentage appréciable des temps de balayage, qui impose dans la formule l'introduction d'un coef-

ficient K_1 pour le balayage ligne et K_2 pour le balayage image.

— La bande ΔF n'est pas toujours complètement utilisée par suite de la nécessité de prévoir des filtres à affaiblissement suffisamment progressif pour éviter les distorsions de phases. Un coefficient K_0 d'utilisation de la bande doit être introduit dans la formule.

En général on a $K_0 = K_1 = K_2 = 1,1$.

On obtient donc la formule :

$$T = K_0 K_1 K_2 \frac{N^2}{2 \Delta F} \quad (3)$$

1^{er} cas : $\Delta F = 10 \text{ kHz}$

$N = 500$ points

$T = 16,6$ secondes

En pratique on prend $T = 20$ secondes.

2^o cas : $\Delta F = 150 \text{ kHz}$

$T = 1,1$ seconde

3^o cas : $\Delta F = 3 \text{ kHz}$

$T = 54$ secondes

En pratique T est alors compris entre 60 et 90 secondes.

Le fonctionnement de l'analyse lente à 1 seconde est très voisin du fonctionnement en balayage normal. Des précautions doivent cependant être prises pour les liaisons, les découplages, etc...

Le fonctionnement à 10 secondes et au-delà diffère sensiblement.

En effet, un dispositif doit alors être introduit pour conserver les qualités de rémanence, de mémoire et de contraste du tube TMA 403, malgré la cadence d'analyse très basse.

TRANSMISSION DU SIGNAL

Le spectre du signal vidéo obtenu en télévision lente de la cible du tube à mémoire s'étend de

$$\frac{1}{T} \text{ jusqu'à } F_{\max}$$

La difficulté de transmission provient de l'importance du spectre BF.

En réalité, en raison des conditions de lecture particulières utilisées dans le dispositif, le signal de sortie est obtenu à partir d'un signal de spectre symétrique s'étendant de

$$\frac{1}{2T} \text{ à } 2F, \text{ la bande supérieure étant supprimée par un filtre}$$

dont nous avons tenu compte par l'introduction du coefficient K_0 dans la formule 3.

La ligne de transmission utilisée doit satisfaire à certaines conditions ; c'est ainsi que sa bande passante doit être de l'ordre de 50 Hz à 11 kHz et que son niveau de bruit doit être inférieur à -40 dB.

COMPOSITION D'UNE LIAISON

Une liaison depuis le radar jusqu'à l'écran de présentation à la station arrivée comprend :

Station départ de la liaison

— Les informations radar sont introduites dans un « transformateur d'images compresseur de bande ».

— Le contrôle des signaux au départ de la ligne de transmission peut être réalisé à l'aide d'un oscillographe de

mesure ou d'un spécial identique à placé à l'extrémité son (SN 837 A).

— La ligne de transmission les caractéristiques cisées au paragraphe

Station arrivée de la

Deux solutions sont

Version 1 : Les info

bande passante comprim

voyées sur un téléviseu

(SN 837 A) capable de

signal télévision à balaya

Version 2 : Les info

bande passante comprim

voyées dans un « tran

d'images-expansur » q

des signaux télévision

normale 625 ou 875 ligr

sensation de l'image ra

alors sur un téléviseur

CHOIX DES CARACTERIS DE LIAISON

Le choix de la bande de la cadence d'analyse positif de présentation seront fonction :

— Des caractéristiqu

gnes de transmission dis

— Des exigences d'

Par exemple :

Une cadence d'ana

image toutes les minut

mettrait l'utilisation de

phoniques à bande ét

sans doute jugée proh

une installation de dépa

tion radar principale v

tre d'opération exigeant

cadence d'informations.

elle pourra être suffi

l'envoi à un centre d'op

informations radar d'

« satellite » dont le rô

lement de fournir un «

la station principale.

La cadence d'ana

image toutes les ving

semble convenir pour

d'utilisations. Elle per

ver l'image sur un télé

layage lent dans d'exc

ditions. La bande p

10 kHz permet l'utilisa

seaux filaires H.F. de

tend à se généraliser.

L'utilisation du télé

layage lent s'impose p

tallations comprenant u

bre d'exploitants au li

tion.

La solution compo

sion de bande présent

tages de l'exploitation

normale :

— Exploitation dans

éclairés ;

— Possibilités de

projection et d'utilisati

les techniques TV.

CONCLUSIO

Le dispositif de cor

bande en télévision, r

par la C.S.F., constitu

tion élégante au prof

transmission à distance

radars, caractérisé par

et sa grande souplesse

permettant l'adaptatio

tions d'exploitation pa

chaque utilisateur.

Distorsions causées par le bras de pick-up, en stéréo

UN problème qui s'est toujours posé avec l'emploi d'un pick-up disposé à l'extrémité d'un bras est celui de la distorsion provoquée dans certaines positions du reproducteur lorsque son axe n'est pas tout à fait tangent au sillon.

Le problème peut être résolu en supprimant le bras et en montant le pick-up sur une tige passant par le centre du disque comme le montre la figure 1. Le pick-up glisse sur cette tige et se déplace de la périphérie vers le centre, entraîné par le sillon, en spirale, à pas très petit.

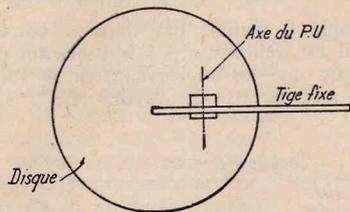


FIG. 1

Ce dispositif adopté dans les appareils d'enregistrement se révèle onéreux et peu pratique dans les appareils de reproduction dans lesquels on préfère utiliser un bras rectiligne tournant autour d'un point que l'on désigne sous le nom de pivot.

Il n'y a alors qu'une seule position dans laquelle l'axe du pick-up est tangent au sillon. Dans toutes les autres positions cet axe fait un angle avec la tangente d'où distorsion.

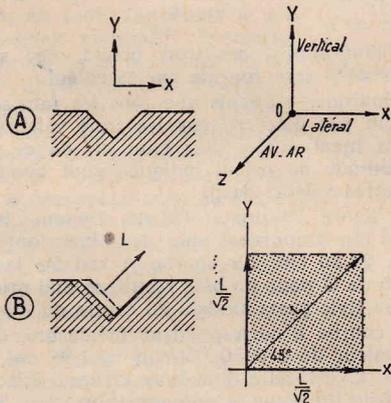


FIG. 2

Celle-ci est encore plus importante dans le cas du pick-up et des disques stéréophoniques, car non seulement des distorsions sont créées, mais l'effet stéréophonique lui-même est altéré. On désigne par « tracking error » ou erreur d'angle, le déplacement angulaire mentionné. Pour que cette erreur soit nulle, l'angle devrait être nul.

DETERMINATION DE L'ERREUR

La distorsion correspondante est désignée sous le nom de « tracking distortion » ou distorsion d'angle. Si l'angle est supérieur à 5°, cette distorsion est importante. A la suite d'essais sur un bras du pick-up long de 23,7 cm environ, orienté de façon que le style du pick-up puisse passer par le centre du disque, la diminution de l'effet stéréo dans les positions les plus défavorables a été de 31 db par rapport aux sillons les plus favorisés.

L'augmentation des distorsions en stéréo est due au fait que cette dernière introduit dans le mouvement du style (aiguille), en plus

du déplacement dans le plan horizontal, des déplacements verticaux. Ces deux déplacements se composent suivant les lois de la mécanique rationnelle.

La figure 2A indique un système de trois axes de coordonnées (à droite) et le sillon sur lequel on montre que l'axe OX correspond au déplacement horizontal perpendiculaire au sillon, l'axe OY au déplacement vertical. L'axe OZ correspond évidemment au déplacement dans la direction du sillon.

Sur la figure 2B on montre qu'un déplacement dans la direction L (à gauche) correspond à la direction OL dans le plan des coordonnées OX et OY. Si l'on fixe le point L sur la droite OL, ce point sera représenté par les coordonnées déterminées par les projections de L sur les axes. Désignons-les par x et y. On a :

$$\begin{aligned} O_x &= OL \cos \alpha \\ O_y &= OL \sin \alpha \end{aligned}$$

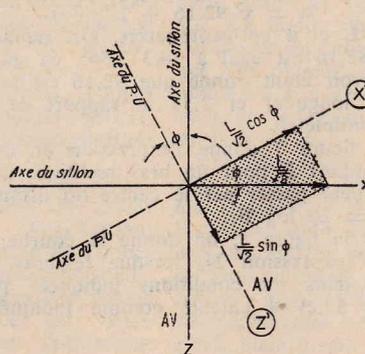


FIG. 3

α étant l'angle que fait OL avec OX. Si $\alpha = 45^\circ$ on a $O_x = OL/\sqrt{2}$ et $O_y = OL/\sqrt{2}$ également.

Cas du disque stéréo

Supposons maintenant que le disque n'est gravé que pour le canal « gauche » de la stéréo comme on le voit sur la figure 2B. L'angle α est alors de 45° et on obtient les deux composantes $OL/\sqrt{2}$.

La figure 3 y indique le plan XZ, c'est-à-dire le plan horizontal du disque. Dans ce plan, on a indiqué la composante $L/\sqrt{2}$ correspondant à l'axe OX.

Si l'erreur d'angle est nulle, le vecteur $L/\sqrt{2}$ se place sur l'axe OX tandis que s'il y a une erreur d'angle égale à Φ , le vecteur $L/\sqrt{2}$ vient se placer entre les axes OX et OZ et fait un angle Φ avec l'axe OX, d'où deux composantes :

$$\begin{aligned} \frac{L}{\sqrt{2}} \cos \Phi &\text{ suivant OX} \\ \frac{L}{\sqrt{2}} \sin \Phi &\text{ suivant OZ} \end{aligned}$$

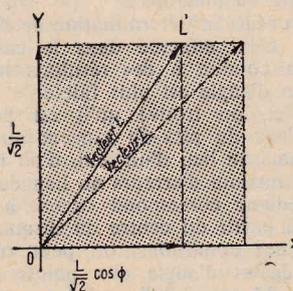


FIG. 4

La composante suivant OZ tangente au sillon ne donne lieu à aucun signal électrique

dans ce pick-up. Reste la composante

$\cos \Phi$ suivant l'axe OX. Revenons au point X'.

Les axes OY et OX sont représentés sur la figure 4.

Sur OX, on trouve la composante réduite

$\frac{L}{\sqrt{2}} \cos \Phi$ et sur l'axe OY la composante

$\frac{L}{\sqrt{2}}$ inchangée $L/\sqrt{2}$. Leur composition donne un nouveau vecteur L' dont la longueur est visiblement inférieure à celle de L. Son angle avec l'axe des Y est inférieure à 45° .

En aucun cas, le signal électrique obtenu à la sortie du pick-up (canal gauche) ne peut dépasser le signal normalement fourni en l'absence de distorsion d'angle.

Création d'un signal « droit »

La diminution de signal dans le canal « gauche » cause la création d'un signal dans le canal « droit ». On peut démontrer que si Φ est l'angle d'erreur, le vecteur gauche donne un signal proportionnel à :

$$\frac{L}{2} (1 + \cos \Phi)$$

et celui de droite à un signal proportionnel à :

$$\frac{L}{2} (1 - \cos \Phi)$$

On vérifie que si l'angle Φ est nul, on a $\cos L = 1$. Il ne reste du vecteur gauche que $L/2$ et le vecteur droit est nul.

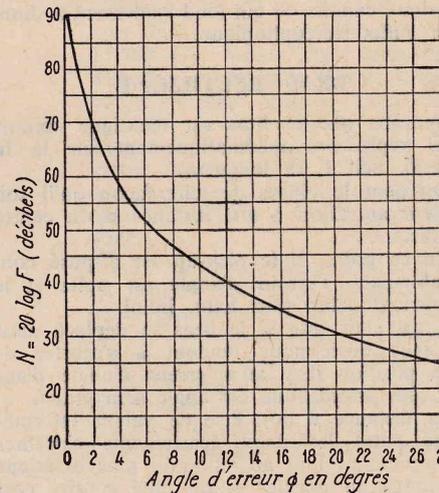


FIG. 5

Si l'angle Φ est de 60° , $\cos \Phi = 0,5$, le vecteur gauche devient $3L/4$ et celui de droite $L/4$.

Rapport de distorsion stéréo

La distorsion peut être représentée par le rapport du vecteur « gauche » au vecteur « droit ».

Si Φ est zéro, le rapport est infini. Si Φ est 60° le rapport est égal à 3.

Dans le cas de $\Phi = 60^\circ$, la séparation des deux canaux n'est que de 10 db.

Heureusement, il n'y a jamais un angle d'erreur Φ aussi grand que 60° , mais un angle d'erreur de 30° est possible avec des bras étudiés.

En raison de la symétrie de l'enregistrement 45°/45° tout ce qui vient d'être dit pour la gravure « gauche » du sillon est valable également pour la gravure « droite ».

En somme, plus l'angle d'erreur est grand, plus on trouve, dans chaque canal, un signal provenant de l'autre, ce qui cause évidemment la diminution de l'effet stéréophonique.

On a désigné, comme facteur de qualité des résultats fournis par un bras de pick-up au point de vue de l'erreur d'angle, le rapport de « transmodulation » de la sortie gauche à la sortie droite, exprimé en décibels lorsque seul l'enregistrement gauche existe. Soit F ce rapport.

Dans le cas idéal de $\Phi = 0$, on a $F = \infty$. La figure 5 donne le rapport F exprimé en décibels.

$$N = 20 \log \frac{\text{tension (gauche)}}{\text{tension (droite)}} = 20 \log F,$$

en fonction de l'angle Φ , celui-ci variant entre 0 et 30°. Si F exprime un rapport de puissance, on prendra dix fois le logarithme de F, ce qui donnera la même expression.

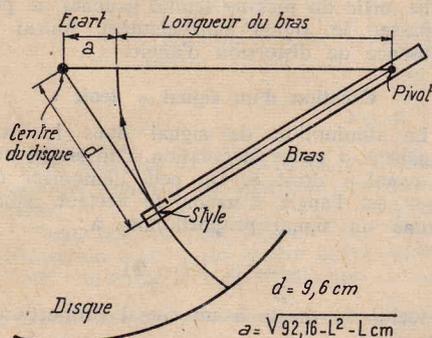


FIG. 6

Le maximum d'erreur de 30° donne 23 db. Il faut également tenir compte du fait que même sans erreur d'angle, il y a, dans le pick-up lui-même, échange de signaux entre les deux canaux ce qui tend également à diminuer l'effet stéréophonique.

BRAS RECTILIGNE

Supposons que le bras est rectiligne comme celui représenté schématiquement sur la figure 6. Soit L sa longueur.

On peut le placer de telle façon qu'il soit tangent au sillon à une distance d du centre du disque.

En ce point, si le pick-up est disposé convenablement, l'erreur d'angle est nulle et le rapport F défini plus haut, infini.

Il est clair que si le bras se déplace dans un sens quelconque tendant à s'écarter de cette position il y aura erreur d'angle d'autant plus grande que cet angle sera grand.

La distance d doit être de valeur intermédiaire entre les deux écartements extrêmes correspondant l'un au sillon le plus extérieur et l'autre au dernier sillon côté centre, ceci pour les disques du plus grand diamètre utilisables avec la platine considérée. Il s'agit généralement des disques de 12" = 30 cm de diamètre. Les deux rayons extrêmes d'enregistrement sont 5,75" = 14,6 cm et 2,5" = 6,35 cm. On prendra pour d la moyenne géométrique de ces deux valeurs, ce qui donne $d = 3,78" = 9,6$ cm.

Considérons également l'écart a que l'on a indiqué sur la figure 6.

Il représente la différence entre la distance du point de pivotage du bras et la longueur L du bras.

En tenant compte de la valeur d trouvée plus haut ($d = 3,78" = 9,6$ cm), L restant indéterminé, on trouve

$$a = \sqrt{14,3 + L^2} - L$$

avec a et L en inches.

Pour obtenir cette expression en centimètres, on peut effectuer la transformation des unités ou la déterminer directement de la figure.

On a évidemment :

$$(a + L)^2 = d^2 + L^2$$

quelles que soient les unités de longueur adoptées, ce qui donne :

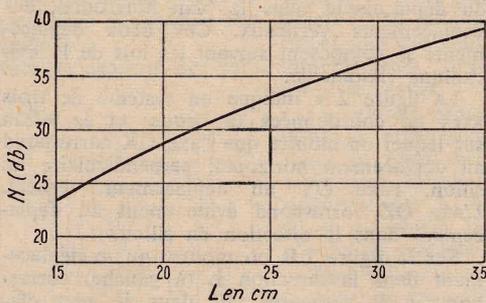


FIG. 7

$$a^2 + 2aL + L^2 = d^2 + L^2,$$

$$a^2 + 2aL - d^2 = 0;$$

$$a = -L + \sqrt{L^2 + d^2}$$

Si $d = 9,6$ cm on a $d^2 = 92,16$ cm², d'où finalement

$$a = \sqrt{92,16 + L^2} - L$$

avec L et a en centimètres. On remarquera que 82,16 est égal à $14,3 \cdot 2,54^2$, ce qui était à prévoir étant donné que 92,16 est le carré d'une longueur et 2,54 le rapport de l'inch au centimètre.

La figure 7 donne l'expression en décibels du rapport F pour un bras rectiligne dont le style peut passer par le centre du disque. On a $N = 20 \log F$.

Sur la figure 8, on donne la courbe de la même expression N, lorsque le bras a été placé dans les conditions indiquées par la figure 6 et d calculé comme indiqué plus haut.

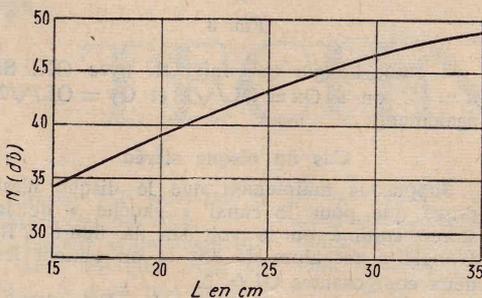


FIG. 8

En abscisses dans les deux courbes, on a inscrit la longueur L en centimètres. L'avantage du système de la figure 8 se déduit des valeurs plus grandes des coordonnées pour une même longueur de bras.

Bras compensé

L'erreur d'angle Φ est diminuée avec un bras comme celui de la figure 9. Soit β l'angle aigu de deux portions rectilignes du bras en forme de ligne brisée. La longueur L est la distance entre le point de pivotage du bras et le style du pick-up.

Un procédé de détermination de d et a analogue à celui effectué dans le cas du bras rectiligne conduit à des résultats tels que la distorsion d'angle est plus faible.

En effet, on trouve qu'il est possible de rendre l'axe du pick-up tangent au sillon en deux points au lieu d'un seul, d'où trois zones d'angles maxima d'erreurs au lieu de deux. La zone médiane correspond encore à $3,78" = 9,6$ cm à partir du centre du disque.

Dans ces conditions, on peut obtenir des erreurs égales d'angle aux points de rayons 2,5" = 6,35 cm, $3,78" = 9,6$ cm et $5,75" = 14,6$ cm.

En imposant la même erreur d'angle en trois points, on déterminera les points d'erreur nulle (tangence de l'axe du PU au sillon) seront la moyenne géométrique de 2,5" et 3,78" et la moyenne géométrique de 3,78" et 5,75", ce qui donnera les points suivants

$$3,07" = 7,85 \text{ cm},$$

$$\text{et } 4,66" = 11,8 \text{ cm},$$

à partir du centre.

La valeur de a pour obtenir ce résultat $a = \sqrt{L^2 - 14,3} - L$ inches (L en inches)

ou $a = \sqrt{L^2 - 92,16} - L$ cm (L en cm)

Le calcul de a conduit à une valeur négative, autrement dit a se retranche de L (figure 9) tandis que pour le bras rectiligne (figure 6) a s'ajoute pour obtenir la distance entre le pivot du bras et le centre du disque.

L'angle du bras compensé

L'angle β n'entre pas dans le calcul de N, mais il est déterminé par le fabricant du bras de façon que les angles d'erreur Φ soient minima aux points de rayons 2,5", 3,78" et 5,75".

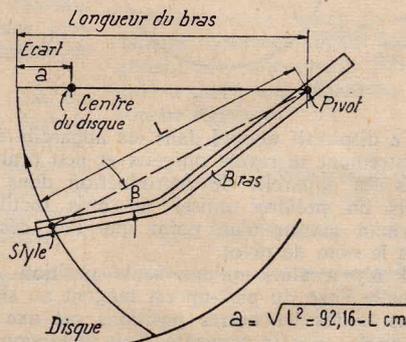


FIG. 9

Si l'on choisit ces trois points, une valeur de β sera fournie par le calcul.

Remarque toutefois que tous les fabricants ne sont pas d'accord sur les trois valeurs de rayons mentionnées plus haut et, de ce fait, la méthode de calcul indiquée peut conduire à d'autres valeurs de β .

La figure 10 donne l'angle d'erreur Φ en degrés (en ordonnées) pour deux bras longs 9" = 22,86 cm. La courbe A montre la variation de Φ pour un bras rectiligne mal orienté dont le style passe au-delà du centre du disque.

La courbe B correspond au même bras à une valeur de c de 0,77 inch = 1,96 cm. La courbe C est celle d'un bras General Electric de même longueur, à compensation (type 2G) qui donne des erreurs d'angle Φ très faibles, la plus élevée n'étant que de 4° pour un point de rayon 3,1" = 7,9 cm environ.

Pour le rapport F exprimé en décibels, un bras monté incorrectement donne $X = 31,6$

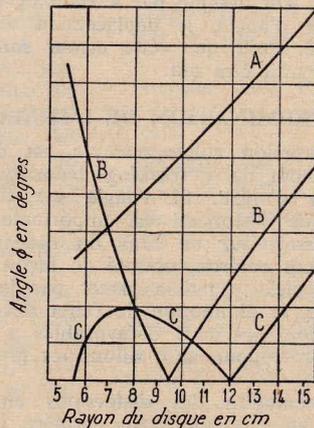


FIG. 10

pour le point de rayon le plus élevé, soit 5,75" = 14,6 cm, tandis qu'un montage bien conçu permet d'augmenter X jusqu'à 42,1 db, d'où amélioration de 10,5 db au même point. Le tableau donne quelques caractéristiques de bras commerciaux.

Résumé

De l'étude précédente, on déduit que l'angle Φ peut être réduit avec un bras rectiligne en lui donnant une plus grande longueur mais dans ce cas d'autres inconvénients surgissent car la masse dynamique du bras augmente, ce qui cause des pressions plus grandes sur les flancs des sillons d'où usure plus rapide des disques et du style du pick-up.

Il convient, par conséquent, de préférer un bras en ligne brisée comme ceux décrits.

On pourra le calculer suivant la formule :

$$a = \sqrt{L^2 - 92,6 - L}$$
 toutes longueurs en centimètres, et adopter

les trois points d'erreur égale d'angle déjà mentionnés.

Remarquer toutefois, comme nous l'avons dit, que tous les fabricants n'adoptent pas ces données.

Bibliographie

Tone Arm Tracking Error in Stereo, par Francis A. Gicca, de la Raytheon Co. (« Electronics World », vol. 62, n° 4.)

Fabricant et type	Angle β	L (cm)	a (cm)	Φ degrés	X = 20 log F en décib.
Audax KT16	19,5	31	1,42	1,94	71,6
Electro-Sonic (S 1 000	23	22,2	1,52	2,27	68,2
Fairchild 282	23	22,8	1,27	3,43	61
Gen. Electric TM2G	21,75	23,1	1,37	2,27	68,2
Gray 212 SD	23,8	23	1,73	1,75	72,6
Pickering S 120 Unipoise	21	21,9	1,27	3,65	58,8
Reko-Kut S 120 12"	21	22,55	1,35	3,63	60
» S 160 16"	22	29,9	1,91	2,02	70,2

★ NOUVEAUX DISQUES ★

★ EDITH PIAF. — Il est véritablement bouleversant, alors que les nouvelles de la plus grande chanteuse française ne sont pas toujours très rassurantes, il est bouleversant d'entendre ce dernier enregistrement ! Ici toutes les chansons sont excellentes, et il semble qu'Edith Piaf nous offre des interprétations encore plus vécutées que dans ses précédents microsillons. Si demain elle recouvrerait toutes ses forces et donnait un tour de chant avec certains de ces titres, nous sommes persuadés qu'il ferait des triomphes. Il y a sur les deux faces de ce 25 cm huit très grandes chansons, qui peuvent être mises en tête du répertoire d'Edith Piaf (Col. FS-1083).

★ DANIELLE DARRIEUX. — Danielle Darrieux est vraiment charmante ! Et quelle jeunesse dans la voix, mêlée à une certaine naïveté qui réjouit nos oreilles ! Chaque microsillon qui paraît nous la montre sous un jour inconnu, nous découvre sa personnalité de grande vedette de la chanson. Il n'y a plus qu'à attendre Danielle Darrieux sur une scène dans un tour de chant : son métier est à l'égal et même supérieur à celui de beaucoup d'autres vedettes chevronnées. Ce mois-ci, vous aimerez : « Aux Quatre Saisons », « Pourvu qu'on s'embrasse », « Les Petits Lapins », et « Comme un Cygne Blanc » (V.S.M. 7 EGF-481).

★ JEAN-CLAUDE PASCAL. — Il semble bien que le métier d'acteur soit fait pour mener à la chanson ! Jean-Claude est, lui aussi, l'un de ces exemples où l'interprète-acteur doué d'une voix devient un chanteur aux possibilités étonnantes. Le voici dans une chanson bouleversante : « L'Absent », qu'il sait dire et chanter comme aucun autre ne pourrait le faire. Il sait être aussi mordant dans « Sacrée Fille ». Les deux autres chansons sont de la même veine (V.S.M. 7 EGF-485).

★ TINO ROSSI. — Après nous avoir chanté les succès du jour, « Papa aime Maman » et « Tom Pillibi », Tino Rossi revient à son répertoire bien à lui : une chanson qui plaira à ses admiratrices : « Vient, Vient Si ». Le voici toujours infatigable sur un super-45 tours qui nous offre trois autres succès : « Bons baisers, à bientôt », « Valentino », « Comme un Cygne blanc » (Col. ESVF 1044).

★ MAXIM SAURY. — Maxim Saury continue la série de ses enregistrements exceptionnels. Voici des su-

per-45 tours qui sont faits à la fois pour danser et pour être écoutés. Sous cette forme, Maxim Saury doit se trouver sur tous les changeurs automatiques des surprises-parties ; son style est parfait et ses enregistrements sont tout à fait excellents sur le plan sonore. Ce mois-ci deux grands classiques : « Swing Low Sweet Chariot », et « Jericho », et deux autres titres : « Dardanella », et « Ghost of the Blues ». (Pathé EA-366).

★ RAPHA BROGIOTTI. — Que nous propose-t-on dans cette surprise-partie viennoise ?... On nous propose de valser ! Il existe peu de disques sur trois temps qui soient aussi parfaitement dansants ou « valsants », si vous préférez, que ce 25 cm signé par l'un des spécialistes du genre : Rapha Brogiotti. Et puis les valseuses ici sont fort bien choisies et de dimensions normales... Nous sommes loin de ces valseuses symphoniques dont la durée risque fort d'essouffler les danseurs ! Rien de tel, pour se reposer un peu des cha-cha-cha et des rocks, que de placer sur votre pick-up ce microsillon de valseuses. En voici les titres : « Les Amourettes », « La Vie d'Artiste », « Le Soldat de chocolat », « Violettes », « Le Trésor », « A toi », « La Vague », « La Valse de Juillet » (Columbia, FP-1009).

★ JO PRIVAT. — Pour les amateurs, le titre est alléchant ; il est curieux aussi : « Pétanque à Nogent » ! Eh, oui, le jeu national du Midi qui retrouve une patrie dans la banlieue parisienne !... Mais il ne s'agit pas de jeu ici, ni de boules, mais d'un titre qui évoque une ambiance, celle que Jo Privat nous impose grâce aux sonorités qu'il sait tirer de son accordéon. Pour les amateurs comme pour les spécialistes, Jo Privat est un très grand accordéoniste, et il nous le prouve tout le long de ce grand microsillon où les ingénieurs du son ont fait un tour de force au point de vue sonore, car vous aurez rarement entendu un accordéon qui sonne plus « vrai » ! Un détail à signaler : comme tout ceci est fait pour danser, les différents morceaux se trouvent enchaînés deux par deux, ce qui est une mode très conforme au désir des danseurs, qui ont ainsi un moins grand nombre d'arrêts, ces arrêts qui risquent toujours de rompre une ambiance. Seize titres vous sont proposés, et ce sont tous des succès ! (Columbia FPX-31005).

★ FABLES DE LA FONTAINE N° 3. — On connaît Berthe Bovy ; on connaît aussi Georges Chamaraï ; on imagine donc facilement ce que ces deux très grands acteurs peuvent apporter aux Fables de La Fontaine. L'idée est excellente d'alterner une voix féminine et une voix masculine, et aussi d'avoir si bien choisis les fables qui convenaient à chaque interprète. Cette série est appelée à avoir un très grand succès, car ce sont des pièces de référence aussi bien pour les enfants que pour les grandes personnes (Pathé EA-10005).

★ STAN KENTON. — On sait combien Stan Kenton a apporté de nouveautés aux arrangements de jazz symphonique durant ces dernières années. Ce super-45 tours a un titre très justifié : « Viva Kenton », car il nous offre quatre arrangements somptueusement enregistrés du plus habile jongleur de sons nous venant d'Amérique (Capitol EAP-4-1305).

★ LUIS MARIANO. — Malgré 250 représentations triomphales du « Secret de Marco Polo » qu'il reprendra au Châtelet après le 15 août,

Luis Mariano n'en a pas moins suivi de très près l'actualité dans le domaine des Variétés puisqu'il a été le créateur de « Romantica » que nous trouvons avec « Les Cloches de Lisbonne » dans le super-45 tours V.S.M. ECF-499.

Il a également enregistré en exclusivité pour Pathé-Marconi le premier Prix du Coq d'Or de la Chanson Française : « Amour je te dois » ; excellente chanson dans laquelle il nous permet d'apprécier toute l'ampleur de sa magnifique voix. Une autre agréable surprise de ce dernier disque enregistré à la veille de ses vacances : « Les Enfants du Pirée », du film de J. Dassin, « Jamais le Dimanche », dont il nous donne une version très couleur locale. Pour compléter ce remarquable disque, Luis Mariano nous offre « Prière à tes yeux » sur le thème de l'inoubliable « Paloma » et une interprétation de « L'Arlequin de Tolède » — chanson finaliste du Coq d'Or de la Chanson Française — sur un rythme joyeusement espagnol (Voix de son Maître - 7 EGF 487).



FABRIQUE DANS SON USINE DE CLICHY

TOUS TYPES DE TUBES anciens et modernes

TOUJOURS PRÊT A VOUS CONSEILLER ET A VOUS DÉPANNER !

S.A. des lampes NÉOTRON
 3, rue Gesnouin, CLICHY (Seine) - Tél. : PEReire 30-87

Demeur

$$R_p = \frac{1}{2\pi f_h C}$$

avec $f_h = 10$ Mc/s et $C = 15$ pF, on trouve $R_p = 1\,060 \Omega$ et le gain se réduit à :

$A = S R_p = 0,025 \cdot 1\,060 = 26,5$ fois, valeur encore très intéressante, car avec la EL83, dont la pente n'est que de 10 mA/V, on n'aurait obtenu qu'un gain de 10 fois environ dans les mêmes conditions.

La figure 2 donne le schéma de l'étage amplificateur VF à résistances et capacité qui vient d'être déterminé. En raison du fort courant plaque, il est nécessaire de monter une résistance R_p dont la puissance minimum soit :

$$P = 1\,060 \cdot 0,04^2 = 1,696 \text{ W.}$$

Pratiquement, on choisira un modèle de 2 W au moins. En ce qui concerne R_k le courant qui la traverse est de l'ordre de 50 mA, ce qui donne

$$P = 220 \cdot 0,05^2 = 0,55 \text{ W}$$

et on adoptera un modèle de 1 W pour une bonne sécurité d'emploi. Pour obtenir un gain suffisant aux fréquences basses, on shuntera $R_k = 220 \Omega$ par condensateur électrochimique de 500 μ F. Ce condensateur aura une tension de service de 4 V au moins et 10 V au plus.

MONTAGES AVEC BOBINE DE CORRECTION SHUNT

Un montage comportant une seule bobine comme L_p de la figure 1 peut être réalisé suivant le schéma de la figure 3. Rappelons que la largeur de bande est augmentée grâce à la compensation apportée au gain aux fréquences élevées par L_p , ce gain diminuant en raison de la présence de C_p .

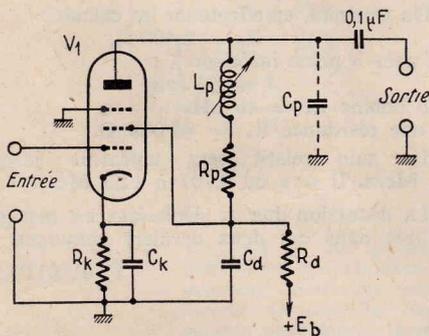


FIG. 3

Nous avons estimé précédemment C_p à 15 pF environ, mais la présence de L_p introduit dans le montage une petite capacité parasite supplémentaire qui est de l'ordre de 1 pF, ce qui aboutit à $C_p = 16$ pF.

Les formules de calcul du circuit shunt de la figure 3 sont les suivantes :

$$A = S R_p$$

$$\alpha = 2\pi R_p C_p f$$

$$Q = L / (R_p^2 C_p)$$

On choisit sur l'une des courbes de la fig. 4 le point correspondant à la fréquence f considérée comme limite supérieure de la bande VF, ce qui donne la valeur de α .

Comme on connaît C_p , il vient :

$$R_p = \frac{\alpha}{2\pi C_p f}$$

La valeur de Q étant celle correspondant à la courbe choisie, on détermine L à l'aide de la seconde relation écrite sous la forme

$$L = Q R_p^2 C_p.$$

Le gain dépend directement du point choisi. Il est proportionnel à R_p et par conséquent à α , mais pour une valeur trop grande de α ,

la chute de gain à la fréquence f choisie peut devenir trop importante.

Les deux courbes $Q = 0,5$ et $Q = 0,45$ sont les plus avantageuses. La première donne plus de gain, mais présente une suramplification vers la fréquence correspondant à $\alpha = 0,7$ environ. La seconde est plus plate, mais le gain est plus réduit.

L'amplificateur sans compensation correspond à la courbe $Q = 0$.

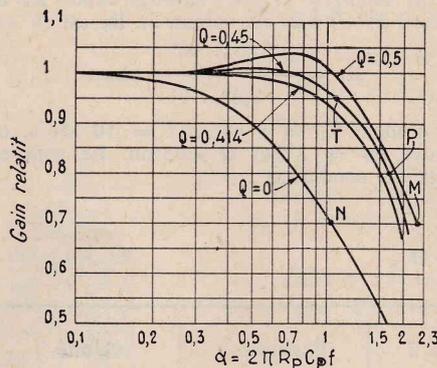


FIG. 4

Voici plusieurs exemples de détermination des éléments.

Exemple 1

Dans cet exemple, nous rechercherons le maximum de gain compatible avec une qualité satisfaisante de la reproduction de l'image.

Nous adopterons $f = 10$ Mc/s, la courbe $Q = 0,5$ et le point M correspondant à un gain relatif de 0,707, ce qui correspond à $\alpha = 2,15$ environ. On a, par conséquent :

$$R_p = \frac{2,15 \cdot 10^{12}}{6,28 \cdot 16 \cdot 10^7} \text{ ohms,}$$

ce qui donne tous calculs faits $R_p = 2\,140 \Omega$ et un gain maximum, $A = S R_p = 0,025 \cdot 2\,140 = 53,5$ fois, mais à la fréquence $f = 10$ Mc/s, ce gain est réduit de 30 % environ en raison du choix du point M.

Remarquons que si l'on avait adopté le montage sans bobine, on aurait été amené à choisir le point N avec $\alpha = 1$, d'où une valeur de R_p de 2,5 fois plus petite et un gain également 2,15 fois plus petit, égal à $53,5/2,15 = 25$ fois environ.

En réalité, ce gain sera très légèrement plus élevé, car C_p est plus réduite lorsque L_p est éliminée du montage.

Exemple 2

Nous adopterons dans cet exemple une solution moyenne permettant d'obtenir un gain maximum important et un gain relatif plus grand à $f = 10$ Mc/s.

Choisissons la courbe $Q = 0,45$ et le point P correspondant à un gain relatif de 0,8 au lieu de 0,7 comme précédemment.

On trouve $\alpha = 1,65$. Avec les mêmes valeurs de f et de C_p , R_p étant proportionnelle à α , il vient :

$$R_p = \frac{1,65}{2,15} \cdot 2\,140 = 1\,650 \Omega$$

et le gain maximum est :

$$A = 0,025 \cdot 1\,650 = 41,25 \text{ fois,}$$

ce qui représente encore un gain important. Comme le point P correspond à un gain relatif de 0,8, le gain à $f = 10$ Mc/s est $41,25 \cdot 0,8 = 33$ fois environ.

Exemple 3

La qualité maximum est requise. Le point choisi est le point T sur la courbe $Q = 0,45$. Le gain relatif est 0,95, ce qui représente une réduction de gain de 5 % seulement à $f = 10$ Mc/s. Comme $\alpha = 1,15$ environ, on a

$$R_p = \frac{1,15}{2,15} \cdot 2\,140 = 1\,140 \Omega$$

et le gain maximum est

$$A = 0,025 \cdot 1\,140 = 28,5 \text{ fois.}$$

et à $f = 10$ Mc/s le gain est :

$$28,5 \cdot 0,95 = 27 \text{ fois.}$$

Valeur des bobines

Dans nos trois exemples, la valeur du coefficient de self-induction de la bobine L_p est donné par la formule indiquée plus haut.

Dans l'exemple 1, on a $R_p = 2\,140 \Omega$, $Q = 0,5$, $C_p = 16$ pF, d'où :

$$L_p = 2\,140^2 \cdot 0,5 \cdot 16 \cdot 10^{-12} \text{ henrys}$$

$$\text{ou } L_p = 36,6 \mu\text{H.}$$

Dans l'exemple 2, on a $R_p = 1\,650 \Omega$, $C_p = 16$ pF et $Q = 0,45$. On trouve, à l'aide de la même relation, $L_p = 19,6 \mu\text{H}$.

Enfin, dans l'exemple 3, on a $R_p = 1\,140 \Omega$, $C_p = 16$ pF et $Q = 0,45$, d'où $L_p = 9,3 \mu\text{H}$.

DEPHASAGE

On peut déterminer l'angle de phase à chaque fréquence à l'aide des courbes de la figure 5.

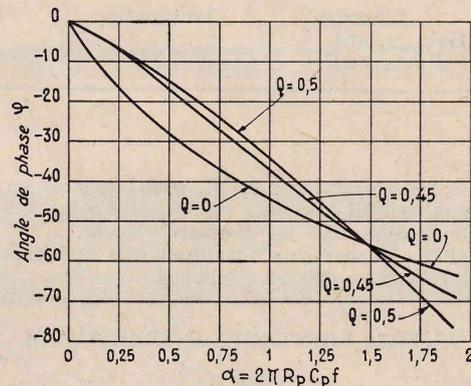


FIG. 5

Supposons qu'il s'agisse du montage de l'exemple 3 avec $Q = 0,45$. La courbe $Q = 0,45$ est proche d'une droite, ce qui in-

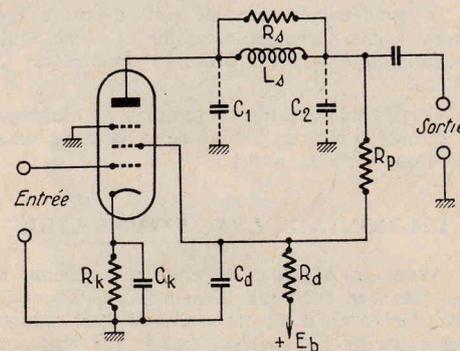


FIG. 6

dique que l'angle de phase est directement proportionnel à α , donc à la fréquence, ce qui est la condition d'absence de distorsion de phase. La distorsion de phase déplace sur l'image l'

objets sur l'écran de longueurs inégales, tandis que si elle est éliminée, tous les points sont décalés de la même longueur, d'où aucune altération de l'image.

Il est donc recommandé de choisir la courbe $Q = 0,45$ correspondant à nos exemples 2 et 3.

RESUME DES MONTAGES PRATIQUES

Tous les montages dont on a déterminé les valeurs des éléments dans les trois exemples sont réalisables suivant le schéma de la figure 3. Outre les valeurs de L_p et C_p , il convient de connaître celles du dispositif de polarisation $R_k C_k$ et de celui de découplage commun à la plaque et à l'écran, $C_a R_a$.

Dans les trois variantes, on prendra $R_k = 220 \Omega$, $C_k = 500 \mu F$, $R_a = 500 \Omega$, $C_a = 32$

pour le tube suivant, qui est le tube cathodique, et 2 pF représentant diverses capacités parasites, ce qui donne $C_2 = 6 + 2 = 8$ pF, donc $C_1 = C_2 = 8$ pF.

Un câblage bien étudié devra être effectué pour réduire à de si faibles valeurs les capacités parasites.

On adoptera les relations suivantes :

$$2 \pi R_p C_1 f = 1,55$$

$$L_s = R^2 C_1$$

et on shuntera L_s par une résistance R_s de l'ordre de 10 k Ω . La valeur de R_p est :

$$R_p = \frac{1,55 \cdot 10^5}{6,28 \cdot 8} \text{ ohms}$$

en prenant $C_1 = 8$ pF et $f = 10$ Mc/s, on trouve $R_p = 3 100 \Omega$ environ. Le gain est dans ces conditions :

R_s étant une résistance shuntant L_s , non indiquée sur le schéma.

Avec les valeurs numériques adoptées, on a :

$$R_p = \frac{1,7 \cdot 10^5}{6,28 \cdot 8} \text{ ohms}$$

$$\text{ou } R_p = 3 400 \Omega.$$

Le gain est un peu inférieur à $0,025 \cdot 3 400 = 85$ fois.

La valeur de la bobine est :

$$L_s = 3 400^2 \cdot 8 \cdot 10^{-12} \text{ henrys}$$

$$\text{ou } L_s = 92 \mu H$$

et $R_s = 19 \cdot R_p = 19 \cdot 3 400$ ohms, ce qui donne $R_s = 65 000 \Omega$.

Pratiquement, R_s sera déterminée expérimentalement en recherchant la valeur qui permet d'obtenir un gain relatif de 0,707 à $f = 10$ Mc/s.

TABLEAU II

Caractéristiques	Exemple 1	Exemple 2	Exemple 3	Unité
R_p	2 140	1 650	28,5	Ω
L_p	36,6	19,6	10	μH
C_p	16	16	Excellent	pF
Gain max.	53,5	41,25	9,3	fois
Fréquence f	Satisfaisant	10	1 140	Mc/s
« Déphasage »	Satisfaisant	Excellent	16	—
Linéarité	Satisfaisante	Bonne	Excellente	—
Gain relatif à la fréquence f.	0,707	0,8	0,95	fois

μF . Les valeurs de L_p et R_p sont indiquées sur le tableau II ci-après, sur lequel on a mentionné également les résultats obtenus.

Par « déphasage » nous entendons « absence de distorsion due au déphasage ».

AUTRES MONTAGES INTERESSANTS

Les montages avec bobine série L_s seulement ou à deux bobines L_s et L_p sont évidemment réalisables avec la nouvelle lampe. Leur mise au point est plus difficile en raison de la nécessité d'estimer avec une précision suffisante deux capacités parasites au lieu d'une seule, C_1 du côté gauche de L_s et C_2 du côté droit (voir figures 1 et 6).

La prédétermination est plus aléatoire que dans le cas d'une seule bobine et d'une seule capacité C_p , qui est alors la somme de C_1 et C_2 .

Voici, toutefois, deux exemples de montages à grand gain avec bobine série et avec deux bobines, série et shunt.

UN MONTAGE AVEC BOBINE SERIE

Avant de procéder au choix du schéma et des relations entre les éléments C_1 , C_2 , R_p et L_s (voir figure 6), il est nécessaire de tenir compte des capacités qui peuvent exister aux emplacements de C_1 et C_2 .

A gauche de L_s , on trouve la capacité de sortie de la EL183 qui est 5,4 pF. Ajoutons encore une capacité parasite de 2,6 pF, ce qui donne $C_1 = 5,4 + 2,6 = 8$ pF.

A droite de L_s , il y a une capacité de 6 pF

$A = SR_p = 0,025 \cdot 3 100 = 77,5$ fois, valeur considérable due au fait que S et R_p sont extrêmement grandes.

Aux mesures, on constate toutefois que le gain est un peu plus réduit car R_p étant grande, la pente dynamique est un peu plus faible que la pente statique S .

La bobine a un coefficient de self-induction :

$$L_s = R^2 C_1 = 3 100^2 \cdot 64 \cdot 10^{-12} \text{ henrys,}$$

$$\text{ce qui donne, tous calculs faits :}$$

$$L_s = 77 \mu H.$$

L'examen des courbes correspondant à ce montage indique que le gain relatif à $f = 10$ Mc/s est de 0,707, tandis que le gain relatif à 8 Mc/s est de 1,3.

Il est indispensable de réduire considérablement cette suramplification. Ce résultat est obtenu avec la résistance R_s qui amortit L_s . On essayera $R_s = 10$ k Ω , mais la mise au point s'effectuera en ajustant sa valeur jusqu'à ce que le gain relatif à 8 Mc/s ne dépasse pas 1,05.

Au point de vue de la distorsion créée par le déphasage, ce montage est moins satisfaisant que ceux décrits.

Pour l'améliorer, on adoptera un schéma à correction mixte série-shunt comme celui de la figure 1.

MONTAGE A CORRECTION MIXTE

En estimant encore $C_1 = C_2 = 8$ pF et en prenant $f = 10$ Mc/s, on se basera sur les relations suivantes :

$$2 \pi R_p C_1 f = 1,7$$

$$L_s = R_p^2 C_1$$

$$R_s = 19 R_p$$

VALEURS DES AUTRES ELEMENTS

Dans les schémas des figures 1 et 6, on adoptera les mêmes valeurs de capacités C_k et C_a que pour les montages précédents. On prendra $R_k = 260 \Omega$ et $R_a = 500 \Omega$ pour le montage de la figure 6 et $R_k = 240 \Omega$ et $R_a = 500 \Omega$ pour celui de la figure 1. Dans ce dernier, ne pas omettre de shunter L_s par R_s comme indiqué plus haut. En augmentant légèrement R_k , on réduit la consommation de la lampe, mais aussi le gain.

MONTAGE LINEAIRE JUSQU'A 10 MC/S

Suivant le schéma de la figure 1, on prendra $2 \pi R_p C_1 f = 1,2$ au lieu de 1,7.

On trouvera, en effectuant les calculs :

$$R_p = 2 400 \Omega,$$

un gain à peine inférieur à :

$$A = 60 \text{ fois,}$$

une bobine $L_s = 46 \mu H$.

et une résistance $R_s = 45 000 \Omega$.

Le gain relatif sera uniforme jusqu'à 10 Mc/s. Il sera de 0,707 à 12,5 Mc/s.

La distorsion due au déphasage est peu prononcée dans ces deux derniers montages.

F. JUSTER.

ABONNEMENTS

Les abonnements ne peuvent être mis en service qu'après réception du versement.

Dans le cas où nos fidèles abonnés auraient procédé au renouvellement de leur abonnement, nous les prions de ne pas tenir compte de la bande verte qui leur est adressée. Le service de leur abonnement ne sera pas interrompu à la condition toutefois que ce renouvellement nous soit parvenu dans les délais voulus.

Pour tout changement d'adresse, nous faire parvenir 0,60 NF en timbres postes et la dernière bande. Il ne sera donné aucune suite aux demandes non accompagnées de cette somme.

Tous les anciens numéros sont fournis sur demande accompagnée de 1,20 NF en timbres par exemplaire.

D'autre part, aucune suite n'est donnée aux demandes de numéros qui ne sont pas accompagnées de la somme nécessaire. Les numéros suivants sont épuisés : 747, 748, 749, 760, 762, 763, 776, 777, 778, 796, 797, 816, 818, 917, 934, 940, 941, 942, 943, 945, 946, 953, 957, 959, 961, 962, 963, 964, 965, 967, 999 et 1 003.

DISPOSITIF DE RADIOCOMMANDE PAR PORTEUSE HF

Le dispositif de radiocommande par porteuse HF, décrit ci-dessous a de nombreuses applications. La plus classique est la commande à distance d'un interrupteur pour la mise en service ou l'arrêt d'un appareil électrique quelconque.

maire du transformateur d'alimentation T_1 ne shunte le secondaire de L_2 .

Toutes les tensions HF disponibles sont ainsi appliquées à la ligne du secteur.

L'alimentation HT est assurée par un transformateur et un re-

détection appliquée sur la base du premier transistor amplificateur est réglée par le potentiomètre de sensibilité R_7 , de 10 k Ω , qui constitue, avec R_6 , un pont diviseur de tension.

Le courant collecteur du deuxième transistor amplificateur de courant continu, du type p-n-p 2N43 traverse l'enroulement d'un relais sensible RL_1 de 8 k Ω . La diode CR_2 1N69 dans le circuit émetteur du second transistor a pour but de polariser le transistor de telle sorte qu'il soit au cut-off sans émission, ce qui réduit la consommation de la pile d'alimentation. De plus, les variations éventuelles de courant collecteur, dues à des variations de température sont réduites par cette diode. Le relais n'est ainsi actionné qu'au moment où l'interrupteur S_2 de l'émetteur est fermé.

Un jack est branché entre J_1 et J_2 pour les réglages. En fonctionnement ce jack est court-circuité par un cavalier. La consommation du récepteur, sans émission est très faible et de l'ordre de 100 μ A. Pendant la réception d'une émission elle est de 2 mA.

Le réglage de l'ensemble est très simple à l'aide d'un contrôleur universel ou un voltmètre électronique : contrôle de la tension négative de grille de la 6AQ5 pour vérifier si l'ensemble oscille. Si l'oscillation était trop faible, il suffirait d'inverser les connexions du primaire ou du secondaire de L_1 .

Régler le noyau de L_1 de telle sorte qu'il soit enfoncé à moitié.

Brancher ensuite le voltmètre aux bornes de R_5 et régler le noyau de L_2 de telle sorte que la chute de tension dans cette résistance soit minimum. Le côté + du voltmètre est à relier au + HT et le côté - à l'extrémité inférieure de L_2 . Pour l'accord exact la chute de tension aux extrémités de R_5 est d'environ 4 à 5 V.

La fréquence de l'émetteur peut être déterminée approximativement avec un récepteur radio en dispo-

sant L_2 à proximité de l'antenne. On entend sur plusieurs points de l'échelle du CV un ronflement de secteur correspondant à des harmoniques de la porteuse. Le nombre de kilocycles séparant ces ronflements indique la fréquence d'accord. Cette dernière n'est d'ailleurs pas critique et il suffit que le récepteur soit accordé exactement sur la même fréquence.

Disposer le commutateur de l'émetteur sur la position attendue, supprimer le cavalier et brancher le microampèremètre entre J_1 et J_2 . En appliquant le courant de la pile on doit trouver un courant d'environ 100 μ A. Passer ensuite sur la sensibilité 5 mA continu et envoyer une émission. Régler le noyau de L_2 de façon à obtenir le courant maximum, ce qui correspond à l'accord exact. Ajuster à nouveau L_2 pour voir si un courant supplémentaire peut être obtenu. Si le courant maximum dépasse 2 mA ajuster le potentiomètre de sensibilité pour le réduire.

VALEURS DES ELEMENTS

Fig. 2 : R_1 : 3 000 Ω 1 W ; R_2 : 50 k Ω 1 W ; R_3 : 22 k Ω 0,5 W ; R_4 : 3 300 Ω — 0,5 W ; R_5 : 1 k Ω — 0,5 W ;

C_1 : 4 μ F — 300 V ; C_2 : 10 μ F 150 V ; C_3 : 120 pF — céramique ; C_4 , C_5 : 500 pF céramique ; C_6 , C_7 : 0,01 μ F, céramique ; C_8 : 1 500 pF, céramique.

RFC1 : self de choc 2,5 mH.

L_1 , L_2 : 4 — 28 mH.

T_1 : transformateur d'alimentation 125 V — 15 mA.

SR1 : redresseur 50 mA.

Fig. 1 : R_6 : 1 000 Ω — 0,5 W ; R_7 : potentiomètre linéaire au carbone 10 k Ω ; R_8 : 4 700 Ω — 0,5 W ;

C_9 : 0,01 μ F ; C_{10} : 500 pF céramique ; C_{11} : électrochimique 5 μ F — 15 V ;

RL_1 : relais sensible 8 k Ω .

B_1 : pile 12 V.

(D'après Electronic World.)

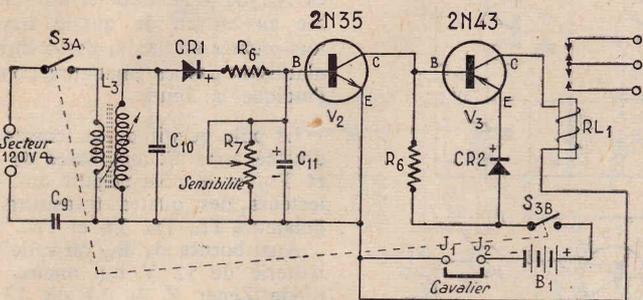


Fig. 1

L'ensemble comprend un émetteur équipé d'une lampe de puissance 6AQ5 et d'un redresseur sec ; un récepteur avec diode détectrice et deux transistors amplificateurs agissant sur la commande d'un relais. La fréquence de travail est de 60 à 80 kc/s.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'émetteur est indiqué par la figure 2. Le circuit oscillateur est très stable. Le circuit grille et le circuit plaque sont accordés respectivement par

redresseur au sélénium SR_1 , redressant une alternance. La porteuse HF est émise lorsque l'interrupteur S_2 est fermé. Pour que la haute tension ne soit pas trop élevée en l'absence de charge la résistance R_2 de 50 k Ω — 1 Watt, shunte le deuxième condensateur électrolytique de filtrage C_2 .

Le schéma du récepteur est celui de la figure 1. Il s'agit d'un simple circuit accordé L_2 , dont les caractéristiques sont les mêmes que L_1 , suivi d'une diode détectrice et deux transistors n-p-n et p-n-p amplificateurs de courant

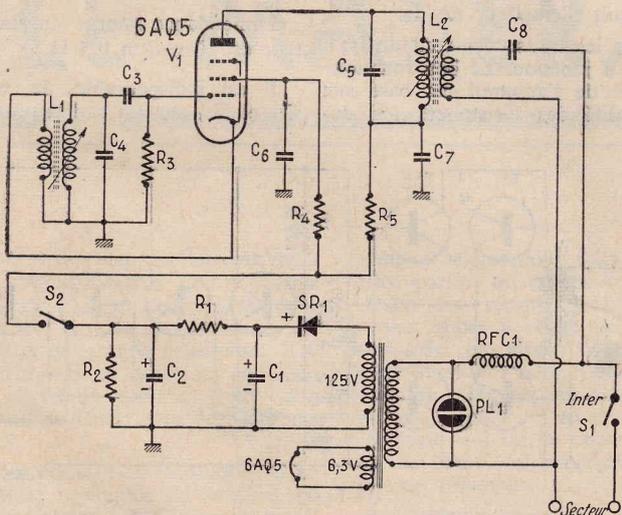


Fig. 2

L_1 , C_4 et L_2 , C_5 . L_1 et L_2 sont des bobines d'une self-induction variable de 4 à 28 mH. L'auteur a utilisé des bobines à noyau réglable servant normalement à ajuster la largeur d'image des téléviseurs. Les tensions HF de sortie sont appliquées par le secondaire de C_2 et par L_2 au réseau qui sert à véhiculer la porteuse HF.

La self de choc RFC1, de 2,5 mH est un modèle HF classique destiné à éviter que le pri-

continu. Les tensions HF sont prélevées sur la ligne du secteur par le condensateur C_5 . L'utilisation de transistors permet une alimentation par pile de 9 à 12 V. Un interrupteur double de mise en service relie le positif de la pile et l'un des fils du secteur au bobinage d'entrée.

Les tensions HF sont détectées par la diode CR_1 1N34. La fraction de la composante continue de

Seul TÉLÉ-FRANCE

(ET SES AGENTS OFFICIELS)

REPREND

VOS ANCIENS TÉLÉVISEURS

(31 - 36 - 43 - 54 cm)

QUEL QU'EN SOIT L'ETAT

ainsi que le matériel



CINÉ - RADIO - PHOTO - DISQUES

176, rue Montmartre - PARIS

Tél. : CENtral 04-26 - GUTenberg 47-03

Documentation et tarif sur demande.

LES APPLICATIONS PRATIQUES DES TRANSISTORS

L'INTERET de ce montage réside dans la linéarité des indications fournies par l'instrument et dans l'impédance d'entrée très élevée, qui est de 1 M Ω par volt, d'où la grande précision des mesures effectuées avec cet appareil électronique.

Le schéma du voltmètre est représenté par la figure 1.

La tension mesurée est donnée par la somme des tensions aux bornes de R₂ et R₃, plus une partie de R₁. Le tarage s'effectue en faisant coïncider la lecture du cadran de l'instrument avec une tension connue appliquée aux bornes d'entrée + et - de l'appareil; ceci s'obtient en agissant sur R₄, potentiomètre de 120 Ω à fil; précisons que les autres potentiomètres utilisés dans ce circuit sont également à fil.

Il n'est pas nécessaire d'appairer les transistors. Il suffit qu'ils soient du même type. On a adopté des transistors dont le gain de courant, aux signaux faibles, est d'environ 60. Les transistors T₁ et T₂ devront avoir des gains de courant similaires.

Le transistor T₄ doit avoir un gain de courant de faible valeur. L'amplification totale est telle qu'il suffit de 1 % seulement de la tension d'entrée pour mettre l'appareil en fonction. On peut ainsi tolérer de petites différences dans les caractéristiques des transistors et une faible absence de linéarité, sans que les qualités de l'instrument soient altérées.

La précision dépend surtout de la stabilité des résistances. La seule fonction de T₂ consiste à compenser les éventuelles variations de température; la valeur exacte est déterminée par le potentiomètre R₅. Théoriquement, il faut satisfaire à la relation

$$R_5 + R_6 + R_1 = \alpha_1 R_7$$

dans laquelle α_1 représente le gain de courant du transistor T₁. On règle R₅, et aussi R₆, de manière que l'instrument se trouve à zéro. On remarque que le zéro du milliampèremètre se trouve au milieu de l'échelle, ce qui permet à l'aiguille de dévier dans les deux sens.

Les réglages de R₅ et R₆ ne modifient pas le gain total de l'amplificateur qui est d'environ 100 000. Pour s'assurer que le courant d'entrée ne circule pas à travers R₅, on court-circuitera les extrémités et on réglera R₁. Si la tension émetteur-base de T₁ varie avec la température, la tension aux bornes de R₂ variera également et la compensation est ainsi complète.

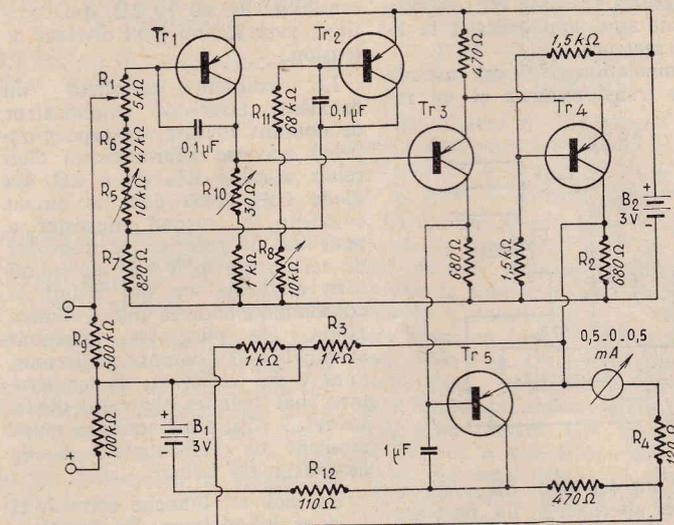


FIG. 1

Le réglage du zéro s'effectue au moyen du potentiomètre R₁₀, mais peut être obtenu aussi au moyen de R₁₁.

Les transistors T₁ et T₂ d'une part, T₃ et T₄ de l'autre, sont maintenus en place et protégés par une bande métallique, qui permet, grâce au blindage ainsi obtenu, d'éviter les oscillations de basse fréquence qui pourraient influencer la stabilité de l'ensemble.

On n'a pas cru utile d'adopter des condensateurs. Une augmentation de 12 Ω dans la résistance interne de la batterie B₁ modifie seulement de 1 % la lecture de l'instrument de mesure.

Tous les courants qui traversent les différents circuits du montage de la figure 1 sont limités à environ deux fois la valeur nominale. Quand la batterie est déconnectée, il n'en découle aucun dommage pour l'appareil.

Lorsque la température change, la bobine de l'instrument de mesure provoque des variations des valeurs. On peut compenser une telle erreur, dans la proportion des deux tiers, en disposant sur le conducteur qui va au pôle négatif de la batterie B₁, une bobine en fil de cuivre ayant une résistance totale de 110 Ω (R₁₂).

L'enroulement doit être aéré afin d'obtenir le maximum de correction.

On remarque que l'amplificateur de cet appareil est du type à courant continu.

La chaîne d'amplification com-

prend, à l'entrée, le transistor T₁, dont la liaison avec T₂ s'effectue en connectant le collecteur du premier directement à la base du second. Comme on l'a précisé précédemment, T₂ sert seulement à compenser les variations de température.

Le collecteur de T₃ est relié directement à la base de T₄. L'instrument de lecture est disposé dans le circuit d'émetteur de T₅.

Tous les transistors sont du type P-N-P à jonction. Le bon fonctionnement de l'appareil est basé sur la qualité des résistances qui de-

tion alternative du secteur est appliquée au primaire de T₁.

Le secondaire fournit une tension alternative d'environ 12 V pour une charge de 4 A. Celle-ci est redressée au moyen de quatre transistors montés en diode, c'est-à-dire en n'utilisant pas les émetteurs, comme l'indique la figure.

Le pôle positif de la tension redressée apparaît aux bases de Tr₅ et Tr₄, et le pôle négatif aux collecteurs des quatre transistors régulateurs Tr₅, Tr₆, Tr₇ et Tr₈.

Aux bornes de B₁, on relie une batterie de 12 V ou, mieux, une diode Zener Z de 12 ou 13 V, comme on le voit sur le schéma en lignes pointillées.

La résiduelle alternative à la sortie, prélevée entre la ligne positive et l'émetteur de Tr₇, varie de 10 à 80 mV et dépend de la charge. On peut la réduire à un tiers environ en disposant le condensateur électrolytique C₂ de capacité très élevée.

Ce circuit stabilisateur est communément appelé du type « émitter-follower », c'est-à-dire avec la sortie prélevée sur l'émetteur. Les deux derniers transistors Tr₇ et Tr₈, avec cette disposition, agissent comme une résistance variable en série avec la charge.

L'impédance interne du stabilisateur est d'environ 0,5 Ω .

Il est indispensable de monter Tr₇ et Tr₈ sur un radiateur métal-

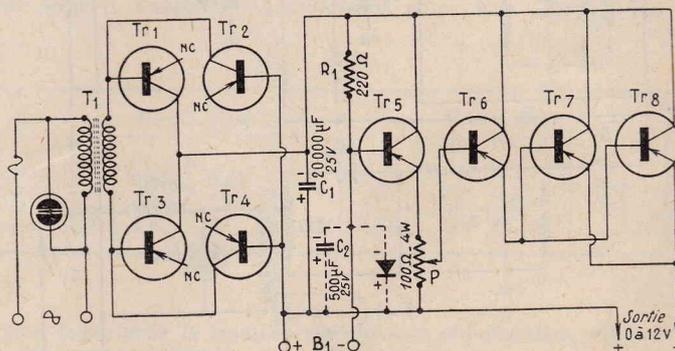


FIG. 2

tront être aussi stables que possibles; leurs valeurs et celles des condensateurs sont indiquées sur le schéma.

ALIMENTATION STABILISEE

Le montage de la figure 2 permet d'obtenir une tension stabilisée variable de 0 à 12 V, pour un courant s'élevant jusqu'à 4 A. La ten-

lique de grandes dimensions capable de dissiper la chaleur correspondant à une puissance de 60 W que l'on obtient avec des tensions de sortie de faible valeur, mais avec des courants de forte intensité.

Par contre, la dissipation des transistors Tr₅ et Tr₆ est relativement réduite, puisque la puissance n'atteint qu'un watt pour chacun d'eux, ce qui permet de les monter

sur des radiateurs métalliques de petites dimensions.

Les transistors de Tr_1 à Tr_3 sont des transistors 2N554 Motorola ou type équivalent RCA 2N301.

La résistance variable P permet de régler la tension de sortie à la valeur désirée.

INTERESSANT « PICK-UP » A MODULATION DE FREQUENCE

Un oscillateur à un seul transistor, monté dans le bas du « pick-up », est modulé en fréquence, et le signal rayonné peut être fidèlement reproduit par un appareil récepteur F.M. normal.

Parmi les avantages de ce type de « pick-up » citons le minimum de poids, l'absence de fil de connexion à l'amplificateur, une excellente réponse de fréquence et l'insensibilité au bruit de fond. Ce dispositif est particulièrement utile dans les installations où l'on rencontre des difficultés pour effectuer le contrôle direct.

Le succès de cet oscillateur s'est révélé particulièrement dans le domaine des mesures : celui-ci est, en effet, utile pour effectuer des mesures de températures, avec l'aide d'un élément bistable, des pressions, au moyen d'une membrane métallique, des tensions, au moyen d'une capacité à tension variable, et des vibrations mécaniques en différentes positions.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

La fréquence des oscillations est déterminée (voir fig. 3) par les valeurs de L_1 , C_1 et C_2 , et de la capacité de sortie de Tr_1 . Le condensateur C_1 est constitué d'une électrode fixe et d'une pointe disposées entre elles à une distance de 0,63 mm. La surface commune s'élève à environ 4 mm², ce qui détermine une capacité d'environ 0,06 pF. Les variations de cette valeur déterminent la modulation de fréquence.

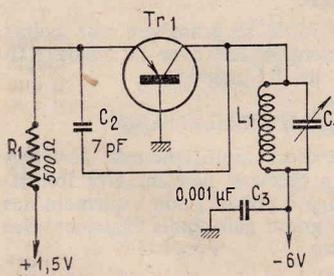


FIG. 3

Comme l'impédance entre la base et l'émetteur est très basse, l'élément de réaction C_2 est relié directement entre l'émetteur et le collecteur. La capacité de sortie du transistor, qui est un type 2N588, est fonction de la fréquence et du courant de collecteur : à 100 Mc/s et avec un courant de 3 mA, la capacité de sortie du circuit est

d'environ 2 pF. La capacité totale, en considérant aussi les valeurs de la capacité de dispersion, s'élève approximativement à 9 pF, ce qui permet de déterminer que, pour la fréquence donnée, L_1 doit avoir une inductance de 0,34 μF : pour obtenir une telle inductance, on pourra enrouler 130 spires de fil de 0,8 mm sur un diamètre de 6 mm, en obtenant une valeur de Q égale à 160.

La résistance de 500 Ω, disposée en série avec l'émetteur, et la tension de 1,5 V de la batterie, déterminent un courant de 3 mA dans le circuit du collecteur ; une telle combinaison, avec la tension de 6 V appliquée au collecteur, permet la production des oscillations de grand intérêt. Il est possible d'utiliser une seule batterie d'alimentation, en procédant cependant à une polarisation convenable de base à moyen de résistances.

LINEARITE

Il existe deux causes de non linéarité qui devront être éliminées dans la réalisation de ce circuit. En premier lieu, il faut noter que la fréquence varie proportionnellement à l'inverse de la racine carrée de la capacité d'accord, et en second lieu, que cette capacité varie inversement proportionnellement avec les variations de la distance entre ses électrodes. En compensant la capacité variable C_1 avec C_2 et avec la capacité du circuit de sortie du transistor, le rapport entre la capacité fixe et la capacité variable est assez grand afin que les variations de fréquence soient presque parfaitement linéaires avec les variations de C_1 .

Afin de réduire la distorsion au point de vue du rapport qui subsiste entre C_1 et sa distance inter-électrode, la distance fixe (ou bien celle que l'on constate en absence de vibrations) est maintenue à une valeur plutôt élevée en face de l'amplitude probable des vibrations. Avec un tel système, la distorsion est appréciable, seulement, en correspondance de vibrations tellement importantes qu'elles portent l'électrode vibrante presque en contact de l'électrode fixe.

La variation de fréquence doit être telle que l'amplitude de bande du récepteur permette d'y inclure les bandes latérales, ce qui est contrôlable en variant la compensation de C_1 . La compensation nécessaire pour réduire la gamme des variations de fréquence à une valeur analogue à celle adaptée par les stations émettrices FM suffit aussi pour la réduction de la non linéarité, comme on l'a dit précédemment.

Le montage avec base à la masse a été choisi du fait qu'il évite l'emploi de quelques éléments et facilite l'amorçage des oscillations. La réaction se produit entre C_2 et l'émetteur, mais on obtiendrait probablement de meilleurs résultats en reliant ce condensateur à une prise

intermédiaire au voisinage de l'extrémité froide de L_1 , et en donnant à C_2 , une valeur plus grande.

REALISATION

Le dispositif entier, à l'exception des batteries, est monté à l'extrémité du « pick-up » et n'occupe pas un espace plus grand que celui qui est normalement occupé par une tête magnétique. La plaque de cuivre qui supporte le circuit a une épaisseur de 1,5 mm et est en contact direct avec le pôle positif de la batterie de 6 V. Un petit isolateur en céramique sert de support à l'armature fixe de C_1 , et à ce point sont reliés aussi une extrémité de L_1 , C_2 et le collecteur du transistor Tr_1 . Le condensateur de découplage C_3 est disposé entre la résistance R_1 et le transistor. Le dispositif entier est monté sur un support rigide pour éviter que se manifestent des phénomènes de microphonie.

FONCTIONNEMENT

La réponse en fréquence du « pick-up » est en relation avec les caractéristiques mécaniques de la pointe et du bras ainsi que la qualité de l'appareil récepteur. La limite supérieure de fréquence est déterminée par la masse, la flexibilité et la résonance propre du support de la pointe tandis que la limite inférieure est déterminée par

trouve souvent dans la nécessité d'effectuer des réglages de gain pour compenser les variations d'intensité de la voix des différentes personnes interviewées et les variations de niveau dues à la distance non constante entre le microphone et ces personnes.

Lorsque ces enregistrements sont effectués par un seul opérateur, les réglages d'amplification nécessaires interrompent souvent le déroulement normal de la conversation. Le compresseur à transistor représenté à la fig. 4 est entièrement automatique et ne nécessite donc aucun réglage pendant le fonctionnement. L'opérateur, débarrassé du souci d'effectuer un bon réglage, peut consacrer entièrement à la préservation de son enregistrement.

Il s'agit d'un amplificateur transistor dont le coefficient est égal à l'unité, ayant une expansion de 3 dB et une compression de 12 dB autour d'un niveau moyen d'environ 45 dB au-dessous de 1 V avec une impédance de 10 000 Ω. Le dispositif est inséré après l'étape de préamplification microphonique.

FONCTIONNEMENT

Le signal basse fréquence provenant de l'étape précédente est amplifié par le transistor et ensuite appliqué à la diode compresseuse à travers C_3 .

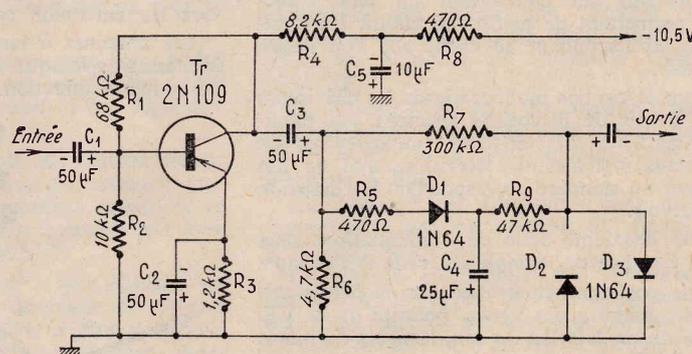


FIG. 4

l'aptitude du bras à rester fixe tandis que la pointe vibre. L'exemplaire réalisé par l'auteur est linéaire de 30 à 15 000 c/s : cette gamme est probablement plus étendue. Le système du « pick-up » est du type à déplacement et non comme celui des « pick-up » du type magnétique qui sont à « vitesse ». Le sillon du disque est parfaitement suivi avec un poids inférieur à un gramme.

COMPRESSEUR AUTOMATIQUE DE VOLUME A TRANSISTORS

Afin de maintenir constant le niveau d'enregistrement au cours d'un interview, l'opérateur se

D_1 redresse le signal et, à travers R_3 , applique à la diode D_3 la tension continue résultante. L'impédance de D_3 varie selon une courbe presque logarithmique, et en proportion inverse à la tension continue. La diode D_2 , au contraire, protège la capacité de filtrage C_4 contre tout transitoire pouvant éventuellement parvenir à ses bornes avec une polarité inversée, et provenant du circuit de sortie.

La consommation totale de courant s'élève à 0,6 mA environ.

Avec ce compresseur automatique de volume, il a été possible d'effectuer des enregistrements aussi bien dans une salle vide et silencieuse qu dans le bruit de la cabine d'un petit avion.

Les téléviseurs multistandards :

TECHNIQUE ET POSSIBILITÉS DE RÉCEPTION

UTILITE DES MULTISTANDARDS

LES téléviseurs multistandards sont des appareils pouvant recevoir à volonté deux ou plusieurs canaux de standards différents. Leur utilité est évidente dans les régions frontalières où l'on peut recevoir les émetteurs français à 819 lignes et ceux des pays très voisins où l'on trouve des émissions s'effectuant suivant d'autres standards.

Il existe actuellement dans le monde six standards principaux, dont le tableau ci-après donne le nombre des lignes et la largeur de bande approximative en vidéo-fréquence :

TABLEAU I

405 lignes anglais	3 Mc/s env.
525 » américain	4 »
625 » européen	5 »
625 » belge	5 »
819 » belge et luxembourgeois	5 »
819 » français (Sarre, Monaco, A. du N.)	10 »

Le 525 lignes américain n'a pas d'intérêt actuellement pour nous, mais certaines expériences en cours semblent laisser prévoir la possibilité de recevoir ces émissions par l'intermédiaire d'enregistrements ou de relais.

Les téléviseurs multistandards sont aussi des multicanaux qui comportent un bloc rotateur permettant de mettre en circuit les bobinages correspondant au canal que l'on désire recevoir.

Dans le cas des multistandards, les téléviseurs sont munis de dispositifs spéciaux qui modifient certaines caractéristiques imposées par les différents systèmes de télévision afin de les adapter au standard correspondant à l'émission à recevoir.

Une deuxième série de commutations doit donc être prévue, complétant celle des canaux.

Elle porte principalement sur les points suivants : nombre des lignes, polarité de la VF, genre de modulation du son, largeurs de bande HF et VF, etc.

Comme point commun, il y a la fréquence image de 25 c/s dans toute l'Europe et en Afrique du Nord, la modulation d'amplitude en vision et le format 4/3 des images.

Outre les différences fondamentales qui existent entre les divers standards (voir tableau I), il y a également des différences dans la forme des signaux synchro et surtout dans la modulation du signal HF son.

De ce qui précède, on peut déduire les méthodes pratiques permettant de recevoir en toutes ondes et tous standards. Il faut évidemment prévoir tous les dispositifs de modification nécessaires en conciliant dans la plus grande mesure la simplicité des manœuvres de l'utilisateur, la simplicité des dispositifs adoptés, l'emploi du minimum de matériel possible afin de ne pas trop augmenter le prix de revient. On utilisera des accessoires solides spécialement étudiés pour cette technique, réalisant d'excellents contacts.

Reste encore à considérer le problème des antennes et des préamplificateurs qui auront à recevoir les émissions dont le canal peut se trouver dans une des larges bandes actuelles : 40 à 80 Mc/s environ (bande basse) et 160 à

240 Mc/s environ (bande haute). De plus, il sera nécessaire de les orienter, d'une manière facile excluant toute acrobatie, vers l'émetteur désiré.

ANTENNES

Dans le cas des récepteurs multistandards, les antennes doivent être conçues dans le même esprit que pour les récepteurs multicanaux :

1° Possibilité de recevoir le canal désiré sans dispositif de réglage ou à la rigueur avec dispositif placé près du récepteur ;

2° Grande sensibilité, car les émissions à recevoir ne seront pas toutes proches ;

3° Possibilité de recevoir de toutes les directions, soit en adoptant un système omnidirectionnel, soit en utilisant un commutateur près du récepteur, soit en utilisant un dispositif de rotation de l'antenne commandé depuis le récepteur, ce dernier procédé étant d'ailleurs assez coûteux. Largeur de bande égale à celle du standard exigeant la bande la plus large (819 F).

Lorsque les émissions à recevoir ne s'effectuent pas sur les mêmes bandes de fréquences, cas presque général, on adoptera une antenne spéciale tous canaux et toutes directions.

Plus simplement, si seulement deux ou trois émissions seront à recevoir, on montera deux ou trois antennes normales et on les dirigera vers les émetteurs correspondants.

Les antennes à large bande sont, toutefois, intéressantes lorsque les émissions proviennent de la même direction.

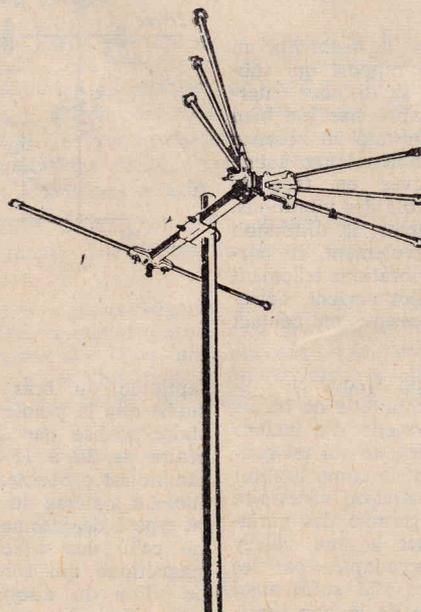


FIG. 1

Voici quelques indications sur une antenne tous canaux mais non directionnelle.

Cette antenne est du type $3 \lambda/2$, c'est-à-dire 3 demi-ondes au lieu d'une seule $\lambda/2$ comme dans les antennes classiques Yagi.

En fait, on peut les considérer comme des antennes $\lambda/2$, prévues pour des émissions dont la fréquence est trois fois plus petite, située vers 60 Mc/s.

Dans ces conditions, ces antennes reçoivent la bande basse (40 à 80 c/s) en tant qu'antennes $\lambda/2$ et la bande haute ($3 \times 40 = 120$ à $3 \times 80 = 240$ Mc/s) en tant qu'antennes $3 \lambda/2$.

Pour que leurs bandes soient très larges, on adoptera des antennes dites en double V ou coniques qui possèdent cette propriété.

Voici figure 1 un exemple d'antenne $3 \lambda/2$ à large bande convenant à la réception de toutes les émissions de TV actuelles. Le dipôle est composé de deux pôles à trois tubes chacun. L'angle des tubes extrêmes étant φ . Les surfaces des pôles font entre elle un angle ψ .

C'est en jouant sur la valeur de φ et ψ que l'on obtient l'impédance désirée.

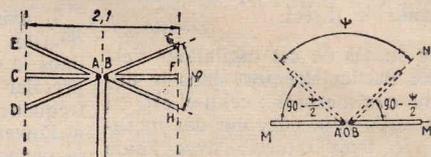


FIG. 2

Une bonne réalisation consiste à monter quatre étages, ce qui fournit un gain de 8 db en bande basse et 11 db en bande haute.

Chaque étage sera calculé comme une antenne $\lambda/2$ pour $f = 60$ Mc/s, $\lambda = 5$ m.

Les radiateurs de la figure 2 ont les caractéristiques suivantes : $L = 2,35$ m, $\varphi = 45^\circ$, $\psi = 110^\circ$. Un réflecteur long de 2,5 m placé à 2,5 m de distance du radiateur.

La résistance de cette antenne, avec les angles indiqués, est 320Ω sans réflecteur et 275Ω environ avec réflecteur.

Si l'on monte quatre étages distants $\lambda/2 = 2,5$ m entre eux, l'impédance résultante est proche de 75Ω .

L'adaptation est indiquée sur la figure 3.

La longueur des câbles de 300Ω (bifilaire en ruban souple), de 150Ω (en ruban souple ou coaxiaux) peut être quelconque pourvu que les câbles AB-CD soient tous égaux, ainsi que les câbles CD-EF.

Le câble de 75Ω se branchera aux points EF et transportera la HF avec la même efficacité à toutes les fréquences.

PREAMPLIFICATEURS

Dans un téléviseur multistandards, certaines émissions à recevoir peuvent être lointaines, ce qui oblige à prévoir, non seulement des antennes à très grand gain, mais également des préamplificateurs.

Pour un seul canal, le préamplificateur est du type classique.

CIRCUITS D'ENTREE

Les schémas adoptés sont ceux des téléviseurs multicanaux, mais les canaux correspondant aux diverses positions du rotateur sont choisis dans divers standards.

La figure 4 donne un exemple de montage HF-oscillateur-modulateur à lampes PCC84 HF et PCF82 en changeuse de fréquence.

(Suite page 37)

MOYENNE FREQUENCE IMAGE ET RECEPTEUR DE SON

Cette partie exige que l'on modifie pour chaque standard :

- 1° La largeur de bande ;
- 2° La valeur de la fréquence MF correspondant à la porteuse image ;
- 3° La largeur de bande.

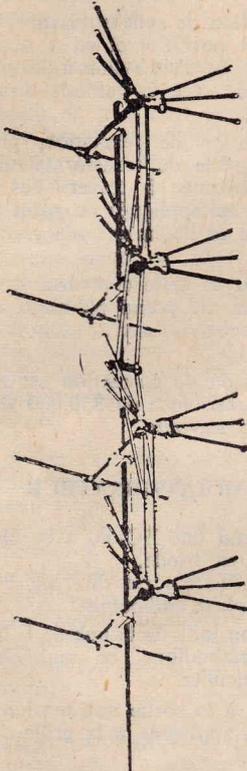


Fig. 3

De cette façon, on ne modifie pas l'accord du récepteur de son ni celui des éliminateurs de son.

Le récepteur MF de son doit, toutefois, être modifié lorsqu'on passe d'une émission à standard français, belge ou anglais (modulation d'amplitude) à un standard européen (modulation de fréquence).

On doit également commuter la polarisation de la détectrice MF image, c'est-à-dire permuter la cathode et la plaque de la diode. La

figure 5 donne un exemple d'inversion de détectrice.

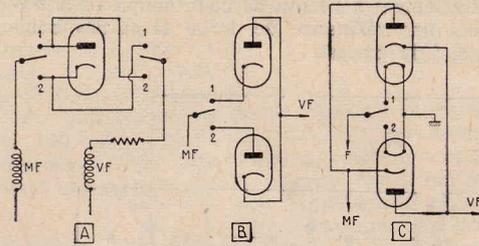


Fig. 5

La réduction de la largeur de bande MF image peut s'effectuer en montant un étage MF supplémentaire à bande étroite comme l'indique la figure 6.

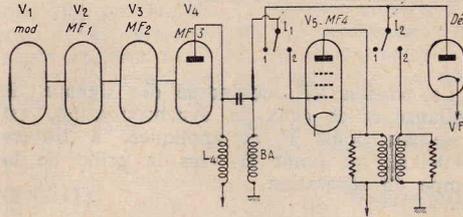


Fig. 6

V₁ est la modulatrice, V₂ à V₄ sont les trois lampes MF qui constituent l'amplificateur MF à quatre étages à circuits décalés L₁, L₂, L₃ et L₄, dont la bande est de 10,65 Mc/s avec la fréquence médiane à 28,675 Mc/s.

La lampe V₅, quatrième lampe amplificatrice MF, constitue, avec le transformateur T, l'étage réducteur de bande. Le transformateur F est accordé sur 23,35 Mc/s avec une bande de 10 Mc/s.

Le commutateur I₁-I₂ permet d'introduire en circuit cet étage supplémentaire, en position 819 lignes (pos. 1) et de l'éliminer en position 625 lignes (pos. 2).

Les valeurs des éléments sont tout à fait normales, comme dans un amplificateur MF prévu pour un seul standard. Elles dépendent des lampes utilisées.

Lorsqu'on veut recevoir des canaux faisant partie de plusieurs standards, par exemple quatre, il faut modifier le montage précédent en effectuant une commutation à quatre positions, comme le montre la figure 7.

Le récepteur de son FM le plus répandu actuellement comporte un détecteur de rapport. Pour passer de FM à AM, il faut remplacer ce discriminateur par un détecteur diode normal.

La commutation AM-FM peut s'effectuer suivant les indications de la figure 8. On ajoute simplement une troisième diode V₃ qui peut être un cristal, montée en détectrice AM. Le commutateur I connecte l'entrée de l'amplificateur BF à l'une des sorties détectrices. La lampe V₃ peut également servir en permanence de lampe CAV pour le son.

AMPLIFICATEUR VIDEO-FREQUENCE

La vidéo-fréquence ne pose aucun problème. Il suffira d'adopter la largeur de bande correspondant au standard le plus élevé à recevoir, par exemple 10 Mc/s.

On peut aussi obtenir une réduction de bande et en même temps une augmentation de gain en mettant en circuit une résistance d'arrêt en série avec la résistance de charge V (voir figure 9).

En position BI, R₂ est en court-circuit et la bande est large, l'interrupteur n'ayant d'ailleurs aucun effet nuisible dans cette position.

En position BE, la bande est plus étroite parce que la charge est plus élevée, mais l'amplification augmentera de (R₁ + R₂)/R₁ fois. On donnera à R₂ à peu près la même valeur qu'à R₁.

La commande à distance par relais est recommandée afin de ne pas avoir à introduire dans les circuits VF de connexions longues.

METHODES PLUS SIMPLES

Pour ne pas être obligé d'effectuer les commutations, forcément délicates, indiquées par les figures 6 et 7, un constructeur réputé a adopté un amplificateur MF image à bande étroite par tous les standards.

Cela simplifie le récepteur multistandard mais la réception des émissions à large bande de 10 Mc/s du standard 819 français sont reçues avec une diminution sensible de finesse.

La plupart des spécialistes du multistandard en France ont adopté une solution qui a l'avantage de la simplicité. Pour chaque standard, on a prévu un ensemble amplificateur MF.

Le nombre des lampes est augmenté, mais la consommation de courant n'est pas augmentée étant donné qu'un seul amplificateur fonctionne à la fois.

Ce dispositif est admissible dans un téléviseur bistandard, par exemple 819 français - 625 lignes européen.

Le schéma d'ensemble du téléviseur est donné par la figure 10. On suppose qu'un seul canal est reçu par standard. La partie H.F. est classique et il en est de même des amplificateurs MF.

BASES DE TEMPS

Le nombre de lignes variant d'un standard à un autre, il est nécessaire d'obtenir du dispositif général de commutation le passage automatique de la fréquence de lignes d'un standard à celle d'un autre standard.

La fréquence de la base de temps image ne doit pas être commutée, car pour tous les standards européens et nord-africains cette fréquence est de 25 c/s par image et 50 c/s par demi-image.

Le passage d'un nombre de lignes à un autre produit quelques phénomènes secondaires :

a) Modification du fonctionnement de la THT produite par la base de temps lignes et par conséquent, variation de la THT et de la sensibilité de déviation horizontale et de déviation verticale ;

b) Modification de la tension de récupération, ce qui entraîne non seulement un fonctionnement différent de la base de temps lignes, mais aussi de la base de temps image qui, souvent, est alimentée par la tension récupérée ;

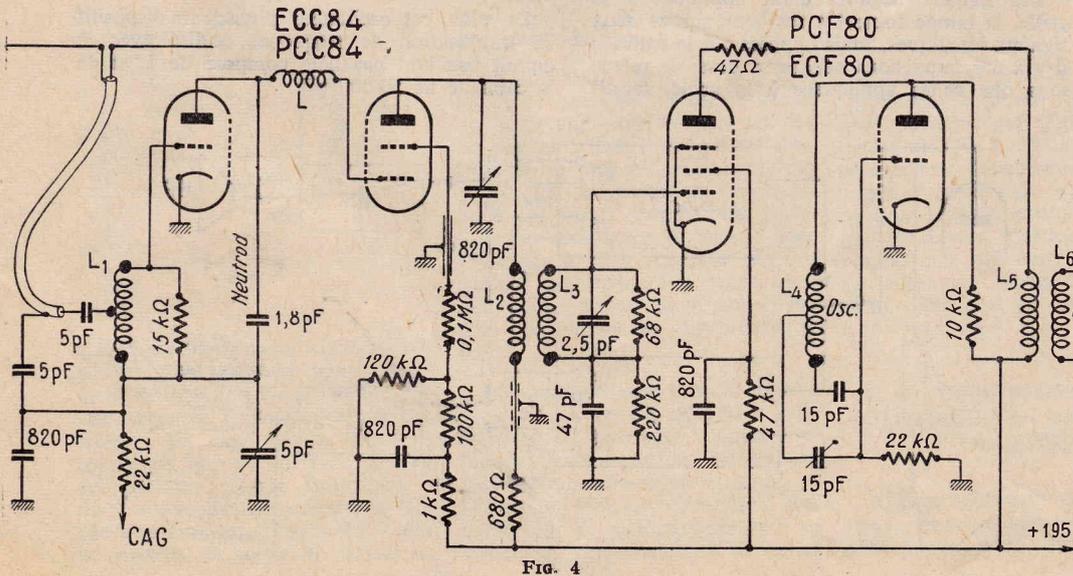


Fig. 4

c) Le changement de valeur de la THT et celui de la haute tension de récupération provoquent des modifications des dimensions de l'image et du format qui s'écarte du 4/3, valable dans tous les standards;

du type série-shunt. BS est la bobine série et BSL la bobine shunt. La tension est appliquée directement à l'écran de cette lampe et, à travers une résistance de 1 500 Ω et des bobines, à la plaque.

qu'à la plaque, ces impulsions sont devenues positives.

Les points A et B sont à relier aux mêmes points de la figure 12.

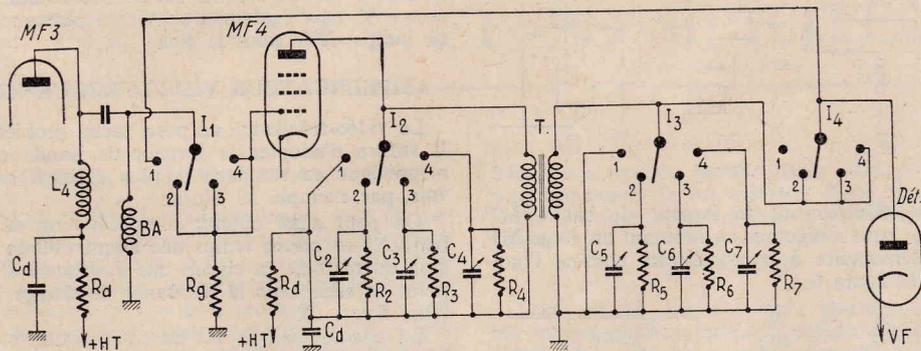


Fig. 7

d) La linéarité peut varier d'un standard à un autre;

e) La synchronisation peut nécessiter des retouches et même un changement du schéma, ou tout au moins des valeurs de ses éléments.

La tension VF, composée des signaux de brillance et de ceux de synchronisation, est prise au point F et appliquée, à travers 10 000 Ω, au point G vers la grille de la lampe de séparation.

COMPARATEUR DE PHASE

La diode de la figure 12 est montée en comparateur de phase suivant le procédé analogue à celui des discriminateurs à rapport utilisés en modulation de fréquence.

Les deux tensions que l'on compare sont :

a) La tension de synchronisation qui est appliquée en « positif » et en « négatif » aux points A et B, c'est-à-dire à la plaque d'un élément diode et à la cathode de l'autre élément diode;

b) La tension de relaxation, prise en un point convenable du transformateur de sortie lignes et déformée à travers des résistances et capacités, est appliquée au point de jonction de la plaque et de la cathode restantes de la diode.

Le résultat de cette comparaison est la tension continue qui prend naissance aux bornes de la résistance du circuit cathode-plaque de la 6AL5.

Cette tension de correction est appliquée à travers une résistance de 350 000 Ω à la grille de la lampe suivante.

MULTIVIBRATEUR

Il comprend une ECL80 avec élément pentode monté en triode.

Le multivibrateur est du type Potter, c'est-à-dire à couplage cathodique.

Abstraction faite de la bobine L insérée dans le circuit cathodique, ce multivibrateur n'a rien de particulier.

Il fournit à la sortie une tension de relaxation qui est appliquée à la grille de la lampe finale PL81.

Ce multivibrateur oscille sur une fréquence qui est déterminée par la valeur des divers condensateurs et résistances du montage.

La fréquence peut être modifiée dans le voisinage de la valeur requise (10 125 à 20 475 c/s suivant le standard) de deux manières : par variation de la résistance du circuit de grille de la seconde lampe du multivibrateur, dans notre cas il s'agit de la tension grille de la triode.

Si la fréquence est bien réglée à l'aide du potentiomètre, la tension de comparaison provenant de la diode suffira pour corriger de légères déviations de fréquence et le multivibrateur oscillera sur la fréquence correcte.

De plus, cet oscillateur possède un dispositif de stabilisation de fréquence réalisé avec le circuit oscillant parallèle composé de L et de la capacité de 50 000 pF.

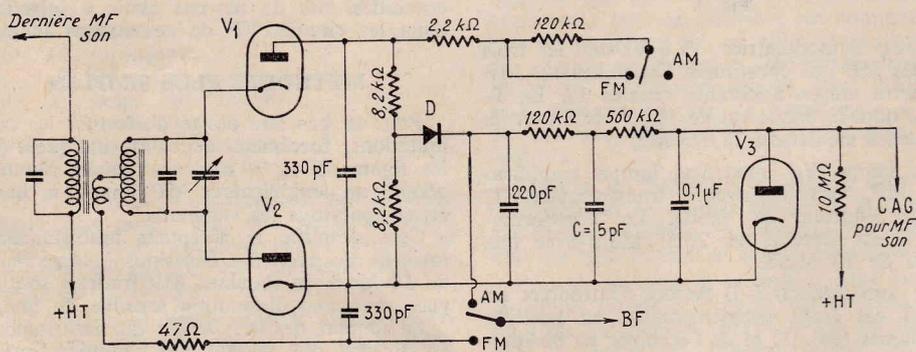


Fig. 8

Très heureusement, toutes ces variations ne sont pas importantes et n'obligent pas à des procédés compliqués d'adaptation à chaque standard.

BASES DES TEMPS LONGUE DISTANCE

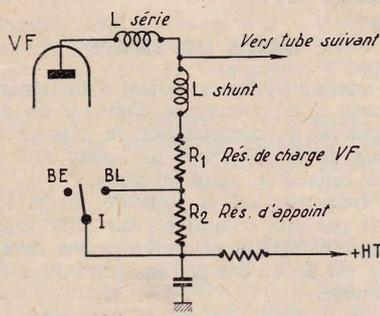
La base de temps verticale tout comme la base de temps horizontale doit posséder un dispositif de synchronisation particulièrement

La séparatrice reçoit des signaux tels que les impulsions de lignes sont dirigées vers le haut.

La partie pentode de la séparatrice ECL80 amplifie ces signaux et les débarrasse de la modulation de brillance, de sorte que dans son circuit plaque on trouve uniquement des signaux de synchronisation lignes sous forme d'impulsions dirigées vers le bas, c'est-à-dire des impulsions négatives.

Pour éviter l'usage d'un transformateur, on a monté une lampe inverseuse dite déphasuse.

Les signaux négatifs étant appliqués à la grille, la lampe fournit à ses deux sorties deux signaux identiques, mais opposés : à la cathode il y a des impulsions négatives, donc de même sens que celles appliquées à la grille, tandis



Voici la valeur de L dans le cas des divers standards actuels :

TABLEAU II

Standard	Fréquence lignes	L
405	10 125 c/s	5 mH
625 B	15 725 »	2 mH
625 E	» »	» »
819 B	2 475 »	1 »
819 F	» »	» »

n'utiliser qu'une seule bobine et plusieurs condensateurs, mais ce procédé aurait obligé de réaliser l'accord exact avec la capacité, ce qui est peu pratique dans le cas d'une valeur aussi élevée que 50 000 pF.

Les commutateurs seront à quatre positions, mais il est évident que les réalisateurs pourront supprimer les standards qui ne les intéressent pas.

On commutera :

a) Les bobines accordées sur la fréquence lignes ;

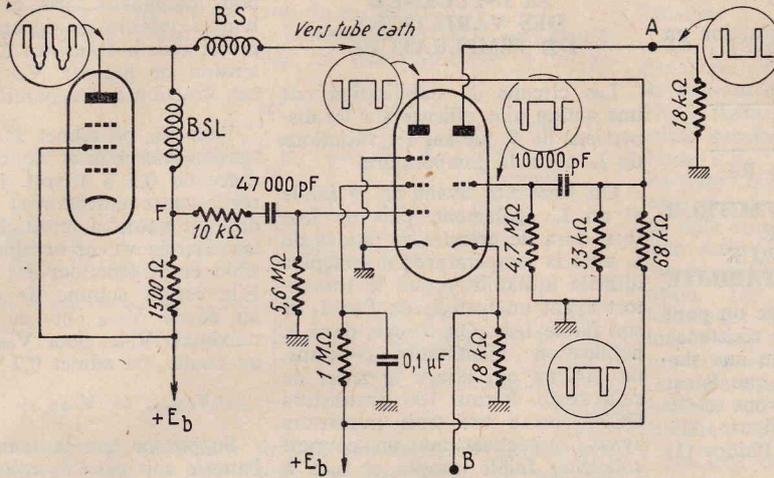


Fig. 11

Il faudra donc commuter autant de bobines qu'il y a de standards à recevoir.

La capacité de 50 000 pF sera toujours la même. Il aurait été possible également de

b) Les potentiomètres P₁ à P₃ ajustant dans chaque position la fréquence lignes ; remarquer le montage P potentiomètre vernier de 50 000 Ω ;

c) Les capacités de liaison entre la grille pentode et plaque triode du multivibrateur

On sait que la fréquence d'oscillation d'un multivibrateur est inversement proportionnelle au produit de cette capacité par la résistance de grille de l'élément pentode.

d) Les potentiomètres du circuit écran de la lampe finale qui règlent l'amplitude lignes.

Grâce à ces potentiomètres, on pourra

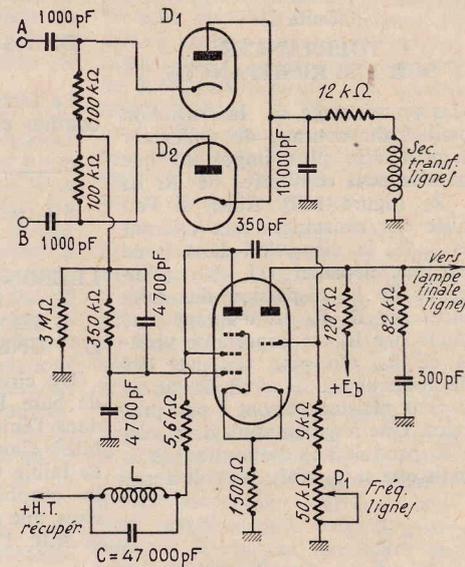


Fig. 12

mener aux mêmes dimensions l'image dans toutes les positions correspondant aux différents standards.

LE MASER. CHAMPION DES RÉCEPTEURS DE GRANDE SENSIBILITÉ

LE Maser est un nouveau type d'amplificateur qui a permis de réaliser des progrès considérables dans la recherche des récepteurs de grande sensibilité. Il a pu être mis au point au cours de ces dernières années grâce aux travaux de chercheurs de différents pays.

Il est courant en technique ou en physique appliquée de chiffrer les progrès obtenus sur les performances d'un appareil par un nombre mesurant le rapport entre la performance nouvelle et la performance ancienne. D'habitude, le physicien ou l'ingénieur est très satisfait lorsqu'il obtient pour ce rapport un nombre égal à 2 ou même plus faible. Dans le cas du Maser c'est un chiffre de l'ordre de 100 qui mesure l'accroissement de la sensibilité obtenue.

La sensibilité des récepteurs est généralement limitée par le bruit de fond ou fluctuations aléatoires

de signal engendrées dans les diverses parties du récepteur.

Dans les récepteurs classiques (lampes, tubes à onde progressive, transistors) on utilise l'écoulement d'électrons libres pour réaliser l'amplification. Comme cet écoulement n'est pas régulier, il en résulte une fluctuation qui est la cause principale de bruit de fond dans ces types de récepteur.

Au contraire dans le cas du maser, on utilise un phénomène physique qui est à base d'électrons liés à l'atome, ce qui élimine cette cause importante de bruit et explique les grandes sensibilités obtenues.

D'une manière plus précise, ce sont les transitions d'énergie quantifiées à l'intérieur des atomes qui permettent le transfert de puissance entre une onde dite de pompe et l'onde à amplifier. L'énergie est prélevée à l'onde de pompe et est cédée de manière cohérente à

l'onde reçue d'où l'effet amplificateur.

Le matériau dans lequel s'opère ce transfert peut être soit un gaz, soit un liquide, soit un solide. Mais pour des raisons d'efficacité on utilise plus généralement des solides monocristallins. Ainsi dans le maser réalisé au Département de Physique Appliquée de la C.S.F. (Compagnie Générale de Télégraphie sans fil) et qui fonctionne à la longueur d'onde de 3 cm, le matériau est le rubis, pierre synthétique artificielle.

Pour des raisons de durée de vie des phénomènes utilisés, les masers actuels fonctionnent à des températures aussi basses que celle de l'hélium liquide. Mais la présence d'hélium liquide n'est pas une condition indispensable et il est possible que la découverte dans l'avenir de matériaux nouveaux à longue durée de vie permettent de réaliser des appareils ayant les

mêmes qualités et fonctionnant à température ordinaire.

Des études intensives sont poursuivies actuellement dans le monde entier en vue d'accroître les connaissances théoriques sur le maser et d'améliorer encore leur performance technique.

Dès maintenant le maser ouvre la voie à une foule d'applications intéressantes : en télécommunication classique, augmentation de portée des radars et des faisceaux hertziens ; en télécommunication spatiale, possibilité de communication à très grande portée ; en radioastronomie, étude de phénomènes physiques liés à l'évolution des astres.

Enfin le maser va permettre la mise au point d'une technique récente : la détection passive, c'est-à-dire la détection d'objets par leur rayonnement thermique propre.

Connaissances élémentaires nécessaires pour faire un bon emploi des transistors :

LA STABILISATION

(Suite I) TOLERANCES SUR LES RESISTANCES

Le pourcentage de la variation possible du courant de collecteur ne peut être plus important que les tolérances combinées de R_1 , R_2 et R_E (figure 109). Ainsi, si l'on utilise des résistances aux tolérances 5 %, la dispersion dans I_c ne peut pas dépasser 15 %. L'influence de la dispersion des tolérances sur R_1 , R_2 est d'autant plus grande que R_1 est importante vis-à-vis de R_2 . On peut accepter des tolérances de 10 % sur R_1 , R_2 quand ces deux résistances sont à peu près égales. Une augmentation de R_E ou de R_1 produit une diminution de I_c tandis que si R_2 croît, I_c croît aussi.

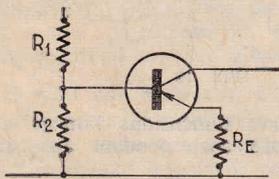


FIG. 109. — L'observation de tolérances serrées pour les résistances R_1 , R_2 et R_E est parfois nécessaire.

CALCUL DU COURANT DE COLLECTEUR

On suppose que V_{BB} est fournie par une source séparée ou le diviseur R_1 , R_2 (figure 110).

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

$$\text{et } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Lorsque I_{CBO} est petit par rapport à I_c , on peut écrire :

$$I_c \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}}$$

Mais il faudrait, pour plus de précision, ajouter r_b dans l'expression, car il y a une chute de tension due au courant de base circulant dans la résistance intérieure de base. La relation devient alors :

$$I_c \approx I_{CBO} + \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + r_b + R_E}$$

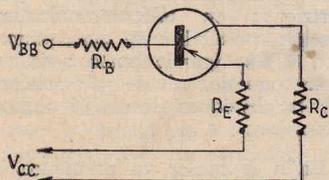


FIG. 110. — R_B est la résistance réduite $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

EFFET DE LA CONTRE-REACTION EN CONTINU

Le facteur de contre-réaction en continu est donné par :

$$1 + \beta \frac{R_E}{R_B + r_b + R_E}$$

LIAISON ENTRE UN FACTEUR DE STABILITE DE FAIBLE VALEUR ET UNE BONNE STABILITE

Un circuit stabilisé avec un pont de base R_1 , R_2 et une résistance dans l'émetteur R_E assure une stabilité d'autant meilleure que S est de faible valeur. Nous avons relevé le graphique de la figure 111 dans une publication de Philips (1) (E.A.B. 17-4.)

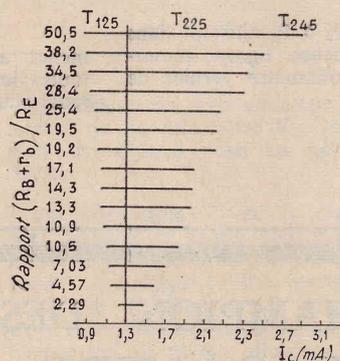


FIG. 111. — La valeur nominale de I_c est 1,3 mA. Deux transistors extrêmes ont été choisis T_{125} et T_{245} pour lesquels à 25° $I_c = 0,9$ et 1,6 mA ; pour $R_B + r_b/R_E = 50,5$. A cette valeur et pour 45°, le courant de collecteur atteint 2,9 mA. La réduction de la longueur des traits horizontaux montre comment est réduite la dispersion quand le rapport diminue.

S agit sur les variations de I_c sous l'influence de la température et aussi sur l'interchangeabilité des transistors. Quinze circuits ont été établis pour lesquels on a monté différents ponts de base et utilisé plusieurs résistances d'émetteur. La valeur nominale du courant de collecteur était 1,3 mA. Les deux transistors extrêmes en dispersion sont T_{125} et T_{245} , ce qui signifie transistor 1 à 25° et transistor 2 à 25°. Apparaît aussi le transistor 2, affecté de l'indice 45, qui signifie transistor 2 à 45°.

Ce graphique montre nettement l'influence d'un pont diviseur de faible valeur, toujours à rechercher, comme d'une résistance importante dans l'émetteur.

(1) Il nous faut remercier ici cette Société d'avoir accordé l'autorisation d'emprunter à son bulletin des graphiques et formules concernant la stabilisation.

EFFETS DUS A β SUR LES DISPERSIONS ET INFLUENCE DES VARIATIONS DE TEMPERATURE

Les circuits de stabilisation ont une action plus efficace sur les dispersions de β que sur les variations de I_c avec la température.

Un transistor ayant un β faible et un I_c également, puis un I_{CBO} fort, aura de grandes variations de I_c avec la température ; il sera plus difficile à stabiliser que le transistor ayant un fort β , un fort I_c et son faible I_{CBO} . On trouve, dans la publication mentionnée ci-dessus, un tableau qui donne le reflet de cette règle. Parmi 100 transistors OC71, on a trié trois transistors ayant respectivement un courant collecteur faible, moyen et fort, à 25°. Désignons ces transistors par F_a pour le faible, M pour le moyen, F_o pour le fort ; on affecte chacun d'un indice correspondant à la température. Le circuit était établi avec $R_E = 100 \Omega$, $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_c = 500 \Omega$ et

$$V_{CEmin} = (V_{CEK} + V_{cem}) \frac{V_{cc \text{ max}}}{V_{cc} \text{ à fin de vie}}$$

$V_{cc} = 4,5 \text{ V}$. Le tableau suivant donne les valeurs des courants collecteurs à 25° et à 45° :

On voit dans ce tableau que le transistor ayant la plus faible valeur de I_c est le plus difficile à stabiliser. La variation relative de I_c avec une température de 45° est plus forte pour le transistor F_{a25} ,

	F_{a45}	F_{a25}	M_{45}	M_{25}	F_{o45}	F_{o25}	
I_c (25°)	0,95	0,85	1,2	1,25	1,5	1,55	mA
I_c (45°)	1,55	1,70	2	2,2	2,8	2,45	mA
I_c (45°)/ I_c (25°)	1,63	2	1,67	1,76	1,87	1,58	

elle est plus faible pour le transistor F_{o25} . On peut constater que le transistor ayant le plus faible I_c à 25° ne l'a pas forcément comme on pourrait le croire à 45°.

ETABLISSEMENT DU DIVISEUR DE TENSION R_1 , R_2 ET DE LA VALEUR DE R_E

Une méthode graphique est utilisée, dans le bulletin EAB, pour déterminer ces résistances. a) Circuit avec résistance de

charge. — On choisit un courant nominal I_{CN} de 0,5 mA et de 3 mA pour les signaux forts ; ce sont de bonnes valeurs de départ pour un projet avec le transistor OC71. La tension de batterie V_{cc} est adaptée, fonction de l'appareil à équiper.

Pour R_E , on admet une chute de tension aux bornes de cette résistance de 0,5 à 1 volt. La tension réelle entre émetteur et collecteur diminue quand I_c croît. Il faut déterminer la valeur nominale admissible entre émetteur et collecteur. Elle est la somme de la tension au coude V_{CEK} et de la tension maximale V_{cem} , pour V_{CEK} , tension au coude, on admet 0,2 volt.

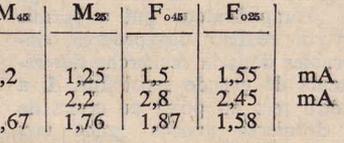
$$V_{CEmin} = V_{CEK} + V_{cem}$$

Supposons que la tension de la batterie soit de 4,5 volts à l'échelle et que l'appareil projeté doit encore fonctionner quand la tension est tombée à 3 volts. La tension V_{CE} est réduite dans les mêmes proportions et aussi l'amplitude possible pour le signal. En pratique, on adopte

$$V_{CEmin} = (V_{CEK} + V_{cem}) \frac{V_{cc \text{ max}}}{V_{cc} \text{ à fin de vie}}$$

Les tensions se répartissent comme le montre la figure 112 dans laquelle on a admis, pour simplifier, que $I_B = I_c$. Par V_{cem} , faut entendre la crête de tension comprise entre la tension de repousser et la tension au coude.

Si l'étage étudié est utilisé pour l'attaque d'un étage dont les po-



sibilités sont réduites aussi, on peut prévoir le montage avec la valeur nominale de la tension.

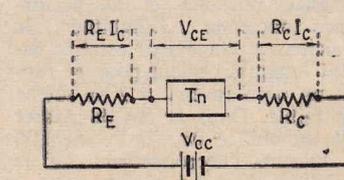


FIG. 112. — Répartition de la tension V_{cc} , on suppose que $I_E = I_c$

Le courant de collecteur moyen maximal peut être calculé maintenant ; il doit être suffisamment bas pour que l'excursion sur la droite de charge soit d'amplitude convenable. Le plus mauvais, le plus délicat des points de fonctionnement qui puisse être admis a pour coordonnées I_{Cmax} V_{CEmin} . On écrit ici I_{Cmax} , ce n'est pas la valeur limite publiée par le courant de collecteur, mais la valeur maximale dans le circuit.

calculée au moyen de la relation suivante :

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{R_c + R_B}$$

Dans le calcul, il faut prévoir pour R_c une valeur qui soit de 10 % plus élevée si l'on a adopté des résistances à 10 % pour le montage.

La température de jonction T_{jmax} est la température maximale de la jonction qui peut être atteinte dans le circuit, on calculera cette température au moyen de la relation connue :

$$T_{jmax} = T_{amb} + K P_{cm}$$

P_{cm} est la puissance dissipée maximale qui peut naître dans le circuit, on l'exprime en milliwatts ; $K = 0,4^\circ$ par milliwatt.

Dans un circuit stabilisé :

$$P_{Cmax} = I_{Cmax} \times V_{CEmin}$$

Alors :

$$T_{jmax} = T_{amb} + K I_{Cmax} V_{CEmin}$$

Le facteur de stabilité se calcule par la relation

$$\Delta I_C = S (I_{CEO} + \Delta \beta I_{CN})$$

$$\text{ou } \Delta I_C = I_{Cmax} - I_{CN}$$

$$I_{Cmax} =$$

$$\frac{4,5 - 0,45}{3000 + 1000} = 1,01 \text{ mA.}$$

I_{CN} est le courant collecteur nominal, ΔI_{CEO} est pris pour un transistor ayant le maximum de cou-

rant de fuite quand la condition température est la plus dure ; $\Delta \beta$, on choisit la variation la plus large possible qu'on puisse rencontrer entre deux transistors, β a sa valeur nominale.

Exemple. — Dans un étage équipé d'un transistor OC71, on choisit un courant de collecteur $I_C = 0,5 \text{ mA}$; on adopte $R_B = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2,7 \text{ k}\Omega$, la chute de tension dans cette résistance est $0,5 \text{ V}$. La batterie donne $4,5 \text{ volts}$ à l'usage, on admet que le circuit doit encore donner satisfaction à 3 V quand la pile aura vieilli.

La tension collecteur-émetteur minimale est, pour une crête de tension de $0,1 \text{ volt}$ (circuit à gain faibles)

$$V_{CEmin} =$$

$$4,5$$

$$(0,2 + 0,1) \frac{4,5}{3} = 0,45 \text{ volt}$$

On prendra pour R_c une valeur de $3 \text{ k}\Omega$, car la résistance de $2,7 \text{ k}\Omega$ à tolérance 10 % peut ne pas atteindre cette valeur ; on réduira ainsi les risques de surcharge.

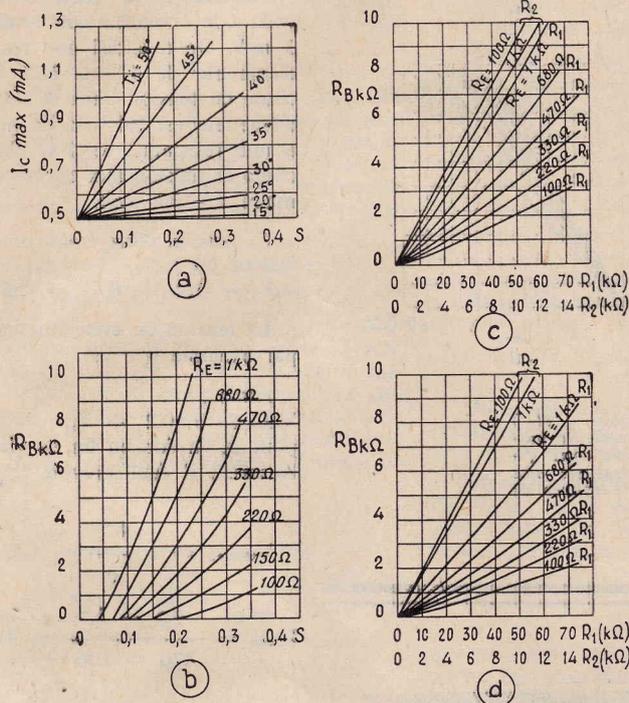


FIG. 113. — Le graphique a indique pour différentes températures de jonction, le courant maximal admissible pour le collecteur, à un facteur de stabilité donné. Ce graphique est valable pour toutes tensions de batterie. En b, connaissant le facteur de stabilité S et la résistance adoptée pour R_E , on peut déterminer R_B . Les deux autres graphiques permettent l'établissement du diviseur de tension R_1, R_2 . Le graphique c est applicable pour une tension d'alimentation de $4,5 \text{ volts}$ et le graphique d pour 6 volts . Ces derniers sont valables pour un courant moyen de collecteur de $0,4 \text{ mA}$.

Pour un étage à résistance-capacité, il faut établir un compromis pour : les plus mauvaises conditions de température, les tolérances les plus larges pour les pièces détachées et les transistors puis encore la tension nominale de la batterie ; ce compromis consiste en un choix entre un fort gain d'étage, obtenu avec une grande résistance de charge R_c et une tension V_{CE} qui limitera les possibilités en amplitude, il faut encore tenir compte de la présence, en parallèle sur R_c , du diviseur de tension et de l'impédance du transistor qui suivent l'étage. La valeur de I_c peut être

Nous savons que la tension entre base et émetteur V_{BE} varie avec la température. Pour des circuits de bonne stabilité, on a :

$$\Delta I_C \approx \frac{\Delta V_{BE}}{R_B}$$

ΔV_{BE} peut être prise égale à $2,5 \text{ mV}$ par degré pour l'OC71 et l'OC72.

Finalement I_{Cmax} est donné par :

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{R_C + R_B} - \frac{\Delta V_{BE}}{R_B}$$

Superflash



Temps de chauffage : quelques secondes.
Puissance utile : 100 W.
Interchangeabilité de la panne.
Éclairage puissant de la zone à souder.
Fonctionnement normal intermittent : des dizaines de milliers d'opérations.
Sécurité absolue.
Indispensable pour :
Électronique - Radio - Télévision - Electricité - Couture - Travail du plastique, etc...

98, r. P.-V.-Couturier - LEVALLOIS (Seine) Téléphone : PER. 22-52

Il faut déterminer la variation de V_{BE} pour une variation de température s'étendant de 25 à 45°.

$$I_{Cmax} = 1,01 - \frac{\Delta V_{BE}}{R_B} =$$

$$1,01 - \frac{2,5 \times 20^\circ}{1000} = 0,96 \text{ mA.}$$

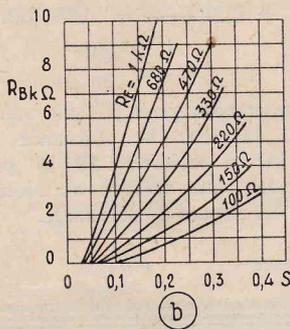
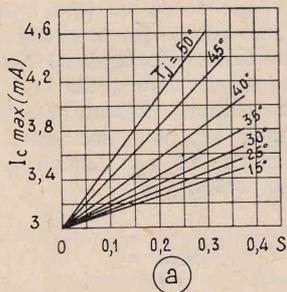


FIG. 114. — Les graphiques de la figure 114 sont établis pour un étage pour signaux forts, avec un courant moyen de 3 mA. Les graphiques ont la même signification que pour la figure 113.

On tiendra compte d'une dispersion de 5 % dans la valeur des résistances R_1 , R_2 , R_B , alors la dispersion totale ne peut dépasser 15 % qu'on introduit dans le calcul, et l'on a :

$$I_{Cmax} = \frac{100 - 15}{100} \times$$

$$0,96 = 0,82 \text{ mA}$$

$$\text{et } T_{jmax} = 45 +$$

$$(0,4 \times 1,01 \times 0,5) \approx 45^\circ.$$

Nous nous reportons maintenant au graphique a de la figure 113, et nous voyons que pour un courant maximal de 0,82 mA, $S = 0,12$. On peut déterminer pour $S = 0,12$ que R_B doit être égale à 3,5 kΩ, à l'aide du graphique b.

La tension de la pile est 4,5 volts, c'est le graphique c qui nous donne les valeurs de R_1 et R_2 ; pour R_B adoptée de 1 kΩ, on trouve $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 4,1 \text{ k}\Omega$.

Les graphiques sont établis pour un transistor fort, les résultats

trouvés tiennent donc compte de ce fait et en plus de toutes les conditions défavorables : température élevée, tension de batterie basse,

dispersion dans les valeurs des résistances.

b) Circuit dans lequel R_C est un transformateur. — Il est possible de traiter de suite un exemple.

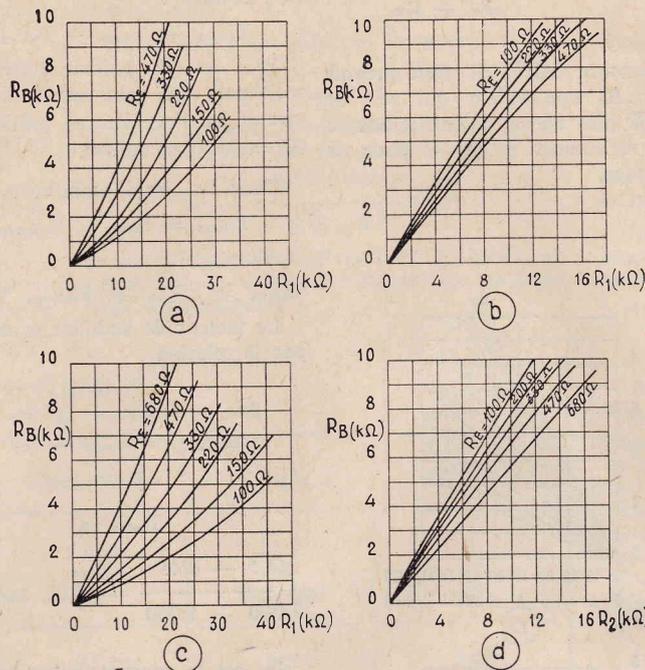


FIG. 115. — Les graphiques a et b sont établis pour une tension de batterie de 4,5 volts et ceux qui figurent en c et d sont destinés aux circuits alimentés par une source de 6 volts.

Exemple. — C'est le primaire d'un transformateur qui est dans le circuit du collecteur; en conséquence, R_C est en continu de quelques centaines d'ohms et les limites pour I_{Cmax} continu sont reculées. Mais il ne faut pas penser à des valeurs par trop importantes de I_{Cmax} parce que l'impédance d'entrée du transistor varierait par trop pour les forts signaux, l'adaptation serait mauvaise et la distorsion inacceptable. On recommande que I_{Cmax} ne dépasse pas 1 mA pour un courant moyen de 0,5 mA et 4,5 mA pour 3 mA.

La tension de batterie est 4,5 volts, le courant de collecteur 3 mA. On a choisi une résistance d'émetteur de 470 Ω à 5 %. La chute de tension dans la résistance d'émetteur est 1,4 volt. Le primaire a une résistance de 200 ohms, la chute de tension aux bornes du primaire est 0,6 volt.

La tension entre émetteur et collecteur est :

$$4,5 - (1,4 + 0,6) = 2,5 \text{ volts.}$$

La tension de crête du signal est par exemple 0,8 V.

Alors :

$$V_{CEmin} = 0,2 + 0,8 = 1 \text{ volt}$$

pour la tension en fin de vie de la batterie; il faut prévoir :

$$V_{CEmin} = 1 \frac{4,5}{3} = 1,5 \text{ volt}$$

$$I_{Cmax} = \frac{4,5 - 1,5}{470 + 200} = 4,5 \text{ mA.}$$

Examinons maintenant l'influence de la température sur V_{BE} :

$$\frac{\Delta V_{BE}}{R_B} =$$

$$\frac{2,5 (45 - 25)}{470} = 0,1 \text{ mA.}$$

et I_C devient : $4,5 - 0,1 = 4,4 \text{ mA.}$

La dispersion due aux trois résistances à 5 % intervenant, on a :

$$I_{Cmax} =$$

$$\frac{100 - 15}{100} 4,4 = 3,7 \text{ mA}$$

$$T_{jmax} = 48^\circ$$

Des graphiques des figures 114 et 115 on extrait les valeurs suivantes, comme on l'a fait dans l'exemple précédent :

$$S = 0,17 \quad R_B = 4 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 \text{ adoptée } 10 \text{ k}\Omega \text{ et } R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega.$$

Comme R_1 et R_2 sont des valeurs assez voisines, on pourra utiliser des résistances de tolérances 10 %.

22^e SALON ELECTRONIQUE RADIO TELEVISION

15-26 septembre 1960

OUVERT DE 10 H A 19 H
porte de Versailles Paris

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

N° 8

LES CURIOSITÉS DE LA RADIO *L'Audition silencieuse et colorée*

POUR apprendre les principes essentiels de la radiophonie, il est nécessaire de faire des études plus ou moins approfondies, au moyen de cours professionnels ou didactiques, de livres de vulgarisation ou d'enseignement, sinon en lisant, tout simplement, les articles bien documentés des revues et des journaux techniques.

Mais, on peut aussi acquérir des notions souvent fort utiles d'une manière plus directe et plus simplifiée, et à l'aide d'expériences curieuses et amusantes.

« C'est en forgeant qu'on devient forgeron », nous dit la sagesse populaire ; on apprend sans doute la pratique de la radiophonie en construisant des montages d'amateur et, bien souvent, c'est également en effectuant des mesures et des contrôles par soi-même qu'on peut le mieux s'initier au dépannage et à la mise au point des différents montages électroniques.

Nous voudrions ici, pour le moment, signaler un certain nombre d'expériences amusantes, faciles à réaliser sans aucun matériel spécial, et dont les résultats offrent pourtant des enseignements précieux.

LE CORPS HUMAIN ET L'ELECTRONIQUE

Le corps humain est le siège de phénomènes physiques et chimiques généralement bien connus à l'heure actuelle, du moins d'une manière superficielle ; on peut concevoir que ces phénomènes physiques et chimiques sont accompagnés de phénomènes électriques.

Jadis un physicien éminent crut discerner, en étudiant certaines particularités physiologiques, une émission de radiations particulières par le corps humain, mais ces « fameux rayons N » sont demeurés à l'état d'hypothèse gratuite !

Des études plus récentes effectuées par des physiciens et des physiologistes non sur des hommes, mais sur certains animaux, tels que les pigeons voyageurs ou sur quelques espèces de papillons sinon sur des moustiques ou des chauves-souris, aux instincts de direction peu explicables « a priori », permettent d'espérer que l'on arrivera quelques jours à discerner le rôle que peut jouer l'électronique dans les diverses manifestations de la vie.

Nous voulons seulement examiner quelques phénomènes beaucoup plus précis, et qui peuvent être étudiés, d'ailleurs, très facilement par nos lecteurs. Ce sont simplement les effets déterminés dans le corps humain par le passage de courants électriques de forme courante, depuis le courant continu jusqu'aux courants à très haute fréquence de T.S.F., en passant par le courant à basse fréquence.

LA RESISTANCE OHMIQUE DU CORPS HUMAIN

Le corps humain est un conducteur, mais c'est un conducteur plus ou moins parfait, suivant les conditions dans lesquelles il est traversé par le courant.

Prenons entre les doigts de la main gauche une des bornes d'une pile de 60 à 80 volts d'un modèle bien connu en T.S.F. pour les postes piles et, entre les doigts de la main droite, serrons une borne d'un milliampèremètre gradué de 0 à 3, ou de 0 à 5 milliampères, dont l'autre borne est connectée à la deuxième borne de la batterie en prenant la précaution d'avoir les mains bien sèches (fig. 1). Nous pouvons aussi utiliser évidemment un contrôleur universel en milliampèremètre.

L'aiguille du milliampèremètre nous indique le passage d'un courant d'une intensité d'environ 1 milliampère, ce qui nous montre, d'après la loi d'Ohm ($R = \frac{E}{I}$), que la résistance d'un

corps humain dans ces conditions est d'environ 70.000 à 80.000 ohms.

Cette résistance varie évidemment suivant la pression des doigts et les sujets et elle diminue dans de grandes proportions si le corps est enduit d'un liquide électrolysable, comme l'eau salée. L'intensité du courant traversant le corps augmente alors tellement qu'elle peut causer des désordres physiologiques très graves.

C'est ainsi que l'on a constaté des accidents mortels survenus à des personnes plongées dans un bain, et touchant par mégarde un objet relié à une canalisation électrique d'un secteur de 110 volts, un radiateur électrique, par exemple.

LE CORPS HUMAIN COLLECTEUR D'ONDES ET CONDENSATEUR

Tout conducteur d'assez grande surface et bien isolé peut servir d'antenne de réception pour les ondes de T.S.F. ; on peut donc, dans certaines conditions, utiliser le corps humain comme collecteur d'ondes improvisé.

Façons plusieurs sujets, de préférence se tenant par la main, sur un tapis quelconque, ou mieux sur un tapis en caoutchouc, et prions la personne formant l'extrémité de cette chaîne originale de saisir avec ses doigts humides de préférence, la borne antenne d'un poste de T.S.F., dont la descente douteuse normale a été déconnectée. En rectifiant le réglage du poste récepteur, on entend de nouveau les émissions, comme si cette chaîne humaine constituait une sorte d'antenne intérieure, d'un rendement plus ou moins satisfaisant, on s'en doute d'ailleurs.

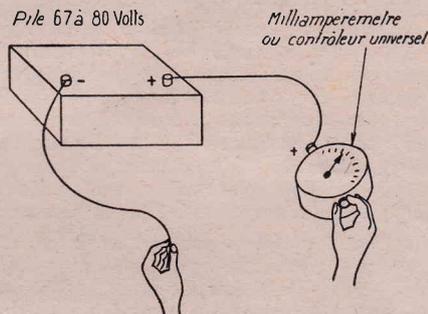


FIG. 1. — Contrôle de la résistance électrique du corps humain.

Si nous modifions le nombre de personnes de la chaîne, ou si nous remplaçons un sujet par un autre, nous constatons qu'il faut modifier le réglage du condensateur d'accord du radiorécepteur, ce qui montre que la capacité du corps varie suivant les individus, et permet d'effectuer des comparaisons intéressantes. L'efficacité de ce genre « d'antenne humaine » n'est nullement négligeable, et des expériences simples de ce genre permettent de s'en rendre compte.

Le résultat est particulièrement saisissant avec un poste sur automobile. Réglons, par exemple, sur la voiture arrêtée, le radio-récepteur sur une station d'émission quelconque fonctionnant sur petites ondes. Pour une position déterminée du potentiomètre de volume, nous obtenons une certaine intensité d'audition.

Sortons maintenant de la voiture, plaçons nous à côté de la carrosserie et appuyons simplement avec un doigt sur l'antenne de la voiture. Ce simple geste suffit généralement pour augmenter, dans des proportions très importantes, l'intensité de la réception. Cela signifie tout simplement que le collecteur d'ondes constitué par le corps humain constitue, dans ces conditions, un système récepteur plus efficace que l'antenne de réception elle-même de la voiture, et cela grâce à sa capacité et à sa position par rapport à la terre.

LA TRANSMISSION DU SON A TRAVERS LE CORPS

Le corps humain, nous venons de le voir, est un conducteur plus ou moins satisfaisant pour le courant continu, et pour les signaux radiophoniques. Le passage d'un courant continu ou alternatif industriel d'une certaine intensité à travers le corps n'est pourtant pas sans danger, et les risques d'électrocution sont très grands, comme nous le savons. Par contre, des courants alternatifs de haute fréquence supérieure à la fréquence audible, peuvent traverser le corps humain sans danger, et même

sans qu'il en résulte une sensation sensible ou douloureuse pour le sujet considéré.

C'est indiscutablement au professeur français d'Arsonval, que revient l'honneur d'avoir le premier utilisé en médecine, dès 1893, les courants électriques à haute fréquence, et c'est à juste titre que l'on a donné le nom de d'Arsonvalisation à l'application thérapeutique de ces courants.

Au temps où le professeur d'Arsonval exécuta ses premières expériences, la fréquence de courants produits par les alternateurs industriels ne dépassait pas une centaine de Hz, mais on pouvait réaliser cependant les alternateurs spéciaux permettant d'obtenir jusqu'à 10 000 Hz. Les bobines de Ruhmkorff, à trembleur ou interrupteur automatique, ne permettaient pas d'obtenir des oscillations avec une fréquence supérieure à 2 000 Hz.

Avec des appareils aussi primitifs, ce grand physicien peut cependant démontrer, pour la première fois, l'effet curieux de ces courants haute fréquence sur le corps humain, et d'une manière très saisissante.

Lorsqu'on fait passer, comme nous venons de le rappeler, à travers le corps humain un courant électrique alternatif à une fréquence industrielle de l'ordre de 20 à 100 Hz, les muscles se contractent à chaque alternance; si le courant est intense, ils se tétanisent et restent contractés. Si le courant est très intense, et le sujet placé dans des conditions défavorables, la mort peut même en résulter.

Mais, si l'on fait la même expérience avec un courant d'une fréquence suffisante supérieure à 3 000 Hz, l'excitation musculaire diminue, et peut même disparaître. On peut alors faire passer à travers l'organisme et moyennant certaines précautions, sans aucun danger, des courants qui seraient foudroyants si l'on réduisait leurs fréquences.

Le savant a pu effectuer, dès ce moment, différentes expériences démonstratives, telles que la mise en action de tubes et de lampes à luminescence uniquement au moyen d'un courant traversant le corps humain et qui firent, à l'époque, une énorme impression.

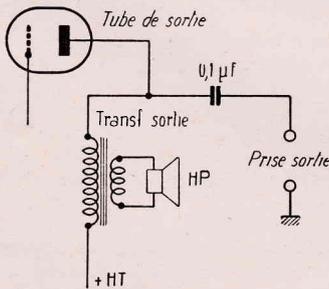


FIG. 2. — Prise de sortie sur un radiorécepteur pour haut-parleur extérieur

Ce sont là pourtant des essais qui doivent toujours être effectués avec de grandes précautions; il s'agit de doser les tensions, les fréquences, et les intensités, et nous ne vous conseillons pas du tout d'utiliser, à cet effet, sans aucune précaution, la tension haute fréquence fournie par un poste émetteur de T.S.F., fût-il relativement réduit!

D'une manière beaucoup plus simple et moins dangereuse, nous pouvons tout simplement étudier les effets des courants musicaux à basse fréquence fournis à la sortie de notre radio-récepteur.

Dans tout appareil moderne, il y a un haut-parleur incorporé de type électro-dynamique avec une bobine mobile de faible résistance reliée à l'étage de sortie électronique par l'in-

termédiaire d'un transformateur de liaison. Mais il y a aussi, sur la plupart des modèles moyens d'appartement et sur tous les appareils de puissance un peu plus élevée, une prise de sortie avec deux douilles ou deux bornes qui sert à utiliser un haut-parleur additionnel. Cette prise est souvent reliée directement à la lampe de sortie du radio-récepteur par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison; si elle n'existe pas, nous pouvons aisément effectuer le petit montage nécessaire au moyen d'un simple condensateur d'une capacité de l'ordre de 0,1 microfarad (fig. 2).

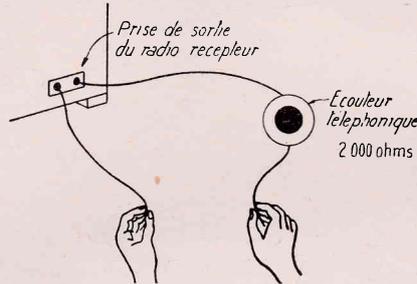


FIG. 3. — Démonstration du passage des courants musicaux à travers le corps humain : emploi d'un écouteur téléphonique.

Nous pouvons avoir à notre disposition des écouteurs téléphoniques, de préférence d'une résistance assez élevée de 1 000 à 2 000 ohms au minimum, ou même un haut-parleur électromagnétique d'un type datant des âges héroïques de la T.S.F. et qui présentait la particularité d'avoir un bobinage d'impédance élevée, ce qui permettait de le relier directement au circuit de sortie du radio-récepteur.

Si nous avons à notre disposition un haut-parleur, ou un écouteur de ce type, il nous servira immédiatement à démontrer le passage curieux des courants musicaux à travers le corps.

Relions une borne du haut-parleur et des écouteurs à une douille de la prise de sortie du radio-récepteur; plaçons dans l'autre douille une fiche banane avec un bout de fil isolé. Serons entre les doigts de la main droite l'extrémité dénudée de ce bout de fil et touchons avec un doigt de la main gauche la borne libre de l'écouteur ou du haut-parleur.

Nous sentirons entre les doigts un léger picotement variable, correspondant, en quelque sorte, à la modulation, mais nous entendrons en même temps l'audition radiophonique par l'intermédiaire du haut-parleur ou de l'écouteur et, bien entendu, avec une faible intensité, mais cela suffira pour nous démontrer le passage des courants musicaux à travers notre corps. Si nous touchons une borne avec un doigt d'une main, et l'autre borne avec l'autre doigt, le

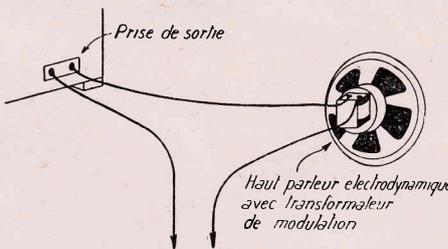


FIG. 4. — Essai avec un haut-parleur électrodynamique, muni de son transformateur.

résultat sera aussi un peu meilleur parce que la partie du corps intercalée dans le circuit sera plus limitée.

Si, au lieu d'utiliser un seul opérateur, on intercale le corps de plusieurs sujets se tenant

par la main dans le circuit de sortie d'un radio-récepteur, entre les bancs de sortie et le haut-parleur précédent, cette modification inattendue des câbles conducteurs ne supprime pas l'audition.

Mais, attention! Si nous n'avons pas à notre disposition d'écouteurs téléphoniques ou de haut-parleurs électro-magnétiques d'ancien modèle, nous devons utiliser forcément pour cet essai un haut-parleur électro-dynamique moderne additionnel, du genre de ceux qu'on utilise constamment, et nous nous apercevrons alors, en revenant le même montage, que l'audition devient imperceptible. A quoi est dû ce fait, A la faible impédance de la bobine mobile du haut-parleur et à son montage déficient.

Pour obtenir un résultat satisfaisant, il faut employer le haut-parleur additionnel, non pas seul, mais avec un transformateur de modulation à grand rapport du type normal et effectuer la coupure en intercalant le conducteur improvisé formé par le corps de l'opérateur, dans le circuit primaire, comme on le voit sur la fig. 4.

Comme nous l'avons noté plus haut, l'opérateur perçoit à l'extrémité des doigts un certain picotement, qui varie évidemment suivant l'intensité de l'audition. Il n'y a pas de danger, mais il est bon de ne pas pousser l'amplification, et surtout de ne pas avoir les doigts mouillés!

LES HAUT-PARLEURS HUMAINS

Le corps humain conduit ainsi les courants électriques de tous genres; il peut servir d'antenne et de transmetteur, mais on peut aller plus loin encore, et montrer qu'il peut permettre l'audition des signaux musicaux, sans avoir besoin d'aucun haut-parleur, ni même d'aucun récepteur!

Le principe des écouteurs téléphoniques électro-statiques est, en réalité, connu depuis 1867, et on a noté, dès 1884, la possibilité d'intéressantes expériences téléphoniques basées sur ce principe.

Actuellement, les appareils électro-statiques ou à condensateurs, microphones ou haut-parleurs, sont revenus en honneur, et permettent, en particulier, la reproduction des sons aigus, dans les ensembles de haut-parleurs à haute fidélité.

Mais, revenons-en à la première expérience téléphonique très curieuse démontrant le fonctionnement des appareils électro-statiques. Deux opérateurs, portant des gants en chevreau glacé à une main, tenaient dans leurs mains non gantées l'extrémité d'un câble à deux conducteurs d'un circuit téléphoniques. Ils appuyaient leurs mains gantées sur les oreilles d'un sujet isolé de préférence, et, à sa grande surprise, ce sujet pouvait entendre sans écouter la communication téléphonique.

L'explication de ce phénomène mystérieux est pourtant simple. Le corps du sujet se comporte comme un conducteur fixe placé entre les lames diélectriques souples des gants de chevreau, et les mains des opérateurs se comportent également comme deux lames conductrices plus ou moins flexibles.

En réalité, on intercalait ainsi dans le circuit téléphonique deux « condensateurs parlants », véritables écouteurs électro statiques, et les vibrations acoustiques de ces condensateurs étaient perçues par les oreilles du sujet.

Cette expérience intéressante, qui a suscité à l'époque une grande curiosité, peut être reproduite sous une forme très moderne, en utilisant les courants musicaux à basse fréquence provenant, comme précédemment, de la prise de sortie pour haut-parleur additionnel d'un radio-récepteur.

Les deux opérateurs, ayant chacun une main gantée d'un gant de chevreau à la paume bien tendue, serrent dans l'autre main nue les extrémités dénudées d'un câble à deux conducteurs reliés à la prise de sortie du radiorécepteur.

Lorsque ces opérateurs appuient leurs paumes gantées sur les oreilles d'un sujet bénévole, ce dernier entend très nettement l'audition radiophonique, si le poste a été bien réglé, et s'il est assez puissant.

Au lieu d'employer comme diélectrique la feuille de cuir d'un gant on peut utiliser plus simplement encore une feuille de papier fort. Dans ce cas, il faut deux sujets au lieu d'un, mais il n'y a plus besoin d'un opérateur séparé ; chacun des sujets tient dans une main l'extrémité du conducteur réuni à une douille ou à une borne de sortie du radio-récepteur comme précédemment. Les deux sujets se placent sur une banquette, ou sur deux chaînes disposées l'une à côté de l'autre, et rapprochent latéralement leurs têtes de façon à appliquer l'oreille gauche de l'un, contre l'oreille droite de l'autre, mais en intercalant entre les deux une feuille de papier fort, qui joue le rôle de diélectrique.

La présentation de l'expérience est sans doute encore plus originale, mais le phénomène demeure essentiellement le même. Il est cependant une autre forme, peut être plus simple encore si possible, mais qui peut paraître plus mystérieuse au spectateur non initié, parce qu'elle n'exige absolument aucun accessoire particulier, et cette manière d'opérer a même aussi été signalée depuis plusieurs dizaines d'années.

Quoi qu'il en soit, cette expérience peut être réalisée sous la forme suivante. Un opérateur tient dans sa main droite nue l'extrémité non isolée d'une des connexions de sortie d'un radio-récepteur relié normalement, comme précédemment, à la prise de sortie. Un sujet tient dans sa main droite l'extrémité de l'autre connexion de sortie.

Dans ces conditions, lorsque l'un des opérateurs appuie la paume de sa main gauche sur l'oreille de l'autre sujet, ce dernier entend assez distinctement le radio-concert sur lequel le poste est accordé.

On explique simplement ce phénomène, en remarquant qu'entre la paume de l'opérateur et l'oreille du sujet il existe toujours une mince lame d'air qui constitue un diélectrique, et provoque le fonctionnement de ce « condensateur parlant » original.

Le corps humain peut ainsi servir de collecteur d'ondes, de condensateur, de résistance, de câble conducteur et même d'écouteur téléphonique ; la nature avait peut être prévu l'avènement de la radiophonie !

LE HAUT-PARLEUR MICROPHONE

Presque tous les radio-récepteurs comportent une prise de pick-up destinée à la reproduction des disques phonographiques, mais cette prise peut, en outre, servir à des usages assez multiples, puisque les deux bornes ou les deux douilles sont reliées, en réalité, à la partie amplificatrice basse fréquence du radio-récepteur et, par suite, à un ou plusieurs haut-parleurs incorporés. Le système permet ainsi d'amplifier, non seulement les signaux musicaux qui proviennent d'un pick-up, mais ceux qui sont transmis par un magnétophone, ou même par un électrophone de niveau insuffisant, par exemple, du type portatif. On peut constituer de cette manière des ensembles remarquables ; c'est ainsi qu'on envisage à l'heure actuelle l'emploi de magnétophones et surtout d'électrophones stéréophoniques ou plutôt binauricaux produisant des effets de relief sonore.

Ces appareils nécessitent deux chaînes d'amplification distinctes avec deux haut-parleurs ou deux ensembles de haut-parleurs également dis-

tincts. L'emploi des étages d'amplification du radio-récepteur permet de simplifier l'installation.

Le magnétophone ou l'électrophone stéréophonique, contient ainsi un pick-up double ou une tête magnétique double, mais une seule chaîne sonore complète incorporée. Il contient, en outre, seulement un ou deux étages de préamplification, et la partie basse fréquence d'un radio-récepteur est utilisée pour constituer l'autre chaîne.

Mais venons en à une expérience plus simple et plus immédiate, à l'amplification et à la transmission à distance de la voix humaine et de la musique, par l'intermédiaire de cette même prise pick-up. Il suffit de relier convenablement un microphone à la prise pick-up, et il existe dans ce but des types de microphones simplifiés et par exemple à charbon, qui

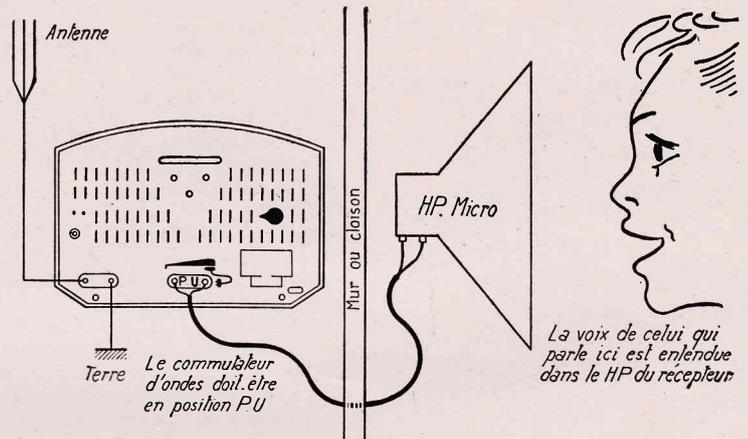


FIG. 5. — Le haut-parleur utilisé comme microphone.

ne sont plus employés pour les usages habituels.

Mais, pour obtenir cette transmission, il suffit également d'employer un haut-parleur électro-dynamique à aimant permanent, muni de son transformateur de modulation habituel et qui constitue, en réalité, un système réversible produisant des oscillations électriques à fréquence musicale, sous l'action des ondes sonores qui viennent frapper le diffuseur.

Il suffit ainsi de relier le secondaire du transformateur de modulation à la prise pick up, sans se soucier du sens de liaison ; bien entendu, s'il y a lieu, le commutateur du radio-récepteur mettant en circuit le pick-up doit être manœuvré (fig. 5).

Si, une fois le montage effectué, on rapproche ce microphone improvisé très près du radio-récepteur, il peut se produire des bruits continus de ronflements ou de hurlements couvrant la voix ou la musique, et empêchant toute audition normale.

A quoi est dû ce phénomène ? Il s'agit d'un effet de résonance, ou plutôt de réaction acoustique, car le haut-parleur servant de microphone est alors placé près du haut-parleur du radio-récepteur. Les sons amplifiés provenant du haut-parleur agissent ainsi sur le microphone, sont de nouveau amplifiés à leur tour, et il y a un effet d'amplification en cascade.

Il faut donc normalement relier le haut-parleur servant de microphone à la prise du radio-récepteur à l'aide d'un conducteur de longueur suffisante et l'on peut même employer un conducteur de quelques mètres, ce qui permet une transmission d'une pièce à l'autre, et l'établissement d'une sorte d'interphone.

Au lieu d'un haut-parleur électro-dynamique, on peut, d'ailleurs, encore employer pour ces essais un haut-parleur électro-magnétique d'ancien modèle, ou même un écouteur téléphonique, mais d'une résistance suffisante de 2 000 à 4 000 ohms, ce qui évite d'utiliser un transformateur d'adaptation.

Dans de nombreux cas, les membres d'une même famille n'ont pas les mêmes goûts en matière de radiophonie, et surtout de télévision et cette diversité des préférences est fort gênante dans les appartements plus ou moins restreints où il n'existe qu'un seul living-room. Il y en a qui veulent travailler en silence, d'autres qui se contenteraient fort bien de voir les images, d'autres encore qui voudraient entendre seulement, et, enfin, ceux qui voudraient normalement voir et entendre. Comment obtenir ce résultat ? Il s'agit donc, en fait, de séparer le son de l'image, et de réaliser pour chacun de ceux qui le désirent un petit système individuel de réception du son à distance.

Ce problème particulier peut évidemment avoir un intérêt général, dans de nombreux cas, si les membres de la famille ne sont pas

d'accord sur la nature et l'opportunité des radio-concerts ; un appareil d'écoute à distance de ce genre peut aussi être envisagé pour la transmission des communications quelconques à faible distance, par exemple, dans un immeuble, dans un atelier, dans un studio, etc...

En principe, on peut, tout simplement, sans doute, utiliser des écouteurs téléphoniques individuels, mais cette solution est bien insuffisante. Les cordons de liaison ne peuvent avoir une longueur quelconque ; ils ne peuvent être très nombreux, et risquent de s'embrouiller les uns avec les autres, et il faut choisir les écouteurs, de façon à éviter la fatigue, et la gêne au bout d'un certain temps.

La solution idéale réside dans la réalisation d'une liaison sans fil entre le radio-récepteur ou le téléviseur et les auditeurs, et l'on peut rapprocher ce problème de celui qui s'est posé à plusieurs reprises dans les salles de conférences, lorsqu'il a fallu faire entendre plusieurs versions étrangères d'un même texte.

Différents procédés ont été proposés ; le plus simple consiste sans doute dans une transmission par induction à basse fréquence, à l'aide d'un circuit transmetteur par sans fil les sons musicaux à un écouteur ou à un casque téléphonique porté par les auditeurs, en éliminant ainsi toute liaison par câble. Il est alors possible d'employer des écouteurs très légers analogues à ceux utilisés en prothèse auditive, et leur nombre n'est pas limité.

Il suffit, en principe, de relier à la sortie de l'appareil transmetteur une grande boucle formée de deux spires de fil placées tout autour de la pièce et qui sont ainsi traversées par les courants téléphoniques. Ces spires constituent l'enroulement primaire d'une sorte de transformateur géant, ayant les dimensions de la pièce ; chaque auditeur porte sur sa tête un petit anneau ou une couronne de fil très léger et élégant, constituant un enroulement secondaire et la liaison a lieu par induction en silence parfait.

LA REALISATION DE L'EMETTEUR

Il suffit d'utiliser une boucle de transmission, quel que soit le nombre des auditeurs, avec deux spires de fil entourant, en quelque sorte, la zone d'action prévue. Bien entendu, ces fils peuvent être dissimulés sous des tapis, sous des moulures, dans le plancher, etc... En théorie, l'audition est d'autant meilleure que le niveau de cette bande est plus rapproché de celui des récepteurs correspondants ; en pratique, des systèmes montés sous le tapis ou sur le plafond donnent d'excellents résultats.

On peut employer, en principe, n'importe quel type de fil isolé, et, par exemple, du fil de sonnerie de 12/10 de mm. On enroule le fil deux fois autour de la pièce, avec les extrémités rapprochées du radio-récepteur ou du téléviseur, par exemple. En principe il faut relier ce système transmetteur dans le circuit de la bobine mobile du haut-parleur, comme on le voit sur la figure 6, au moyen d'une fiche de jack, de façon qu'on obtienne à volonté, et automatiquement, soit l'audition ordinaire en haut-parleur, soit la transmission à distance par l'émetteur.

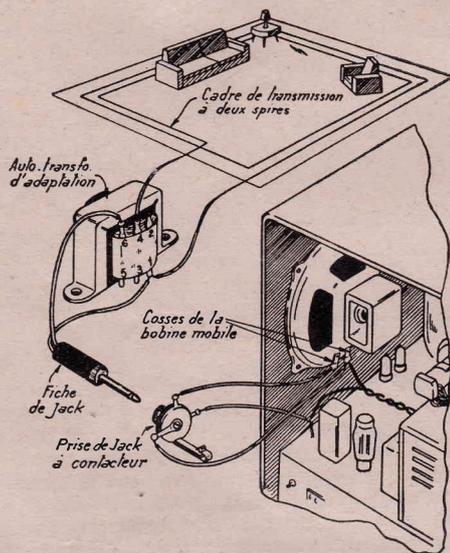


FIG. 6. — Disposition schématique du système émetteur dans la chambre et sa liaison avec radiorécepteur ou le téléviseur.

Il peut se poser, cependant, des questions d'adaptation d'impédances, suivant le montage du téléviseur et les dimensions de la boucle de transmission. Pour obtenir les meilleurs résultats, on peut utiliser un dispositif d'auto-transformateur, réalisé comme on le voit sur la figure 6, en employant le secondaire d'un transformateur à prises et en vérifiant les résultats obtenus par expérience.

LA CONSTRUCTION DES RECEPTEURS

Les dispositifs de réception sont complètement séparés, et les plus simples se composent d'un bobinage de fil isolé relié à un casque téléphonique à deux écouteurs.

Le bobinage doit avoir un diamètre convenable, mais il suffit de se baser, en pratique, sur les dimensions approximatives de la tête de l'auditeur, pour laquelle il doit constituer une sorte de couronne ou de casque, à une distance de quelques centimètres des écouteurs.

En principe, l'audition est d'autant plus forte que le diamètre est plus grand, et le nombre de spires plus élevé, mais en pratique, il suffit d'une bobine de 18 à 20 cm de diamètre, et de 100 à 300 spires. On peut employer du fil émaillé de 3/10 de mm, peu coûteux et facile à bobiner. On constitue une bobine légère et suffisamment rigide, pour éviter l'emploi d'un mandrin. Le bobinage initial peut être effectué sur un support de fortune quelconque, par

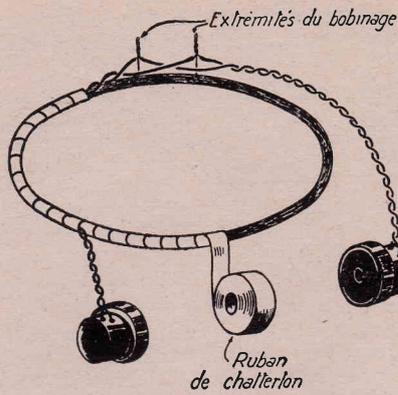


FIG. 7. — Récepteur simple à induction pour écoute silencieuse.

exemple, autour d'une casserole, ou d'une boîte de conserve circulaire.

On place d'abord une bande de carton autour du mandrin improvisé, et on commence ensuite à bobiner le fil tout autour ; il est facile de faire glisser l'anneau de carton lorsque le bobinage est terminé (fig. 7).

On compte soigneusement le nombre de spires, on fait glisser la bobine du mandrin. On dénude les deux extrémités de la bobine, en découpant les surfaces émaillées ; on soude à ces extrémités deux paires de fils de liaison souples, qui sont réunies aux écouteurs, comme on le voit sur la figure 7.

Une fois ces connexions établies, on entoure entièrement le bobinage avec du « chatterton », et l'on peut terminer avec du ruban de soie coloré, ou même doré, suivant ses préférences et ses goûts artistiques.

DES RECEPTEURS ELEGANTS

Au lieu des écouteurs habituels, plus ou moins encombrant, employez des écouteurs miniatures, du genre de ceux utilisés dans les appareils de prothèse auditive, avec des embouts plastiques insérés directement dans le conduit auditif. En raison de la fragilité et du prix plus élevé de ces écouteurs, on ne les donne généralement pas aux enfants, et on les réserve aux grandes personnes !

Il est même possible de prévoir un dispositif de prises sur le bobinage permettant de réduire ou d'augmenter le niveau de l'audition. L'intensité est plus élevée évidemment lorsque la bobine de réception est au même niveau, et parallèle à la bobine de transmission disposée tout autour de la pièce (fig. 8).

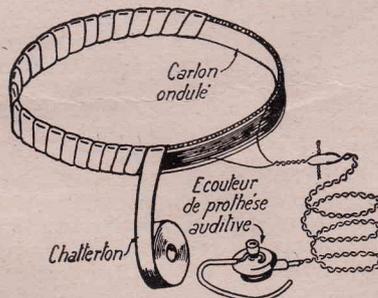


FIG. 8. — Une forme de récepteur à induction, avec écouteur miniature de prothèse auditive.

Dès que la distance augmente, ou qu'il se produit une inclinaison, le volume sonore diminue, par suite des variations du couplage.

Il est donc possible de déterminer très rapidement la position qui assure le volume sonore optimum et inversement en inclinant la tête ou la bobine de réception, on diminue l'intensité d'audition, ou même on supprime complètement celle-ci.

On peut employer le même mandrin circulaire que précédemment de 18 à 20 cm de diamètre et 100 à 300 spires de fil émaillé de 3/10 de mm ; la seule différence consiste dans la forme du bobinage qui constitue une bande plate, et non plus un anneau à section cylindrique.

Dans ce but, on enroule d'abord une bande de 25 mm de large en carton ondulé sur le mandrin improvisé, et on bobine le fil sur cette bande, en disposant les spires comme le montre la figure 8. On obtient finalement une sorte de bandeau léger et élégant.

Le système ne comporte plus que deux fils de sortie souples pour un seul écouteur, et comme ce modèle est souvent destiné aux dames, il peut être recouvert de soie ou de tissu, de façon à présenter une apparence agréable et esthétique.

LE RECEPTEUR A AMPLIFICATION

L'intensité d'audition dépend, nous l'avons dit, de la distance et du diamètre de la bobine secondaire réceptrice ; mais, si l'on prévoit un système d'amplification compensant l'insuffisance de réception, il devient possible de réduire au minimum les dimensions de la boucle réceptrice, ou même de la supprimer en apparence, et un amplificateur miniature à transistor, alimenté par deux petites batteries miniatures de piles sèches, permet d'obtenir ce résultat.

Ces éléments peuvent être montés dans un boîtier minuscule de la dimension d'un paquet de cigarettes, facile à mettre dans la poche, et on obtient, malgré tout, ainsi une audition plus intense qu'avec une boucle d'audition directe.

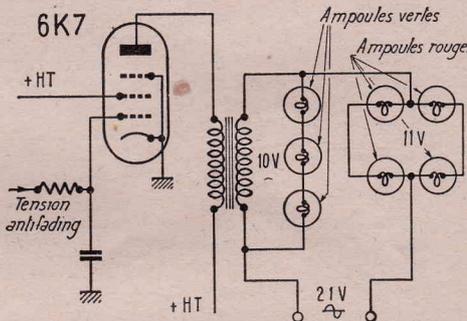


FIG. 9. — Principe du Colorama de la General Electric Co.

ordinaire. En même temps, cette audition est très nette, même pour les auditeurs plus ou moins déficients.

La boucle de fil utilisée pour les essais préliminaires peut avoir une dimension de 4 m 20 × 4 m 80 dans un grand living-room, avec deux boucles de fil de sonnerie placées sous le plancher, et reliées à la sortie du téléviseur par un transformateur d'adaptation.

Le réglage de l'audition est, bien entendu, effectué également en agissant sur le contrôle du volume sonore du récepteur. Lorsque le montage est bien réalisé, on peut encore obtenir une réception plus ou moins intense dans les pièces voisines, et, en employant un amplificateur à transistor, il est même possible de percevoir le son à l'étage supérieur !

LES SONS ET LES COULEURS ET LES ORGUES COLOREES

Les comparaisons entre les sons et les couleurs sont classiques, et l'association entre les effets colorés et les effets musicaux permet d'assurer des réalisations artistiques, agréables et curieuses, suivant, d'ailleurs, les vues audacieuses des poètes et des musiciens.

Il y a déjà plus de vingt ans, un type original d'indicateur visuel d'accord baptisé Colorama avait été imaginé aux U.S.A. Avec ce dispositif, le cadran du récepteur était normalement

lement éclairé en rouge, lorsque l'appareil n'était pas accordé sur une émission assez puissante pour faire agir le dispositif antifading. Dès que l'on était accordé sur une station, l'éclairage rouge du cadran disparaissait, pour faire place à un éclairage vert.

Le système très simple comportait trois ampoules à incandescence colorées en vert montées en série et disposées en parallèle, sur une résistance. En série avec ce dispositif, se trouvaient montées 4 ampoules à incandescence rouges placées en série parallèle (fig. 9).

Pour que les lampes vertes s'allument, il fallait au moins 10 volts de différence aux bornes de l'ensemble, et pour que les ampoules rouges s'allument également, il fallait 11 volts.

En pratique, on reliait le système au récepteur, comme le montre la figure 9, par l'intermédiaire d'un transformateur spécial à saturation magnétique, et une lampe du montage était reliée au circuit antifading, qui faisait varier le potentiel de la grille de commande.

Si la résistance du secondaire est faible, les ampoules vertes sont sous-voltées et s'éteignent plus ou moins complètement mais, en même temps, l'intensité totale augmente dans le circuit secondaire, et les ampoules rouges s'allument. Si la résistance du secondaire devient assez grande, la tension augmente aux bornes des ampoules vertes qui s'allument, l'intensité dans le circuit diminue et les lampes rouges s'éteignent. Ce résultat était atteint par la variation du courant d'anode dans le primaire.

La principale raison sans doute de la limitation de l'emploi des orgues colorés est la limitation de la puissance des amplificateurs d'amateur qui sont seulement capables de fournir au maximum de 4 à 10 watts chacun, et peuvent ainsi difficilement fournir une énergie suffisante pour exciter des lampes-pilotes ou des ampoules à bas voltage.

En même temps, la qualité des amplificateurs utilisés au point de vue sonore ne doit pas diminuer, et il ne doit pas en résulter de variations correspondantes, tout en assurant un effet coloré bien visible; les difficultés sont grandes même pour des amplificateurs de 20 à 30 watts.

La limitation de la puissance de sortie et les frais de montage peuvent désormais être évités ou atténués, en utilisant des thyratrons ou systèmes de commande analogues pour contrôler le courant d'alimentation des ampoules colorées, et le principe de cette technique est représenté sur la figure 10.

On voit ainsi la possibilité d'actionner une source lumineuse d'une centaine de watts alimentée par le courant d'un secteur ordinaire, en utilisant le signal de sortie provenant d'un amplificateur basse fréquence de type quelconque à petite ou moyenne puissance.

En fonctionnement, le thyatron est polarisé légèrement au-dessous de la tension limite en appliquant une tension alternative légèrement déphasée sur la grille. Un potentiomètre de l'ordre du mégohm permet de faire varier la polarisation; une résistance fixe de 1 mégohm

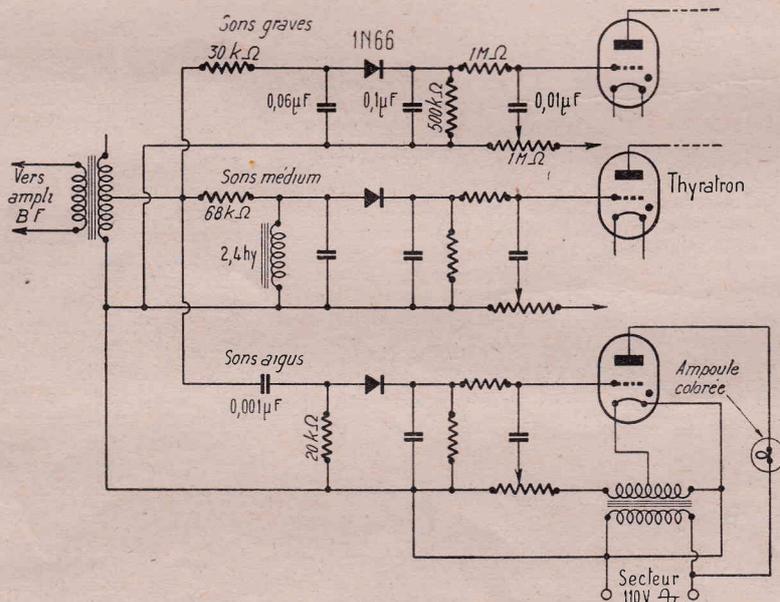


Fig. 10. — Disposition d'un orgue à effets de couleurs.

Sous la forme moderne populaire, l'orgue coloré comporte trois amplificateurs reliés chacun à une source lumineuse d'une couleur primaire, rouge, verte et bleue. Un signal audible est appliqué à l'entrée de ces amplificateurs par l'intermédiaire de trois filtres passe-bande qui sélectionnent les fréquences basses, médium et élevées de la gamme audible. Lorsque l'appareil produit une audition musicale, on voit apparaître une lumière ou une projection colorée pour les sons graves, une autre couleur pour le médium, et une troisième pour les sons aigus (fig. 10).

Cette idée de synchronisation de la lumière colorée avec le son, attire l'attention de nombreux artistes et praticiens, comme nous l'avons noté, depuis de nombreuses années, et de très nombreuses variations de dispositifs de ce genre ont été présentés.

et un condensateur de $0,01 \mu\text{F}$ disposés dans le circuit de grille déterminent une variation limitée du déphasage, ce qui permet d'assurer un contrôle progressif du courant de plaque dans le thyatron.

La polarisation de la grille est assurée, comme on le voit, en utilisant une moitié de l'enroulement de chauffage du transformateur.

Dans le circuit de grille de chaque thyatron, se trouve une diode à cristal qui produit une tension positive continue provenant d'un filtre passe-bande relié au circuit de sortie de l'amplificateur. On réduit ainsi la polarisation grille effective, et on détermine la décharge du thyatron, en accord avec la modulation musicale. Un petit transformateur de sortie permet de séparer ce système coloré de l'amplificateur musical, et augmente la tension recueillie aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur.

Cet élément doit être bien isolé, pour éviter la possibilité de chocs ou de court-circuits.

On peut employer une ampoule à incandescence de 25 à 100 watts; cette lampe est, de préférence, claire, et avec réflecteur, de 7 watts, par exemple.

En pratique, les écrans colorés des ampoules sont réalisés avec de la cellophane peu coûteuse, et que l'on peut se procurer facilement. Les effets obtenus varient suivant les enregistrements musicaux, et on obtient parfois des résultats remarquables. Ce dispositif curieux permet aussi de fournir des indications précieuses sur l'équilibre musical, par rapport à la prise de son, et son rôle n'est pas seulement curieux et poétique!

ESSAI GRATUIT

J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION
grâce à
L'ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE

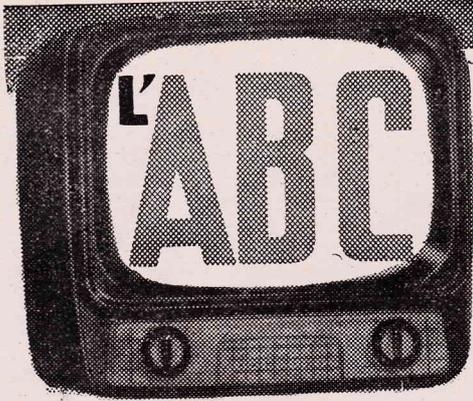
Sans quitter votre occupation actuelle et en consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation.
Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.
Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.
Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 12,50 N. F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE
Radio - Télévision
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2^e)



de la TÉLÉVISION

ALIMENTATION A REDRESSEURS SECS

GENERALITES

LES alimentations haute tension à redresseurs secs sont généralement à diodes et leurs schémas sont analogues à ceux à diodes à vide.

Tous les montages à redresseurs secs sont simplifiés grâce à l'absence des filaments, problème difficile à résoudre surtout dans le cas de doubleurs, tripleurs ou quadrupleurs de tension.

Les schémas donnés ci-après sont pratiques, les valeurs des éléments étant indiquées, ainsi que les types d'éléments ou redresseurs à adopter.

Rappelons qu'un téléviseur moderne consomme 180 à 250 mA sous 180 à 250 V pour la haute tension.

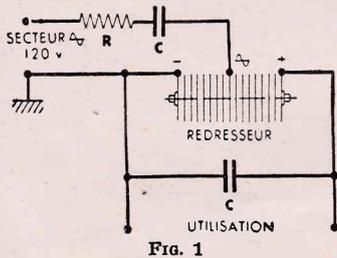


Fig. 1

La figure 1 donne un schéma de redresseur doubleur simple ne nécessitant aucun transformateur ni autotransformateur. La tension continue est obtenue aux bornes de C.

On a $R = 10 \Omega$, $C = 100 \mu F$ 320 V ou plus. Les deux condensateurs sont identiques. On peut obtenir des débits différents selon le type du redresseur adopté.

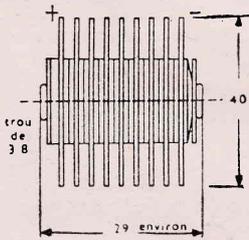


Fig. 2

Avec le TV 185 Westinghouse, on a 125 mA, avec le TV 167, 220 mA, avec le TV 163, 300 mA, tous trois sous 250 V environ.

L'aspect du redresseur TV 185 est donné par la figure 2.

DOUBLEURS 2 ELEMENTS EN PARALLELE

Il s'agit du montage dont la figure 3 représente le schéma. On

remarquera sur ce schéma deux éléments redresseurs dont les trois points de branchement sont réunis à la capacité de tête et aux deux bornes d'utilisation.

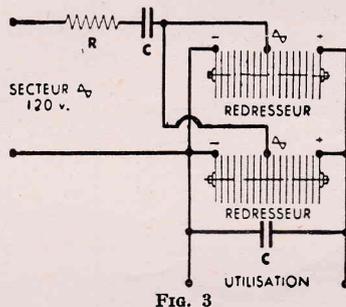


Fig. 3

Le secteur étant à 120 V et $R = 10 \Omega$, $C = 100 \mu F$ 320 V service, on obtient les résultats suivants :

- Redresseurs :
- Type TV 185 : 260 V 250 mA ;
 - » TV 167 : 260 V 440 mA ;
 - » TV 163 : 250 V 600 mA.

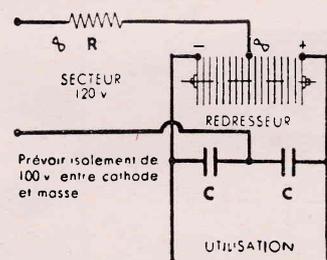


Fig. 4

Ici encore, aucun transformateur n'est utilisé et l'alimentation s'effectue sous 120 V environ alternatif 50 c/s.

Dans ce montage, il y a deux éléments redresseurs. Voici un autre montage de doubleur, symétrique, qui ne nécessite qu'un seul redresseur (voir figure 4).

Ce circuit équilibré donne lieu au minimum de fatigue à l'élément redresseur et aux condensateurs.

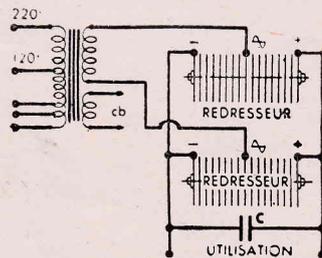


Fig. 5

Les éléments sont $R = 10 \Omega$, $C = 100 \mu F$ 320 V service.

On remarquera que l'entrée et la sortie n'ont pas de point commun.

Les éléments à adopter sont les mêmes que ceux indiqués pour le redresseur doubleur simple.

MONTAGE EN PONT

Ce montage est bien connu de tous les spécialistes des semi-conducteurs et des éléments à contact oxyde-métal.

Indiqué par la figure 5, il permet l'isolement entre le secteur et la masse du châssis en utilisant un transformateur. Les diverses prises du primaire sont prévues pour les tensions des secteurs alternatifs. Un enroulement secondaire cb servira à l'alimentation des filaments des lampes ou pour tout autre emploi.

Deux redresseurs identiques sont nécessaires. La valeur du condensateur est de $50 \mu F$ tension de service 320 V. Le secondaire haute tension alternative fournit une tension de 120 V.

Les performances sont les suivantes : 260 V 250 mA avec le modèle TV 185, 260 V 440 mA avec le TV 167, 260 V 600 mA avec le TV 163.

MONTAGE BIVALVE

Il s'agit, comme son nom l'indique, du classique « biplaque » appliqué aux redresseurs secs. Le bobinage d'entrée, au lieu d'être un transformateur, est un autotransformateur qui présente l'avantage d'un moindre prix mais n'offre pas l'isolement du secteur. On peut d'ailleurs le remplacer par un transformateur si on le désire.

Le schéma est celui de la figure 6 avec $C = 50 \mu F$ 320 V service.

Le bobinage est à un seul enroulement de 220 V avec prise médiane, prises 110-220 et prises cb pour filaments.

Chaque élément est monté comme un tube redresseur, le — étant l'électrode qui remplace la plaque et le + celle correspondant à la cathode.

L'utilisation a un point commun avec la prise médiane du bobinage.

La tension obtenue est de 240 V sous 350 à 500 mA.

Tous ces éléments redresseurs ont une longueur comprise entre 120 et 140 mm.

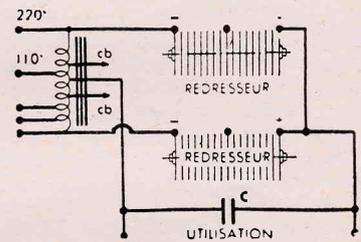


Fig. 6

On remarquera, d'une manière générale, que les intensités indiquées plus haut ne sont pas des limites supérieures absolues.

Elles peuvent être dépassées lorsque le montage permet d'obtenir une excellente ventilation du redresseur.

Tous les éléments doivent être montés avec l'axe horizontal.

Dans les montages TV ils seront disposés à la partie inférieure du téléviseur et à proximité d'ouvertures convenables permettant un refroidissement par l'air extérieur.

Ne pas manquer de les faire suivre de cellules de filtrage constituées suivant les schémas classiques. Remarque que les fabricants d'éléments redresseurs procèdent souvent au remplacement de certains types par d'autres de caractéristiques améliorées.

REDRESSEURS AVEC DIODES AU GERMANIUM

Avant de donner des schémas pratiques d'utilisation, voici quelques indications générales sur leurs caractéristiques et leur emploi rationnel.

Il est possible actuellement d'employer avec grand succès des diodes à jonction au germanium.

Celles-ci peuvent remplacer les tubes redresseurs à vide ou à gaz à condition qu'elles soient soumises à un régime de fonctionnement correct.

Les conseils que l'on trouvera ci-après et que nous devons au docteur Thompson-Houston permettent à l'utilisateur d'obtenir les meilleurs résultats dans l'emploi des diodes redresseuses.

En premier lieu, il faut tenir compte des deux caractéristiques des diodes.

La figure 7 représente l'allure de la variation du courant en fonction

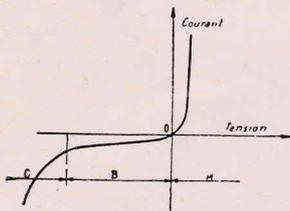


FIG. 7

de la tension. Trois régimes peuvent être distingués.

A. — Caractéristique directe :

C'est la partie presque verticale. Le courant croît très rapidement, la résistance directe est faible, ce qui se traduit par un rendement élevé.

La résistance directe n'étant toutefois pas nulle, il y a dissipation d'énergie et élévation de température. Cela oblige à s'interdire de dépasser une certaine valeur de courant de crête ou de courant redressé.

Le courant de crête peut toutefois être dépassé s'il ne se produit que pendant un temps très court (0,1 s) au moment de la mise sous tension d'un montage avec filtrage à charge capacitive en tête. C'est ce que les notices désignent sous le nom de **limite de courant de surcharge instantanée**.

De bonnes précautions contre le dépassement des limites consistent à monter en tête une résistance ou une self-induction.

B. — Caractéristique inverse :

Dans ce genre de diodes, contrairement aux cas des diodes à vide ou à gaz, le courant inverse n'est pas négligeable. Il croît lentement avec la tension et croît rapidement avec la température. Il y a, par conséquent, à nouveau dissipation d'énergie (Effet Joule).

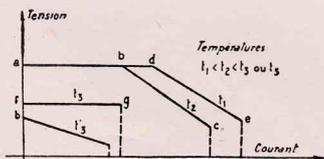


FIG. 8

Pour des raisons basées sur l'élévation de température, il convient de limiter la tension inverse à une valeur indiquée par le fabricant en fonction de la température et du courant redressé.

Sur la figure 8 un point figuratif sur le diagramme définit une tension de crête et un courant redressé (et par suite les tensions et courants qui leur sont proportionnels). Ce point doit obligatoirement se placer en dessous des lignes droites ou brisées tracées sur le diagramme.

Aux faibles débits, les pertes en direct sont négligeables. Si la température ambiante est inférieure à 55°C, les pertes en inverse sont également négligeables. La seule restriction d'emploi est de ne pas dépasser la tension de claquage,

quel que soit le débit. C'est ce qui explique les paliers ab ou ad.

Lorsque le débit atteint une certaine valeur, définie par l'abscisse point b, les pertes en direct produisent un échauffement appréciable. Pour éviter l'échauffement cumulatif, il est nécessaire de réduire les pertes en inverse en diminuant la tension de crête, d'autant plus que le débit est plus grand. C'est ce qui justifie les droites inclinées vers le bas telles que bc.

Si la température ambiante est plus faible, l'élévation de température nécessaire pour déclencher l'effet cumulatif est plus grande. Le palier horizontal se prolonge plus loin, jusqu'en d. Au-delà de d, les courants admissibles sont plus élevés pour une même tension que précédemment ; d'où le segment de, entièrement situé à droite de bc.

Si la température ambiante est très élevée, les pertes en inverse ne sont pas négligeables, car le courant inverse est élevé. Une tension inverse inférieure à la tension de claquage suffit à provoquer un échauffement cumulatif. Telle est l'explication des segments de droite fg ou hi situés au-dessous des paliers ac ou ad. Suivant que les pertes en direct sont négligeables ou non, la droite est horizontale (fg) ou inclinée vers le bas (hi).

Il est déconseillé d'augmenter le débit au-delà des valeurs indiquées par les abscisses des points c, g, e ou i.

Les pertes en direct augmentant rapidement, la tension inverse doit être fortement réduite, la tension redressée devient faible et le rendement médiocre. La limite de courant direct est indiquée par les traits verticaux pointillés. Si, compte tenu de cette limite, le débit fourni par un élément est insuffisant, il est plus avisé d'utiliser un redresseur de plus grande capacité.

ASSOCIATION DES ELEMENTS

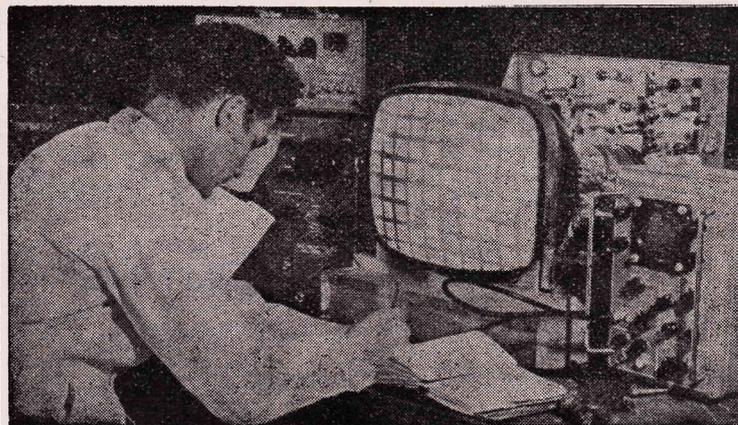
On ne conseille pas la mise en parallèle, mais la mise en série est possible si les courants inverses ne sont pas trop différents.

S'il s'agit de redresser des tensions élevées, il est recommandé d'alimenter les divers éléments par des enroulements de transformateur séparés, et d'effectuer la mise en série des tensions continues redressées. La tension inverse maximum appliquée à chaque redresseur est alors parfaitement fixée, et ne risque donc pas d'atteindre des valeurs exagérées.

Voici, pour terminer l'exposé rapide des caractéristiques d'emploi des redresseurs au germanium, quelques conseils sur les précautions à prendre lorsqu'on monte ces éléments sur un châssis TV ou autre, d'importance analogue au point de vue consommation, encombrement et dissipation de chaleur.

D'une manière générale, on aura toujours avantage à placer les diodes et les redresseurs aux emplacements où la température ambiante est plus basse. La ventilation

LA SEULE ÉCOLE D'ÉLECTRONIQUE qui vous offre toutes ces garanties pour votre avenir



CHAQUE ANNÉE

2.000 ÉLÈVES SUIVENT NOS COURS DU JOUR

800 ÉLÈVES SUIVENT NOS COURS DU SOIR

4.000 ÉLÈVES SUIVENT RÉGULIÈREMENT NOS

COURS PAR CORRESPONDANCE Comportant un stage final de 1 à 3 mois dans nos Laboratoires.

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES par notre " Bureau de Placement " sous le contrôle du Ministère du Travail (5 fois plus d'offres d'emplois que d'élèves disponibles).

L'école occupe la première place aux examens officiels (Session de Paris)
 ● du brevet d'électronicien
 ● d'officiers radio Marine Marchande

Commissariat à l'Énergie Atomique
 Minist. de l'Intérieur (Télécommunications)
 Compagnie AIR FRANCE
 Compagnie FSE THOMSON-HOUSTON
 Compagnie Générale de Géophysique
 Les Expéditions Polaires Françaises
 Ministère des F. A. (MARINE)
 PHILIPS, etc...

...nous confient des élèves et recherchent nos techniciens.

DEMANDEZ LE GUIDE DES CARRIÈRES N° 08 H.P. (envoi gratuit)

ÉCOLE CENTRALE DE TSF ET D'ÉLECTRONIQUE

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2° - CEN 78-87

par air forcé, lorsqu'elle est possible, permet une augmentation sensible du débit admissible. Des fusibles bien calibrés à coupure rapide assurent à peu de frais une protection efficace contre les courts-circuits ou les surtensions accidentels. Si l'on prend cette précaution, il faut naturellement veiller à ce que le débit ne dépasse jamais la valeur de régime, notamment au moment de la mise sous tension. Elle n'est évidemment pas applicable aux montages simples, fréquemment utilisés, comportant un filtre à capacité en tête, puisque le courant débité est très élevé au moment de la mise sous tension, à moins que celle-ci ne soit très progressive.

Dans certains montages, où une forte énergie magnétique se trouve emmagasinée dans des inductances, certaines surtensions peuvent se produire, lors des variations rapides, des conditions de fonctionnement. Ces surtensions peuvent être très brèves et par suite difficilement observables. Elles sont néanmoins susceptibles de détériorer, parfois irréremédiablement, la diode ou le redresseur.

L'expérience montre qu'un redresseur correctement utilisé a une très longue durée de vie.

Passons maintenant, après ces généralités qu'il fallait connaître, aux applications pratiques.

MONTAGES A DIODES AU GERMANIUM

En premier lieu, lorsqu'on passe d'un montage à tube redresseur à vide au montage homologue à diode semi-conductrice, il convient de disposer une résistance de protection entre le secteur et la diode ou le condensateur qui est relié à celle-ci.

On trouvera cette résistance dans de nombreux schémas d'application.

DOUBLEUR A REDRESSEMENT D'UNE ALTERNANCE

Dans ce montage (voir figure 9), on emploie deux diodes à jonction au germanium du type 1 N 158. La résistance R est de 4,7 Ω au minimum, source comprise, ce qui signifie que l'on peut adopter cette valeur en toute sécurité. Les condensateurs sont des électrochimiques ou électrolytiques : C₁ = 250 μF 200 V service et C₂ = 125 μF 350 V service.

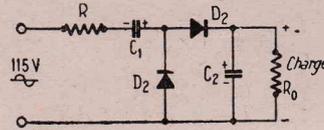


FIG. 9

La charge est représentée par la résistance R₀ dont la valeur équivalente est E₀/I₀. On peut lire ces valeurs sur la courbe I de la figure 10 ordonnée de gauche pour E₀. Ainsi, pour un courant débité de 200 mA, la tension est de 320 V environ, ce qui correspond à :

$$R_0 = \frac{320\,000}{200} = 1\,600\ \Omega$$

Il est évident que la tension utilisable est plus faible que E₀, car il faut tenir compte de la résistance des éléments de filtrage.

Si ceux-ci présentent une résistance de 200 Ω par exemple, la réduction de tension est 200. 200/1 000 = 40 V et la HT disponible est 320 - 40 = 280 V.

La polarité de la tension redressée est positive au point commun de C₁ et D₂. Les polarités des condensateurs sont indiquées sur les schémas.

On remarquera la très faible chute de tension lorsque le courant débité augmente. Ainsi, on peut obtenir 550 mA sous 290 V et 350 mA sous 310 V.

Les températures correspondantes sont 25°C et 55°C.

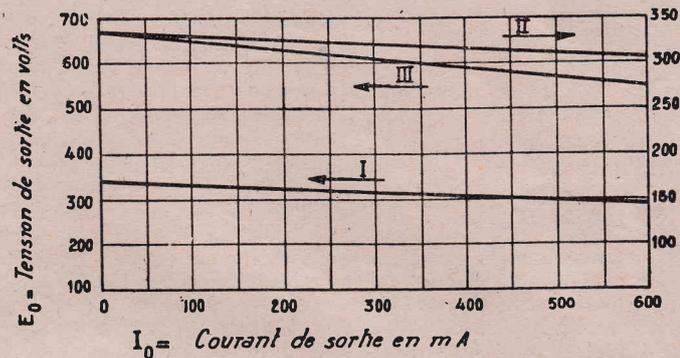


FIG. 10

Le rendement est de 95 % au minimum et la tension de ronflement à pleine charge de 3 % environ.

Une des particularités de ce montage est le point commun entre le HT et une borne de la source de courant alternatif.

DOUBLEUR REDRESSANT DEUX ALTERNANCES

Son schéma est donné par la figure 11.

La tension redressée en fonction du courant débité est indiquée en ordonnées (à droite) courbe II, figure 10.

Cette courbe montre que l'on peut obtenir 550 mA sous 310 V (température de 25°C) et 350 mA sous 315 V à 55°C.

La tension de ronflement à pleine

charge est de 1 % et le rendement de 95 %.

Les valeurs des éléments sont C₁ = C₂ = 350 μF 200 V service R = 4,2 Ω minimum y compris la résistance de la source D₁ = 1 N 158.

Le doubleur présente l'avantage de donner lieu à une faible tension de ronflement et à une faible chute de tension interne, ce qui constitue

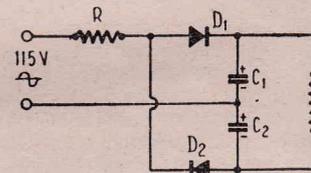


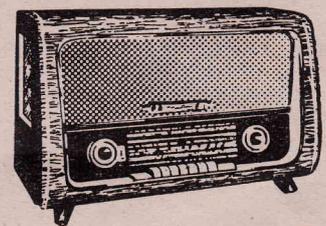
FIG. 11

une sorte de régulation. De plus, les condensateurs de filtrage nécessitent que 200 V de tension service, bien que la tension redressée puisse atteindre 320 V à pleine charge.

L'inconvénient est qu'il n'y a pas de point commun entre la source et l'utilisation.

REI

POSTES RADIO
DE REPUTATION
MONDIALE



« **POTSDAM** » M.A. - M.F. - 6/9 circuits, superhétérodyne - PO-GO - modulation de fréquence, production de VEB-STERN-RADIO-BERLIN.

« **SEKRETAR** » Un petit super de VEB - STERN - RADIO - SONNEBERG - MF 9 - MA 6 - PO-GO - Modulation de fréquence - Poids : 8,5 kg.

« **ONYX** » Le super moyen - 6/9 MA - MF de VEB-STERN-RADIO-STASSFURT avec une modulation de fréquence particulièrement sensible et une reproduction de haute fidélité.

HEIM-ELECTRIC DEUTSCHE EXPORT-UND IMPORT GESELLSCHAFT-MBH, BERLIN C 2-LIEBKNECHTSTRASSE 14, REPUBLIQUE DEMOCRATIQUE ALLEMANDE

Adressez-vous à notre Agent Général : SOCIETE ROYAL CONFORT, 10, RUE DU COLONEL DRIANT, PARIS (1^{er})

ou à la DELEGATION DE LA CHAMBRE DU COMMERCE EXTERIEUR DE LA REPUBLIQUE DEMOCRATIQUE ALLEMANDE, 122, r. La Boétie, PARIS-8^e - Ely. 48-13

PRÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

pour reproduction stéréophonique

DANS un système de reproduction stéréophonique, les éléments les plus critiques sont la tête reproductrice et le préamplificateur. Même en utilisant les meilleurs types d'amplificateurs et de haut-parleurs, on ne peut obtenir une complète fidélité stéréophonique si ces deux éléments ne possèdent pas les meilleures caractéristiques. Si une tête stéréophonique est, par définition, capable de reproduire avec une haute fidélité la totalité du spectre basse fréquence, il n'en est pas de même du préamplificateur.

Celui que nous décrivons ici présente les caractéristiques optimales pour les têtes stéréophoniques magnétiques. Ces dernières ont un niveau de sortie assez bas, de l'ordre de 1 à 10 mV. A 60 c/s, l'égalisation RIAA exige un renforcement des basses fréquences de 16 dB.

Ce renforcement, étant donné le faible niveau de sortie, peut facilement introduire dans le préamplificateur un ronflement parasite, à moins que l'on s'efforce de remédier à cet inconvénient en isolant complètement le préamplificateur des champs dus aux courants alternatifs, grâce à une source d'alimentation en courant continu très fortement filtrée, ou bien en éliminant les lampes et en employant des transistors.

Si R_L est grand, la pointe de résonance correspondante sera grande également. Si cette pointe, à cause de la forte capacité du câble et du préamplificateur, tombe dans la bande audible, il faut, dans ce cas, la rendre aussi petite que possible, en employant une faible valeur de R_L , afin de maintenir la réponse plate. En conclusion, on doit avoir une valeur de R_L , ainsi que celle de la capacité du câble et du préamplificateur, aussi basses que possible.

La fig. 1 a représente le circuit équivalent d'une tête magnétique, du câble de liaison au préamplificateur et de la charge du préamplificateur. Pour les fréquences au-dessous de la résonance de la tête, on peut négliger les capacités en parallèle, ce qui nous ramène au circuit équivalent de la fig. 1 b. Ce circuit est essentiellement un filtre passe-bas RL, dont la courbe de réponse à $f = (R_C + R_L) / 2\pi L_C$ tombe au-dessous de 3 dB. (Dans la discussion suivante, lorsque nous nous référons au « point 3 dB », c'est à cette condition que nous nous reporterons.) Pour éviter une chute de la courbe de réponse dans la bande basse fréquence, cette fréquence doit être supérieure à la fréquence la plus élevée que l'on désire reproduire. La somme $(R_C + R_L)$ doit être ainsi supérieure à $2\pi L_C$. Etant donné que la valeur de R_C , généralement basse, est fixée par le choix de la tête, c'est le facteur R_L qui doit être très grand.

Une valeur élevée de R_L peut cependant causer, dans le préamplificateur, un bruit de fond thermique excessif déterminé dans cette résistance par l'agitation thermique. On rencontre ainsi une anomalie évidente: pour ressentir en effet, le minimum d'effet du filtre passe-bas, il est nécessaire que la valeur de R_L soit grande, tandis que pour avoir le minimum de bruit il est au contraire nécessaire que la valeur de R_L soit petite. Considérons le circuit équivalent résonnant aux hautes fréquences de la figure 1 c, dont le point de résonance est indiqué sur le diagramme.

toutes les têtes le rendement minimum. Si la capacité du câble et du préamplificateur peut être réduite à 1 ou 2 pF seulement, la résonance de la tête tombera bien au-dessous du spectre audible et comme ce point de résonance ne sera pas tendue, R_L peut avoir une valeur élevée.

Toutefois, afin de rendre minimum le bruit thermique, R_L doit être petite. La fig. 2 a montre comment cette condition est obtenue. Le transistor V_1 est monté avec une résistance R en série avec l'émetteur ce qui correspond, avec un montage équivalent à lampe, à une sortie de cathode. Si l'« émetteur-follower » a un gain en courant alternatif de 0,9, la tension de sortie en c. a. (E_0) aux bornes de R est de 0,9 E_i , E_i étant la tension d'entrée. Si l'entrée et la sortie sont reliées à une impédance Z , on aura alors $E_i = IZ + 0,9 IZ$ soit $0,1 E_i = IZ$. L'impédance d'entrée aux bornes 1 et 2 est ainsi $I = 10 Z$. Ceci montre que l'impédance effective aux bornes 1 et 2 est dix fois supérieure à l'impédance réelle Z . Si Z est une résistance, à travers les bornes 1 et 2 on aura alors dix fois cette résistance; si Z est une capacité, on aura également dix fois cette valeur. Si le gain de l'« émetteur-follower » est 0,99 au lieu de 0,9, on aura alors à l'entrée 100 fois Z .

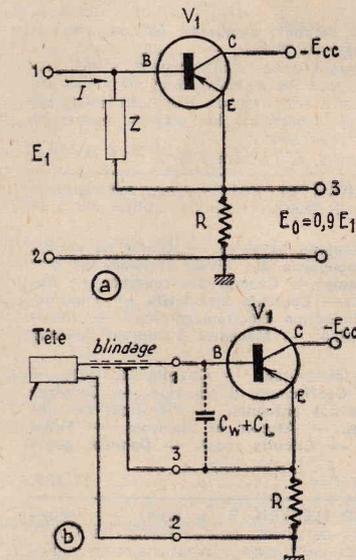


FIG. 2

Pour remédier à ces inconvénients, de nombreux fabricants de têtes recommandent pour R_L une valeur de compromis. Heureusement, il existe une solution à cette anomalie, qui permet d'obtenir de

exactement le but recherché: en effet, la capacité effective est grandement réduite et la résistance effective grandement augmentée pour obtenir une résistance ohmique faible valeur.

La sortie d'émetteur a, comme une sortie de cathode, une faible impédance; pour cette raison, le point 3 de la fig. 2 a, est voisin

de la sortie de cathode, une faible impédance; pour cette raison, le point 3 de la fig. 2 a, est voisin

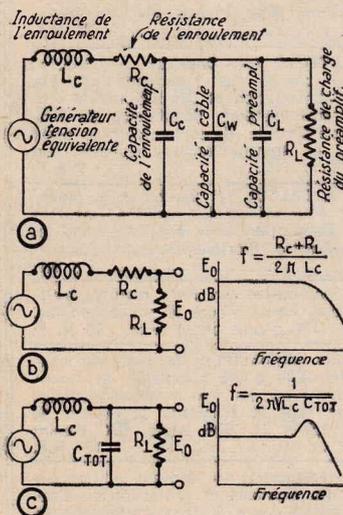


FIG. 1

La seconde solution est préférable, du fait qu'en dehors de la suppression du ronflement, on évite en même temps toute la chaîne de filtrage et de stabilisation. Pour toutes ces raisons, nous avons choisi un circuit à transistors.

Pour avoir une fréquence de réponse aussi large et aussi linéaire que possible, il est nécessaire, en premier lieu, que les impédances de la tête et du préamplificateur soient judicieusement adaptées. Cepen-

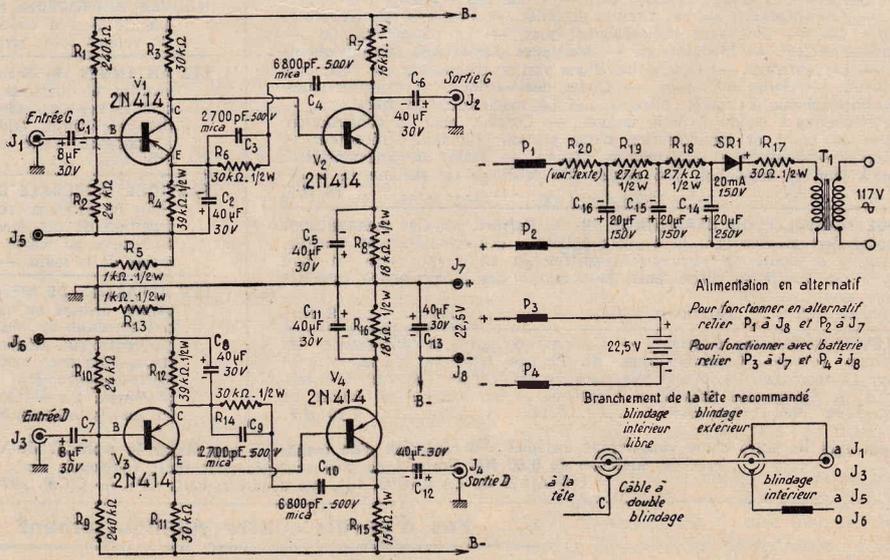


FIG. 3

potentiel de terre. Ceci permet de relier l'écran du câble de la tête à la borne 3, insérant pratiquement la capacité du câble entre l'entrée et la sortie de l'« émetteur-follower » produisant ainsi une diminution de la capacité effective du câble. Avec un gain d'« émetteur-follower » de 0,99, une capacité de câble de 100 pF est réduite à une valeur négligeable de 1 pF. Naturellement la sortie de la tête doit toujours être reliée aux bornes 1 et 2, ce qui exige un troisième fil de terre. Ce troisième fil devrait, de préférence, constituer un second écran enroulé autour du câble, mais ce peut être un fil non blindé, comme on le voit à la fig. 2 b.

La fig. 3 représente le schéma de principe du préamplificateur complet. Seul le canal de gauche est représenté puisque les deux canaux sont rigoureusement identiques. Il faut tout d'abord remarquer que le transistor VI d'entrée est monté comme dans un amplificateur à émetteur commun de type conventionnel, et non en « émetteur-follower » suivant la discussion précédente. Toutefois, comme on le voit, la tension aux bornes de la résistance R_2 , non découplée, est en réalité une fraction de la tension d'entrée au moins aussi grande qu'avec ce montage. Le transistor V_1 , avec émetteur commun, a un gain d'environ 20 dB, ce qui veut dire qu'aux bornes de la résistance de charge R_3 , de 30 000 Ω , du collecteur, on aura une tension égale à 10 fois la tension d'entrée. Puisque, à travers la résistance d'émetteur R_5 de 1 000 Ω , circule le même courant alternatif, la tension aux bornes de la résistance de collecteur (1 000/30 000), c'est-à-dire un tiers de la tension d'entrée. L'impédance est donc multipliée par 1,5, facteur peu important. La contre-réaction porte ensuite l'impédance à une valeur plus élevée. La chaîne de contre-réaction, $C_4 - R_6 - C_3$, qui relie le collecteur de V_2 à l'émetteur de V_1 remplit deux fonctions. En premier lieu, elle impose au préamplificateur une égalisation selon la courbe RIAA. En second lieu, elle reporte sur R_5 , avec la phase appropriée, une partie du signal de sortie, de manière que la tension aux bornes de R_5 soit approximativement égale au signal d'entrée. En définitive, on obtient un facteur de multiplication de l'impédance égal à 80, ce qui rend la capacité peu élevée et permet l'utilisation d'une résistance de charge petite, réduisant ainsi le bruit thermique au minimum. La résistance de charge est composée de R_1 et R_2 en parallèle (environ 18 000 Ω) qui fournissent la polarisation à V_1 . Aux basses fréquences, la réactance du condensateur de contre-réaction C_4 est grande; la réaction négative est en conséquence petite, ainsi, par suite, que le facteur de multiplication d'impédance (environ 1,5). Heureusement, il est seulement nécessaire d'avoir une forte résistance de charge sur les fréquences élevées de la gamme, c'est-à-dire lorsque l'effet du filtre passe-bas se fait sentir.

En pratique, il est avantageux d'avoir une impédance plus basse

aux fréquences plus basses, étant donné que l'impédance même du préamplificateur est basse, afin de rendre minimum le ronflement et le bruissement du pick-up.

Si les deux amplificateurs présentent dans la bande audible un déphasage même négligeable, on obtiendra, entre les deux canaux, une erreur de phase qui provoquera une

de fournir l'égalisation RIAA. Tout ceci est excellemment assuré par la présente description.

RENDEMENT

Les expériences suivantes ont été effectuées pour évaluer les caractéristiques du préamplificateur. En premier lieu, on a shunté le condensateur de contre-réaction C_4 avec un condensateur de capacité élevée (40 μ F) et on a déconnecté le condensateur C_3 . Par ce procédé, on introduit une contre-réaction constante sur toute la bande audible, et on peut vérifier si la réponse du préamplificateur est plate en elle-même, sans prendre en considération la caractéristique RIAA. Dans ces conditions, on a une courbe de réponse plate jusqu'à 340 kc/s. Ceci permet d'apprécier quels sont les effets du filtre passe-bas aux fréquences élevées et ceux dus à la résonance de la tête.

La fig. 5 montre dans quelles conditions l'expérience a été conduite. On a remplacé la tête par un circuit équivalent relié au préamplificateur avec un câble de 500 pF. On a ainsi relevé la courbe de réponse du préamplificateur. Avec les valeurs d'inductance de la tête (L_c) très élevée, les effets du filtre passe-bas et de la résonance de la tête sont très sensibles. Pour ces essais, on a pris en considération l'inductance la plus élevée (500 mH) présentée par la tête type GC5 de la General Electric. Cette tête a une capacité répartie d'enroulement (C_c) de 50 pF qui place la résonance de la tête à la fréquence de 30 kc/s. Pour aggraver les conditions de contrôle, on a remplacé la valeur de 50 pF par 100 pF, portant ainsi la pointe de résonance à 13 500 c/s. Même avec cette valeur de capacité plus élevée, la réponse est plate jusqu'à 17 000 c/s et s'élève de seulement 3,7 dB à la fréquence de résonance. Avec la valeur effective de 50 pF, les effets de résonance tombent complètement en dehors de la bande audible.

En supprimant la capacité C_c , il est possible d'évaluer les effets du filtre passe-bas. L'inductance de 500 mH provoque dans le préamplificateur un point d'atténuation 3 dB. La résonance à 95 kc/s, visible à la fig. 5 est due à la capacité du câble portée par le préamplificateur de 500 pF à 5 pF environ.

La fig. 6 montre la courbe RIAA du préamplificateur. Cette courbe suit, à moins de 1 dB, la caractéristique typique RIAA. Avec l'égalisation, le rapport signal/bruit est de 70 dB et la distorsion totale est inférieure à 0,7 % en comprenant, dans ce pourcentage, aussi bien la distorsion harmonique que celle par intermodulation.

REALISATION

La construction du préamplificateur est faible et ne présente aucun point critique. Le câblage sera aussi court que possible; il est essentiel ensuite de réaliser l'ensem-

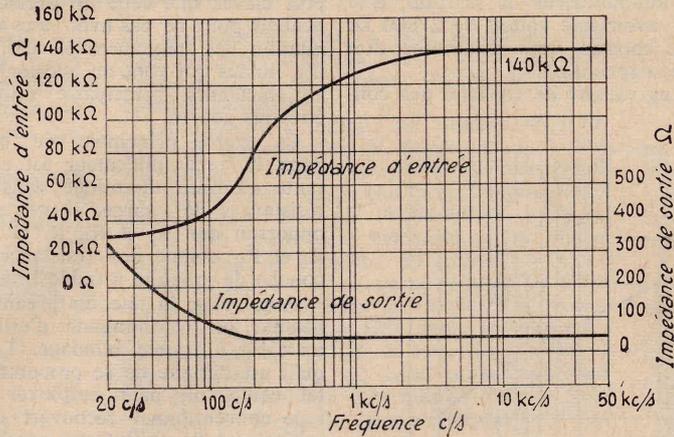


FIG. 4

La fig. 4 représente la variation, réellement mesurée, de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

Aux basses fréquences, l'impédance d'entrée est de 140 000 Ω , avec un facteur de multiplication ainsi égal à 80.

La fig. 4 illustre une autre caractéristique importante du circuit de contre-réaction d'égalisation, c'est-à-dire la diminution de l'impédance de sortie du préamplificateur. Aux hautes fréquences, la valeur de cette impédance est basse (60 Ω): ceci permet l'utilisation d'un câble de liaison blindé avec les amplificateurs de puissance, de longueur assez importante, sans

perte grave de l'effet stéréophonique. La bonne stabilité du préamplificateur est démontrée par le fait que l'on obtient une perte de gain inférieure à 1 dB, pour des variations de température comprise entre 0 et 85° C.

Les transistors choisis sont du type Raythéon 2N414 à cause de leur large bande de fréquence et de leur faible bruit. Pour maintenir un prix de revient peu élevé, le gain de l'amplificateur n'a pas été très poussé; aussi est-il adapté aux têtes magnétiques à niveau moyen ou élevé, mais il est insuffisant pour des têtes à faible niveau de sortie. Si on désire utiliser ces dernières, il est nécessaire d'augmenter le

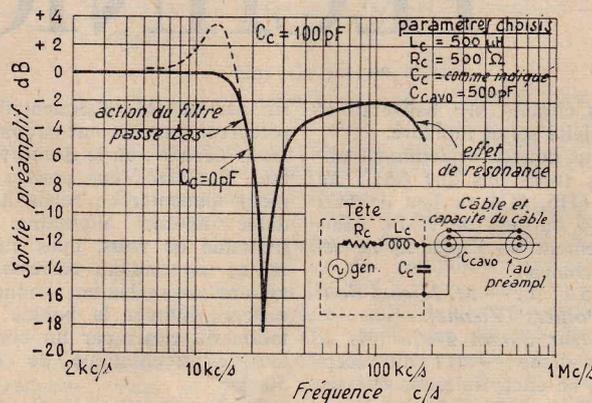


FIG. 5

avoir une atténuation aux hautes fréquences.

Le préamplificateur est composé de deux étages avec émetteur commun à couplage direct, afin d'avoir une plus grande stabilité par rapport aux variations des paramètres des transistors, avec la variation de la polarisation ou de la température. Au maintien de la stabilité concourt également la contre-réaction, en courant continu, obtenue au moyen des résistances d'émetteur découplés R_4 et R_5 . Ce préamplificateur, en plus de sa stabilité présente une réponse extrêmement large. Sans l'égalisation de contre-réaction, la courbe de réponse s'abaisse de 1 dB à 9 et à 340 000 c/s.

gaia en utilisant un amplificateur supplémentaire, disposé avant le préamplificateur principal.

La fig. 7 représente le schéma d'un amplificateur de tension (booster) à transistors approprié pour les têtes à faible niveau de sortie.

Naturellement, il est inutile d'adopter cet amplificateur additionnel quand on adopte des têtes à haut ou moyen niveau.

Toujours pour des raisons d'économie, on n'a pas prévu de contrôleur de tonalité et de volume. En pratique, ces contrôleurs ne sont pas disposés sur le préamplificateur, mais sur l'amplificateur principal. Le rôle essentiel du préamplificateur consiste à recevoir de la tête le rendement stéréo maximum et

ble dans un boîtier métallique, afin d'éliminer le plus possible les effets fastidieux de ronflement dus aux champs extérieurs.

Le préamplificateur peut être alimenté par batterie ou bien à partir du secteur. Pour avoir un ronflement plus faible, il est préférable d'utiliser une batterie. La tension d'alimentation est de 22,5 V et la

sède un rapport signal/ronflement supérieur à 70 dB. La valeur de la résistance R20 varie avec l'utilisation d'un « booster » alimenté à partir de ce redresseur. Sans booster (amplificateur de tension), R20 doit avoir une valeur de 27000 Ω; avec booster, cette résistance doit être supprimée.

Les valeurs de capacité des con-

être réalisé comme partie intégrante du préamplificateur ou bien sur un châssis à part. Etant donné que l'impédance de sortie de cet amplificateur est considérablement plus élevée que celle du préamplificateur pour ne pas avoir une atténuation des fréquences élevées, les fils blindés qui vont du booster aux amplificateurs principaux doivent être très courts.

La source principale de bruit dans le préamplificateur est inhérente au bruit thermique dans les résistances de charge. Il est ainsi opportun que R₁ et R₂, R₃ et R₁₀, R₃ et R₁₇ soient des résistances à couche de graphite à faible bruit.

Pour relier la tête au préamplificateur, on recommande d'utiliser un câble à double blindage. Lorsqu'il est difficile de se procurer un tel câble, on peut employer un type conventionnel recouvert d'un revêtement de cuivre que constitue de cette façon, le second écran.

Des capacités de câble s'élevant jusqu'à 500 pF peuvent être tolérées sans diminuer les qualités de l'ensemble.

Le préamplificateur n'a pas besoin d'une mise au point particulièrement de manière à porter l'égalisation pourra retoucher quelques éléments RIAA en parfaite coïncidence avec la courbe standard RIAA. Il

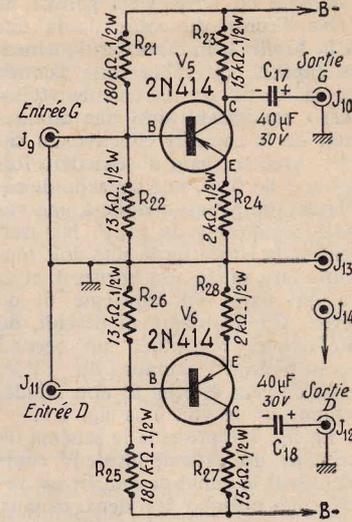


Fig. 7

faut cependant noter qu'avec les valeurs indiquées sur la figure, on obtient déjà une courbe RIAA qui diffère de 1 dB maximum de la courbe standard.

(D'après « Electronics World » Vol. 62, N° 2 et « Alta Fedelta » n° 4 - 1960)

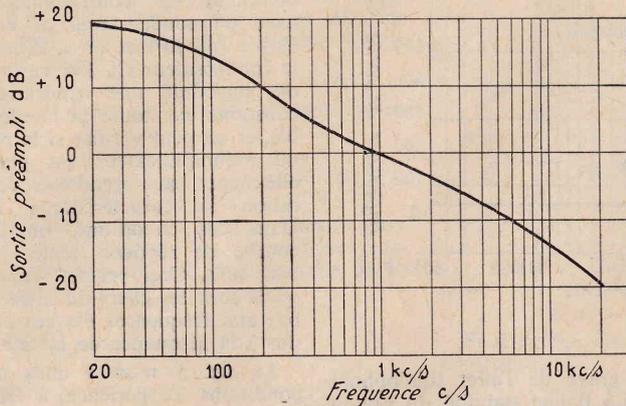


Fig. 6

durée moyenne de la batterie, en exercice continu, est d'environ six mois.

Toutefois, on peut utiliser l'alimentation à partir du secteur alternatif représenté à la fig 3; elle pos-

densateurs électrolytiques ne sont pas critiques; on peut éventuellement employer des condensateurs à capacité plus grande, à tension égale ou supérieure.

L'amplificateur de tension peut

Courrier

TECHNIQUE

RR - 5.16. — M. Patrick Lagache, à Ronchin (Nord).

1° *Emetteur Saram 3/10 - 3/11.* Pour tracer les courbes d'étalement du V.F.O., il vous suffit de vérifier la fréquence d'oscillation à l'aide d'un récepteur correctement réglé et étalonné. Ou encore, appliquez la méthode du battement avec un générateur HF précis (hétérodyne de mesure).

2° *Récepteur Saram 3/10 - 3/11.*

a) Il est certain que la transformation indiquée dans le HP n° 1014 n'est pas possible avec un seul tube; en effet, le tube ECH81 est à cathode unique; il n'est donc pas possible d'utiliser les éléments heptode et triode de façon séparée.

Par contre, la modification dans le sens donné par l'article, est fort possible en utilisant un tube ECF80 ou ECF82: section pentode en amplificateur BF de tension; section triode en BFO.

b) On pourrait conserver les seuls transformateurs à 754 kc/s et commuter en parallèle des condensateurs ajustables convenables pour amener cette fréquence à 625 kc/s pour les bandes de 1 à 4 incluses. Néanmoins, il s'agit d'une commutation difficile à réaliser sans pertes. D'autre part, sur 625 kc/s, le coefficient de surten-

sion des circuits MF baisserait et la sélectivité serait moindre.

c) Vous pouvez évidemment utiliser des tubes tels que 6AL5 au lieu de 6H6, 6C4 au lieu de 6C5 et EM84 au lieu de EM4. Mais le rendement de l'appareil ne sera pas changé.

RR - 5.17/F. — M. Michel Bourrot, à Poitiers (Vienne).

Récepteur Saram 3-10.

1° La ligne — HT du récepteur est, en effet, isolée du châssis. Mais vous pouvez fort bien la relier électriquement et directement au châssis, si vous le désirez. Cela n'a aucune importance dans le cas présent de l'utilisation par l'amateur.

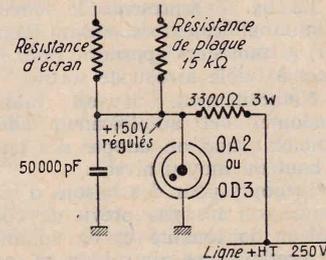


Fig. RR-517

2° Le relais inverseur des canaux MF ne fonctionne que sur courant continu. Vous pouvez l'alimenter en le faisant parcou-

rir par la HT d'alimentation du récepteur (en le court-circuitant, le relais décolle; en le décourt-circuitant, il colle. Vous pouvez également alimenter ce relais à partir d'une tension alternative d'une trentaine de volts, mais en intercalant en série un redresseur miniature au sélénium (mono-alternance); shunter la bobine d'excitation du relais par un condensateur électrochimique de 10 μF 50 V.

3° Il est possible de monter un tube régulateur de tension à gaz pour l'alimentation du tube oscillateur. Vous pouvez utiliser un régulateur type VR150-30, ou OD3, ou encore du type OA2 (stabilisant la tension à 150 volts). Le schéma de cette transformation est représenté sur la figure RR 517. La résistance d'écran du tube oscillateur qui était de 100 kΩ à l'origine, sera réduite alors à 33 kΩ.

RR - 6.01. — M. Henri Pélissier, Le Mans (Sarthe).

1° On peut utiliser les décibels pour exprimer le rapport entre deux tensions. Dans ce cas, le nombre de décibels est égal à 20 fois le logarithme décimal du rapport des tensions.

2° Pour résoudre exactement des problèmes, il ne suffit pas de con-

naître les formules de radioélectricité ou de les consulter sur un quelconque formulaire. Il faut surtout savoir appliquer ces formules à bon escient.

3° « Formulaire d'Electricité Electronique et Radio », de Jean Brun. Voir publicité, par exemple: page 16 de notre numéro 1027.

4° Intensité dans R_{S2} = 10 mA.

Chute de tension dans R₁:
10 kΩ × 10 mA = 100 V
Tension entre B et masse:
200 + 100 = 300 V.

Intensité dans R_{S1} = $\frac{300}{5}$ = 60 mA.

Intensité dans Z = 60 + 10 = 70 mA = 0,07 A.

Chute de tension dans Z:
200 Ω × 0,07 A = 14 V.
Tension entre A et masse:
300 + 14 = 314 V.

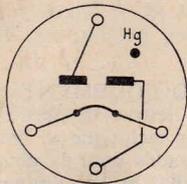
Notez que cette dernière tension n'est pas rigoureusement continue; il serait plus logique parler de *courant ondulé*, le point A étant situé AVANT le système de filtrage.

RR -6.02 - F. — M. Louis Garçon à Manguio (Hérault).

1° Cellule de filtrage pour alimentation basse tension : voyez par exemple, la figure 1 page 30 de notre numéro 1027 (tous les éléments situés à droite des bornes + et - du redresseur).

2° Utilisation, fonctions, rôles, caractéristiques de diodes à cristal... Veuillez consulter un cours de radio (« Cours de Radio Élémentaire » ou « Pratique et Théorie de la T.S.F. »), une telle question sortant du cadre de cette rubrique.

3° Il n'y a absolument aucune



RR-602

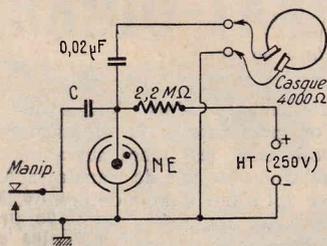
raison et aucune explication possible dans le fait que le déplacement d'un récepteur d'un immeuble à un autre améliore sa musicalité. La présence de la toiture métallique ne peut pas élargir la bande passante MF!

4 Tube 1011 Philips : Il ne s'agit pas d'une valve, mais d'une régulatrice (utilisée sur les chargeurs d'accumulateurs). La valve correspondante est immatriculée 1010. En voici les caractéristiques :

1010 : valve biplaque ; chauffage 1,85 V 3,5 A V_a max = 60 V eff. ; I_a max = 1,5 A ; tension inverse de crête = 450 V ; résistance minimum du transformateur par anode = 15 Ω ; tension d'amorçage par anode = 16 V ; chute de tension interne = 7 V.

Le brochage de cette valve est représenté sur la figure RR - 602.

RR - 6.03 - F. — M. Henri Candelon, Marseille.



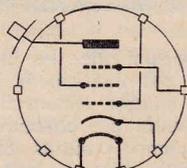
RR-603

1° Sur la figure RR - 603, nous vous donnons le schéma d'un oscillateur BF avec tube au néon NE pour l'apprentissage de la lecture au son et de la manipulation.

Le choix de la capacité du condensateur C (entre 5 000 pF et 0,05 μ F, par exemple) permet de déterminer la fréquence de la note.

2° Comme il est dit dans notre numéro 1000, les blocs RF 24 et 25 « sortent » sur une MF de 8 Mc/s. C'est donc sur cette fréquence que doit être accordé le récepteur normal faisant suite. En conséquence, nous ne pensons pas que votre récepteur à transistors permette l'audition de la bande

8 Mc/s. Et même s'il peut être réglé sur 8 Mc/s, il serait préférable d'utiliser un récepteur à lampes présentant une plus grande sensibilité et un meilleur rendement sur ondes courtes.



PE-05/15

RR-604

RR - 6.04 - F. — M. Jean Lebaecke à Langueux (Côtes-du-Nord).

1° La tension anodique de 1 250 V pour des tubes du type PE-05/15 nous surprend quelque peu. En fait dans la notice des caractéristiques de ce tube, le constructeur indique une tension de plaque maximum de 500 volts.

Nous vous rappelons que cette tension de plaque doit être mesurée entre cathode et anode (et non par rapport à la masse).

2° Caractéristiques du tube PE-05/15 :

Chauffage 12 V 0,37 A (cathode à chauffage indirect). $W_a = 15$ W max.

Classe C télégraphie :

$V_a = 500$ V ; $V_{g1} = -150$ V ; $V_{g2} = 300$ V ; $V_{g3} = 0$ V ; $I_a = 58$ mA ; $I_{g1} = 5$ mA ; $I_{g2} = 15$ mA.

Classe C modulation anode et écran :

$V_a = 500$ V ; $V_{g1} = -240$ V ; $V_{g2} = 275$ V ; $V_{g3} = -40$ V ; $I_a = 20$ mA ; $I_{g1} = 1,5$ mA ; $I_{g2} = 18$ mA.

Classe C modulation par G_2 :

$V_a = 500$ V ; $V_{g1} = -150$ V ; $V_{g2} = 300$ V par l'intermédiaire d'une résistance de 18 k Ω partant du + HT modulé ; $V_{g3} = 0$ V ; $I_a = 40$ mA ; $I_{g1} = 3$ mA ; $I_{g2} = 11$ mA.

Le brochage de ce tube est donné sur la figure RR-604.

Comme vous pouvez en juger, il est possible d'employer deux tubes en push-pull au PA de votre émetteur, tout en restant dans les limites des autorisations attribuées aux amateurs, à condition de respecter les conditions d'utilisation indiquées (les valeurs des intensités sont données pour un seul tube).

3° Les seules tensions de plaque des étages intermédiaires ne signifient pas grand-chose en soi. Il faut tenir compte du système d'alimentation générale employé, et parfois de l'important « freinage » apporté par de fortes polarisations.

RR - 6.05. — M. Maïcha Plu-nau à Alger.

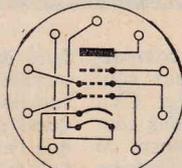
Votre question est trop imprécise pour que nous puissions vous répondre utilement. S'agit-il de BF ou de HF ?

De toutes façons, vous pouvez trouver tous renseignements utiles dans l'ouvrage « Pratique et Théorie de la T.S.F. » 15^e édition, de Paul Berché (Librairie de la Radio,

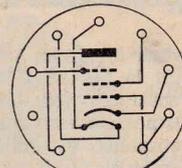
101, rue Réaumur à Paris 2^e).

RR - 6.06. — M. A. Gauthier à Puteaux.

Vous avez le montage d'un étage amplificateur HF avec deux tubes 807 en push-pull à la page 240



6CL6



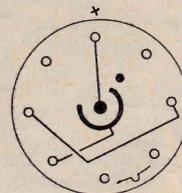
5763

RR-607

de votre livre. Nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

RR - 6.07 - F. — M. J. Le Saout à Morlaix (Finistère) désire connaître les caractéristiques et le brochage des tubes 6CL6 et 5763 équipant un VFO Géloso.

6CL6 : pentode de puissance ; chauffage 6,3 V 0,65 A ; $V_a = 250$ V ; $V_{g1} = -3$ V ; $V_{g2} = 150$ V ; $I_{g2} = 7$ mA ; $I_a = 31$ mA max ; $\rho = 150$ k Ω ; k = 30 ; $W_a = 2,8$ watts.



RR-608

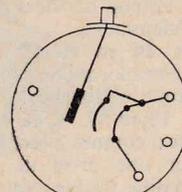
5763 (ou 6417) : pentode de puissance ; chauffage 6,3 V 0,75 A (12,6 V et 0,375 A pour le 6417).

Emploi en amplificateur HF classe C : $V_a = 350$ V ; $V_{g2} = 250$ V ; $V_{g1} = -28,5$ V ; $I_a = 48,5$ mA ; $I_{g2} = 6,2$ mA ; $I_{g1} = 1,6$ mA ; $W_{u\max} = 12$ watts.

Les brochages de ces tubes sont représentés sur la figure RR-607.

RR - 6.08 - F. — M. P. Bellec à Brest (Finistère).

1° Dans l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur » 4^e édition, de Roger A. Raffin (F3AV), vous trouverez toutes indications utiles pour la réalisation des circuits oscillants de votre émetteur (condensateurs variables, construction des bobinages et pour toutes les bandes).



RR-609

2° Tube VR 150-30 : tube régulateur de tension à gaz. Tension minimum d'amorçage = 185 V ; tension de régulation = 150 V ; intensité interne maximum = 30 mA.

Le brochage de ce tube est représenté sur la figure RR - 6.08.

RR - 6.09 - F. — M. Pierre Reval à Romans (Drôme), et plusieurs autres lecteurs nous deman-

dent le brochage et les caractéristiques du tube anglais VU 1.

Il s'agit d'une valve mono-puissance avec immatriculations militaires VU 120 ou CV 1120, et immatriculation civile : SU 2150.

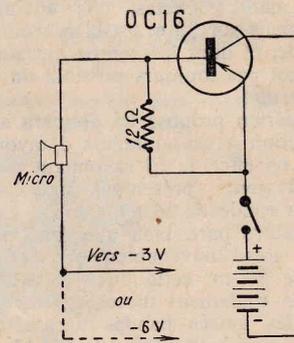
Le brochage est représenté sur la figure RR-6.09 et les caractéristiques en sont les suivantes :

Chauffage 2 V 1,5 A ; V_a max = 5 000 V eff. ; I redressée = 10 mA ; tension inverse maximale = 15 000 V.

J-H - 601 F. — M. Guimier à Lyon nous demande le schéma d'un mégaphone à transistor qui peut être utilisé au cours d'une manifestation nautique.

Le schéma d'un mégaphone équipé d'un seul transistor est représenté à la fig. J-H - 601.

Comme on peut le constater, le transistor amplificateur de puissance est monté en émetteur commun. Le microphone sera du type à charbon. Il sera connecté à la base du transistor (pol +) par une résistance de 12 k Ω — 3 V ou — 6 V. Cette polarisation sera déterminée suivant la sensibilité recherchée compatible avec le minimum de distorsion. La tension sera obtenue avec des piles torches disposées en série. Le haut-parleur sera du type à aimant permanent.



J-H-601

J-H - 505 F. — M. Santra à Toulouse nous demande le schéma d'un générateur d'impulsions équipé d'un transistor de puissance OC 16. La haute tension nécessaire est de l'ordre de 2 000 V.

Le schéma d'un générateur d'impulsions équipé d'un transistor de puissance OC 16 vous est donné à la fig. J-H - 505. Toutefois, un seul OC 16, la tension sera de l'ordre de 1 000 V. Caractéristiques du transformateur :

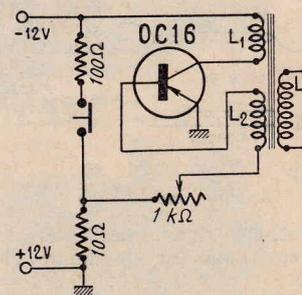


FIG. J-H-505

$L_1 = 80$ tours de cuivre émaillé ; $L_2 = 15$ tours 2/10 ; tension primaire 1 500 tours 15/100.

Le Journal des "OM"

UNE ANTENNE MULTIBANDE

(Simple et peu encombrante)

IL ne s'agit pas d'une nouvelle antenne d'émission, disons plutôt qu'il s'agit d'une antenne **méconnue** ! C'est tout simplement une antenne du type Hertz (ne pas confondre avec l'antenne Conrad-Window) alimentée par une extrémité. L'alimentation se fait « en tension » ou « intensité » selon le mode de vibration de l'aérien, c'est-à-dire selon la bande de fréquences où l'on trafique. L'originalité réside simplement dans l'association d'un tel aérien avec un circuit adapteur dit « matching » placé à la base.

Combien de fois avons-nous entendu dire que tel amateur ne trafique pas sur la bande 80 m car il ne dispose pas de l'emplacement nécessaire pour tendre une antenne convenable ! Certes, une antenne 1/2 onde sur 80 m est bien encombrante, et dans les centres urbains, il n'est pas toujours possible de la construire.

L'aérien proposé ici donnera satisfaction à ces amateurs défavorisés ; en effet, le fil rayonnant **plus sa descente** présentent une longueur totale de 26 mètres.

D'autre part, bien que fonctionnant très convenablement sur la bande 80 m, cette même antenne donne également toute satisfaction sur les autres bandes décimétriques, c'est-à-dire sur 40, 20, 15 et 10 mètres. Nous disons bien « cette même antenne » ; seuls les réglages du circuit-matching à la base sont à retoucher.

avons le circuit matching comportant la bobine L et les deux condensateurs variables CV₁ et CV₂. Le point commun de ces deux condensateurs est relié à la masse de l'émetteur et à une prise de terre (aussi bonne que possible).

L'aérien, par lui-même, est constitué par le fil AB, fil émaillé de 16 à 20/10 de mm de diamètre ; d'autre part, nous avons : AB = 26 mètres.

Le fil AB peut être tout droit ou être coudé à un endroit quelconque (comme le montre la figure) selon la disposition des lieux.

L'extrémité B est fixée à un mât à l'aide d'isolateurs, comme à l'habitude.

A la base de l'antenne, très près du circuit matching, nous intercalons un indicateur d'intensité I ; cela peut être un milliampermètre thermique, un thermo-couple, ou une simple ampoule de 6,3 V. L'intensité maximum à prévoir pour cet indicateur dépend évidemment de la puissance de l'émetteur.

Les condensateurs CV₁ et CV₂ présentent chacun une capacité de 500 pF (en capacité maximum) ; les lames mobiles sont reliées à la masse ; ils sont commandés séparément, chacun par un bon démultiplicateur avec cadran gradué de 0 à 180° par exemple, ceci pour faciliter les repérages des réglages pour chaque bande.

Voici maintenant les caractéristiques des bobinages :

Bande 80 m : L = 14 tours de fil de cuivre de 20/10 de mm de diamètre sur mandrin de stéatite de 75 mm. de diam. (section étoilée) ou sur air ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; bobine de couplage L_c = 3 tours, même fil, diamètre intérieur 80 mm ; bobinés par-dessus L sur le côté opposé au départ de l'antenne.

Bande 40 m : L = 7 tours de fil de cuivre de 20/10 de mm de diamètre sur air, diamètre intérieur 50 mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil ; L_c = 2 tours, même fil ; diamètre intérieur 55 mm ; bobiné par-dessus L comme précédemment.

Bandes 20 m et 15 m : L = 4 tours, comme ci-dessus ; L_c = 1 tour, comme ci-dessus.

Bande 10 m : L = 3 tours ; L_c = 1 tour ; comme précédemment. Réaliser une prise de terre de bonne qualité (faible résistance de terre) avec un fil de liaison de forte section aussi court et direct que possible.

Le circuit-matching de base se règle très exactement comme un circuit Jones ou un circuit Collins. Le réglage correct est obtenu lorsque l'étage final PA de l'émetteur est chargé convenablement (valeur normale de l'intensité anodique) et ce, pour la valeur maximum de tension HF traversant l'indicateur I pour une bande donnée.

En fait, il ne faudra surtout pas

faire de comparaison entre les intensités données par l'indicateur I sur les diverses bandes décimétriques, et il ne faudra pas conclure que l'antenne « pompe » moins sur telle ou telle bande parce que cette intensité est plus faible. Les indications fournies par I sont tout à fait relatives et ne sont valables que pour l'appréciation sur une fréquence donnée ; on ne peut comparer ces indications d'une bande à l'autre, voire d'une extrémité à l'autre sur une même bande ; cela dépend du mode de vibration de l'antenne, donc de l'emplacement du ventre (ou des ventres) d'intensité le long du fil AB.

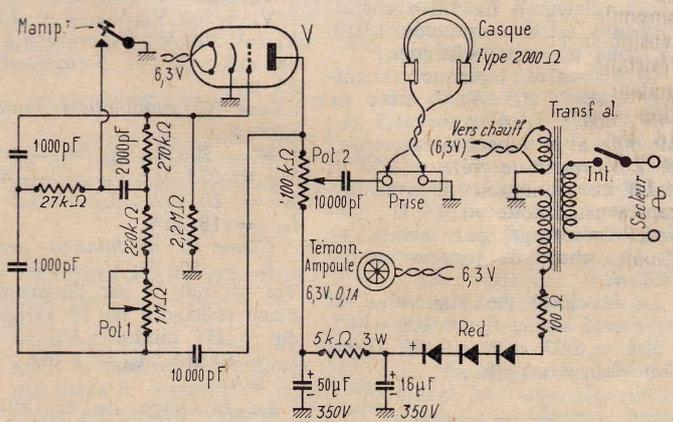
Placer CV₁ en capacité maximum ; puis régler CV₂ de façon à obtenir l'intensité maximum en I ou l'intensité minimum dans le circuit anodique PA. Nous supposons évidemment que le circuit de plaque du PA est déjà réglé correctement par son condensateur variable correspondant (minimum d'intensité anodique).

En retouchant alternativement

OSCILLATEUR POUR L'APPRENTISSAGE DE LA LECTURE AU SON

PERIODIQUEMENT, parmi les lettres de notre « Courrier technique », nous avons des demandes pour la construction d'un oscillateur BF simple permettant l'apprentissage, et l'entraînement à la lecture au son des signaux Morse. En fait, on ne devient bon lecteur et bon manipulateur qu'avec une longue pratique. Il convient donc de s'astreindre à une entraînement régulier avec un camarade, l'un et l'autre étant **tour à tour** lecteur et manipulateur.

Certes, nous avons déjà publié des montages d'oscillateurs BF à transformateur permettant cet en-



Oscillateur de lecture au son

CV₁, puis CV₂, on doit amener le courant anodique du PA à sa valeur normale normale (valeur correspondant au type de lampe utilisée).

Si l'on arrivait vers la capacité minimum de CV₁ en procédant progressivement comme nous l'avons indiqué, sans que l'on ait vu apparaître un maximum de courant d'antenne, il suffit d'augmenter le couplage de la ligne de liaison (rapprocher la bobine de tête de la ligne de la bobine du PA).

Ensuite, on recommence les opérations en repartant avec CV₁ en capacité maximum et en procédant progressivement.

Ceci semble complexe : Il n'en est rien ! C'est long à expliquer, mais le réglage s'effectue rapidement. En prenant la commande de CV₁ dans une main, celle de CV₂ dans l'autre, et avec un peu d'habitude, le réglage correct s'effectue en quelques secondes.

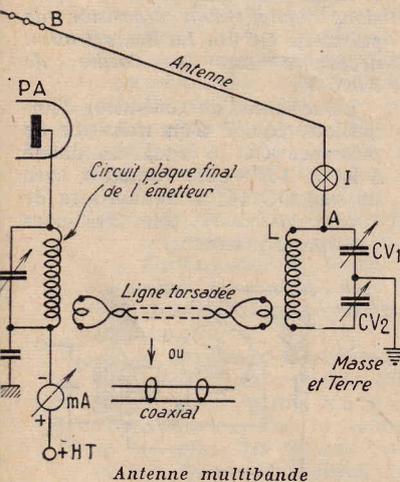
Roger SIMON.

traînement. Mais l'originalité (si l'on peut dire !) du montage proposé dans les lignes suivantes est qu'il n'utilise pas de transformateur BF ; il s'agit d'un montage oscillateur à résistances et capacités, l'ensemble restant extrêmement simple comme l'on peut en juger par l'examen de la figure ci-contre.

Le tube V est une simple triode quelconque choisie parmi les types suivants : 6Q7, 6SQ7, 6AV6, 6AT6, 6C5, 6J5, 6C4, etc...

On peut même utiliser une pentode genre 6J7, 6SJ7, EF80, EF85, EF86, 6AU6, etc..., connectée en pseudo-triode (écran relié à l'anode). On voit que le choix du tube V n'est pas critique, ce qui permet l'utilisation d'une lampe dormant bien souvent au fond d'un tiroir.

Le potentiomètre Pot. 1 (1MΩ linéaire) permet le réglage de la fréquence de la note.



Antenne multibande

Le schéma général de l'ensemble est représenté sur la figure ci-contre.

Partant du circuit anodique final de l'étage PA de l'émetteur, la liaison s'effectue par une ligne torsadée à basse impédance (de longueur quelconque) ou par un câble coaxial type 75 Ω. Ensuite, nous

L'écoute se fait au casque, modèle à haute impédance, type 2 000 à 4 000 Ω de résistance. Le volume sonore s'ajuste par le réglage du potentiomètre Pot. 2 de 100 k Ω (logarithmique).

Le transformateur d'alimentation Tr. Al. est un modèle miniature du genre de ceux utilisés sur certains appareils de mesure tels que voltmètre à lampe ou hétérodyne HF; il comporte un enroulement de chauffage de 6,3 V et un enroulement haute tension de 120 à 250 V eff. (pas critique). Le redressement s'effectue donc en mono-alternance à l'aide d'un redresseur miniature au sélénium Red. type E 125 C 80 de Siemens, ou type similaire; si la tension délivrée par le secondaire du transformateur est de l'ordre de 250 V, il convient évidemment de monter deux redresseurs du type indiqué, en série, afin de pouvoir « tenir » cette tension.

Le primaire du transformateur est calibré pour 110 V ou 220 V, selon la tension du réseau.

Le filtrage haute tension est assuré par une cellule classique en π , résistance et condensateurs.

Sauf indication spéciale sur le schéma, toutes les résistances sont du type 0,5 W.

Pour simplifier davantage encore, on aurait pu prévoir une alimentation du genre « tous courants », sans transformateur. Cependant, nous n'aimons pas beaucoup cela, et nous le déconseillons; en effet, avec une telle alimentation, il y a inévitablement un pôle du secteur au châssis (à la masse). Ce qui risque fort d'amener des secousses peu agréables pour les opérateurs, par l'intermédiaire du casque, surtout par le manipulateur (organe généralement peu protégé, peu isolé). L'ensemble est monté sur un petit châssis, ou dans un coffret quelconque, muni des prises pour le casque et le manipulateur, les deux potentiomètres, l'ampoule témoin et l'interrupteur d'alimentation. Le fini, la présentation, sont laissés au goût de chacun.

Roger SIMON.

FILTRES POUR TV

NOTRE précédent article intitulé « BCI et TVI », publié dans notre numéro 1 025 nous a valu un courrier très volumineux, courrier duquel il ressort que ce sont les TVI qui donnent actuellement le plus de fil à retordre à nos amis amateurs-émetteurs des centres urbains. Avec le développement de la télévision durant ces dernières années, cela se conçoit d'ailleurs fort bien.

Aussi, avons-nous décidé de compléter notre article précédent par la description de quelques filtres destinés à supprimer radicalement toute interférence possible sur les téléviseurs voisins pendant le fonctionnement des émetteurs de trafic amateur.

Bien entendu, avant d'en arriver à la construction d'un filtre, on essaiera tout d'abord de supprimer les interférences par les moyens que nous avons indiqués dans notre numéro 1 025. C'est seulement lorsque toutes les précautions essentielles signalées auront été prises que nous pourrions envisager la construction d'un filtre, s'il en est encore besoin.

Nous allons voir successivement:
a) Un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur pour ondes décamétriques (10, 15, 20, 40 et 80 m);

b) Un filtre destiné à être monté à la sortie d'un émetteur 144 Mc/s;
c) Un filtre destiné à être intercalé à l'entrée d'un téléviseur.

Filtre pour émetteur à ondes décamétriques

Il s'agit évidemment d'un filtre passe-bas. Sa fréquence de coupure

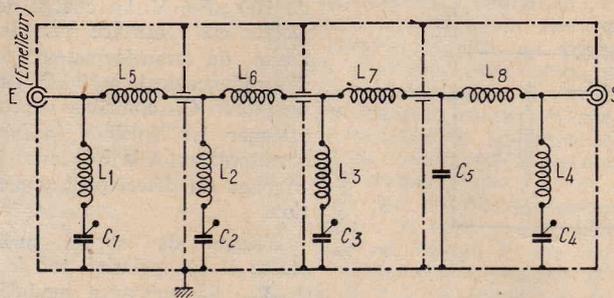


Fig. 1

se situe à 45 Mc/s; à 55 Mc/s, l'atténuation est de - 80 dB à 100 Mc/s, est de - 90 dB et se maintient constante jusqu'à plus de 220 Mc/s. Les harmoniques de rang élevé de l'émetteur sont donc affaiblis de telle façon qu'ils sont pratiquement négligeables dans les canaux réservés à la télévision, et, en tout cas, ne risquent pas de provoquer des interférences.

Ce filtre est prévu pour une impédance de l'ordre de 75 ohms. Son schéma est montré sur la figure 1. Nous l'intercalons dès la sortie de l'émetteur, entre l'émetteur proprement dit et le circuit accordé auxiliaire d'antenne, au milieu du câble coaxial de liaison à 75 Ω , au moyen des fiches coaxiales E et S (E = côté émetteur; S = vers circuit auxiliaire d'antenne).

Car, nous rappelons tout de même que si l'amateur-émetteur provoque des TVI, la plus élémentaire des précautions consiste à ne pas « piquer » l'antenne directement sur la bobine du PA (!), mais à utiliser un circuit auxiliaire de couplage d'antenne.

La liaison entre le circuit PA et le circuit auxiliaire d'antenne se fait par une ligne à basse impédance, généralement une ligne torsadée. C'est cette dernière qu'il faut remplacer par un morceau de câble coaxial de 75 Ω d'impédance caractéristique, dans lequel se trouve intercalé le filtre passe-bas.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 12 mm, fil de cuivre émaillé de 20/10 de mm, espacement entre spires égal au diamètre du fil.

Nous avons :

$L_1 = L_9 = 4 \frac{1}{2}$ tours.

$L_2 = 1 \frac{1}{2}$ tour.

$L_3 = 3/4$ tour.

$L_4 = 5 \frac{1}{2}$ tours.

$L_5 = 6 \frac{1}{2}$ tours.

$L_6 = 7 \frac{1}{2}$ tours.

$L_7 = 6 \frac{1}{2}$ tours.

Les condensateurs C_1 à C_4 inclus sont du type ajustable à air. Ils sont destinés à accorder chaque branche des circuits-série sur les fréquences suivantes :

$L_1 C_1$ sur 55 Mc/s; $L_2 C_2$ sur 70 Mc/s; $L_3 C_3$ sur 85 Mc/s; $L_4 C_4$ sur 55 Mc/s.

Nous avons :

$C_1 = C_4 = 100$ pF (à régler sur 42 pF).

$C_2 = 140$ pF (à régler sur 110 pF).

$C_3 = 140$ pF (à régler sur 120 pF).

Le condensateur C_5 est fixe; sa

Filtre pour émetteur 144 Mc/s

C'est évidemment encore un filtre passe-bas; son schéma est représenté sur la figure 2. Son impédance est de l'ordre de 75 Ω . Il s'intercale donc dès la sortie de l'émetteur, sur le câble coaxial de liaison à l'antenne.

Tous les bobinages sont réalisés sur air, diamètre intérieur 6 mm, en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm.

Nous avons :

$L_1 = L_5 = 3$ tours; largeur de la bobine : 6 mm.

$L_2 = L_4 = 2$ tours; largeur de la bobine : 3 mm.

$L_3 = 5$ tours; largeur de la bobine : 20 mm.

Quant aux condensateurs ajustables à air, nous avons :

$C_1 = C_4 = 25$ pF (à régler sur 11 pF).

$C_2 = C_3 = 50$ pF (à régler sur 38 pF).

Nous indiquons les capacités de réglage à titre indicatif... car sur VHF, c'est une autre histoire! La plus petite différence dans la construction des bobines, la longueur des connexions, les capacités parasites, sont autant de facteurs qui modifient la fréquence de résonance des circuits. Il sera donc prudent de retoucher éventuellement les réglages des condensateurs C_1 , C_2 , C_3 et C_4 , la fréquence de coupure du filtre devant se situer à 160 Mc/s.

La réalisation pratique se fait comme dans le cas précédent : boîtier parallélépipédique cloisonné en trois compartiments égaux; soudures au boîtier, etc... Nous n'insisterons donc pas davantage. Néanmoins, comme l'inductance des connexions intervient fortement sur ces fréquences élevées, nous donnons les dimensions du boîtier : 32 x 32 x 180 mm. Ce qui permet une construction suffisamment

capacité doit être de 134 pF; il est constitué par deux condensateurs en parallèle de 67 pF à mesurer pour obtenir la capacité requise (condensateurs type céramique à forte tension de claquage; valeur normalisée = 68 pF).

L'ensemble du filtre doit être monté dans un blindage parallélépipédique totalement clos et cloisonné en quatre compartiments

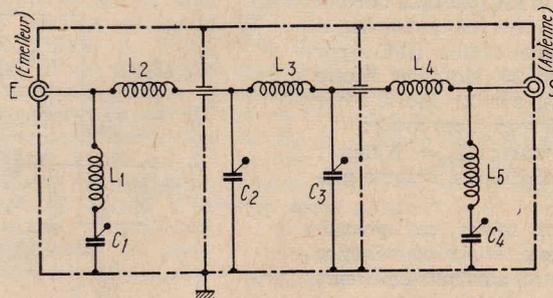


Fig. 2

comme il est représenté en traits mixtes sur la figure 1.

Les liaisons à la masse des différents points des circuits et des parties extérieures des douilles coaxiales E et S se font directement par soudure au boîtier, ce dernier étant relié par ailleurs à la masse et à la terre de l'émetteur. Les plaques de cloisonnement sont également soudées à l'intérieur du boîtier; elles sont percées d'un trou muni d'une perle de stéatite pour le passage de la connexion. Seule une face du boîtier est amovible (fixation par vis parker).

aérée, sans atteindre des longueurs prohibitives pour les connexions.

**

Filtre pour téléviseur

Un filtre peut être placé avantageusement à l'entrée d'un téléviseur lorsque les ondes perturbatrices attaquent directement le canal MF « image » de l'appareil, c'est-à-dire lorsque la fondamentale (cas d'une émission sur 28 Mc/s)

ou les harmoniques de l'émission gênante tombent dans la bande passante MF « image » du récepteur (bande large de 11, 15 Mc/s dans le standard français).

Il s'agit d'un filtre prévu pour l'impédance caractéristique de 75 Ω des câbles coaxiaux d'antenne de télévision ; ce filtre s'intercale à l'entrée « antenne » du téléviseur (E = antenne ; S = vers téléviseur ; voir figure 3). Mais cette fois, il s'agit d'un filtre passe-haut dont nous allons régler la fréquence de coupure vers 30 Mc/s.

Il s'agit d'un filtre simple à deux sections seulement, dont le schéma est représenté sur la figure 3. La réalisation pratique est la même que pour les filtres précédents ; nous n'insisterons donc pas davantage.

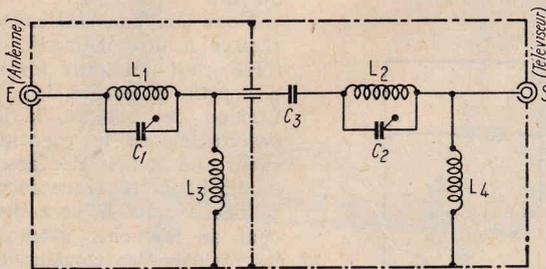


Fig. 3

Nous avons :

$C_1 = C_2 = 150$ pF (condensateur ajustable à air) ;

$C_4 = 22$ pF céramique ;

$L_1 = L_2 = 4$ tours de fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm, bobinés sur air, diamètre intérieur de 12 mm ; écartement entre spires égal au diamètre du fil.

$L_3 = L_4 = 7$ tours, comme précédemment.

Les circuits L_1C_1 et L_2C_2 doivent être accordés sur 28 à 30 Mc/s. d'accorder une cellule (L_1C_1 , par exemple) sur 28 Mc/s, et l'autre cellule (L_2C_2) sur 21 Mc/s. Pour cela, nous devons alors avoir :

$L_3 = 8$ tours ; $L_4 = 9$ tours ; autres caractéristiques, comme précédemment.

Moyennant toutes ces précautions, l'entente et la co-existence pacifique entre amateurs-émetteurs et téléspectateurs doivent être parfaites !

Roger A. RAFFIN.

RECEPTEUR OC A TRANSISTORS POUR LA BANDE DES 10 METRES

Le récepteur à transistors décrit ci-dessous présente l'avantage d'un excellente sensibilité, de l'ordre de 5 μV, et d'un réglage facile. Il est équipé de deux transistors HF et de trois transistors BF, tous deux du type p-n-p.

Le schéma de principe complet est indiqué par la figure 1. Le récepteur comprend un amplificateur haute fréquence 2N248, un détecteur à superréaction 2N309, un driver 2N238 et un push-pull classe B de deux 2N185.

L'amplificateur HF 2N248 est monté en émetteur commun. L'antenne est reliée à une prise du bobinage d'entrée du circuit de base. L'accord n'est pas pointu en raison de l'amortissement provoqué par la résistance d'entrée du transistor. Les résistances R_1 et R_2 constituent un pont diviseur de tension portant la base à la tension négative de polarisation. Le circuit accordé de collecteur est constitué par L_2 et C_4 .

Il n'y a pas de couplage inductif entre les bobinages L_3 et L_2 comme peut le laisser supposer le blindage

type base à la masse avec un réseau RC (R_3 et C_0) assurant le découpage (superréaction). Le condensateur C_{11} entre collecteur et émetteur commande la réaction. Il doit être réglé de façon à obtenir l'oscillation sur la bande entière.

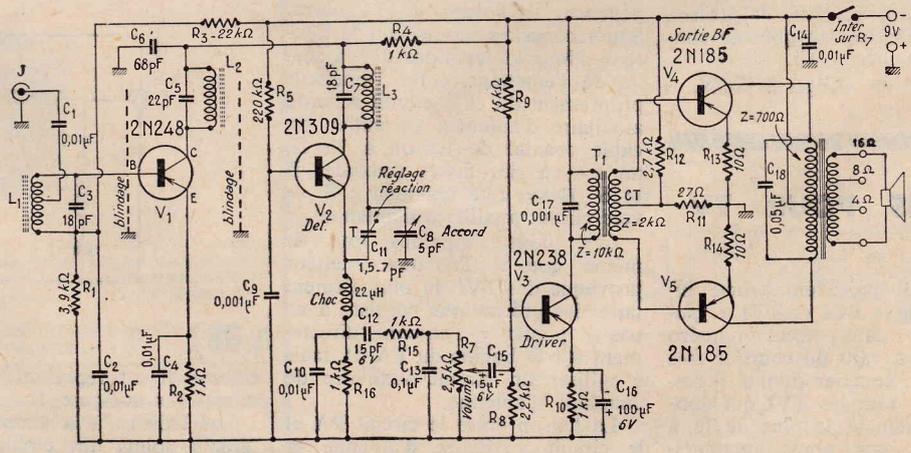
Les tensions BF prélevées sur l'émetteur de l'étage détecteur à superréaction sont appliquées au transistor driver 2N238.

Les signaux BF comprennent une composante correspondant à la fréquence de découpage qui, sans précaution, surchargerait l'étage BF suivant. Un filtre comprenant R_{15} et C_{13} y remédie sans l'opposer au passage de la basse fréquence.

Le point de polarisation de base du 2N308 est constitué par R_5 et R_6 entre le - 9 V et la masse (+ 9 V). La résistance de stabilisation d'émetteur R_{10} , est shuntée par un condensateur de découpage de 100 μF-6 V. La charge de collecteur est constituée par le primaire du transformateur driver, d'impédance égale à 10 kΩ. Le condensateur C_{17} contribue encore à atténuer les tensions indésirables correspondant à la fréquence de découpage du détecteur à superréaction.

L'étage de sortie push-pull classe B est polarisé par le pont R_{12} - R_{11} . Sa puissance modulée est de l'ordre de 250 mW. Cet amplificateur BF peut être bien entendu équipé de transistors plus courants, OC71 et deux OC72 par exemple.

Les commandes d'accord, de réaction et de volume, sont disposées sur le panneau avant du récepteur. Un petit trimmer à air est utilisé pour la commande de réaction.



Récepteur OC à transistors pour la bande des 10 mètres (30 Mc/s).

REGLAGES

Le réglage de ce récepteur est simple. En le mettant sous tension, on doit entendre le sifflement caractéristique du souffle dans le haut-parleur. Si l'on ne l'entend

pas, régler le trimmer contrôlant la réaction.

Appliquer ensuite une tension 28 Mc/s sur l'antenne. Avec C_8 réglé au maximum de capacité (8 pF), régler le noyau de L_2 jusqu'à ce que l'on entende le signal.

En manœuvrant C_8 sur toute la bande, on doit toujours entendre le souffle prouvant le fonctionnement du détecteur à superréaction.

Appliquer un signal de 29 Mc/s et régler C_8 de façon à recevoir ce signal. Ajuster ensuite les noyaux de L_1 et L_2 pour que l'audition soit maximum. L'alignement est alors terminé.

Remarque : en modifiant le réglage du contrôle de réaction, on modifie la fréquence d'accord du détecteur, mais une fois ce réglage effectué, il n'y a plus à le retoucher. L'accord de L_1 est comme indiqué plus haut, assez flou.

VALEUR DES ELEMENTS

R_1 : 3,9 kΩ ; $R_2, R_4, R_6, R_{10}, R_{15}$: 1 kΩ ; R_3 : 22 kΩ ; R_5 : 220 kΩ ; R_7 : potentiomètre 2,5 ou 5 kΩ ; R_8 : 2,2 kΩ ; R_9 : 15 kΩ ; R_{11} : 27 Ω ; R_{12} : 2 700 Ω ; R_{13}, R_{14} : 10 Ω. Toutes les résistances sont de 0,5 W ± 10 %.

$C_3, C_2, C_4, C_{10}, C_{14}$: 0,01 μF céramique ; C_5, C_7 : 18 pF mica ou céramique ; C_6 : 22 pF mica ou céramique ; C_8 : 68 pF mica ou céramique ; C_9 : 5 pF variable à air ; C_{11} : 1 000 pF céramique ; C_{12} : électro-chimiques 15 μF-6 V ; C_{13} : 0,1 μF papier ; C_{16} : électrochimique 100 μF - 6 V ; C_{18} : 0,05 μF céramique.

L_1 comprend 10 spires jointives de fil émaillé 60/100° avec prise à 5 spires sur mandrin à noyau réglable, de 12 mm de diamètre.

L_2 et L_3 comprennent également

10 spires jointives de fil émaillé 60/100° sur mandrin à noyau, de 12 mm de diamètre.

Tous les transistors sont des Texas Instruments.

(D'après Radio-Electronics.)

notre COURRIER TECHNIQUE

J-H - 504 F. — M. Perrin à Paris désire utiliser un tourne-disque et un magnétophone dont la vitesse de rotation dépend du secteur électrique 50 c/s, dans certaines conditions, en l'absence de secteur. Est-il possible de réaliser un convertisseur.

Le schéma de la fig. 504 F répond à votre besoin. Il permet d'obtenir une tension de 110 V à 50 périodes à partir d'une batterie de 24 V. Le premier étage fonctionne en oscillateur à self-capacité. Il est équipé d'un transistor OC 304 (ou OC 71) qui délivre une tension à 50 c/s. La fréquence étant nécessairement très précise, l'alimentation est stabilisée par une diode Zener.

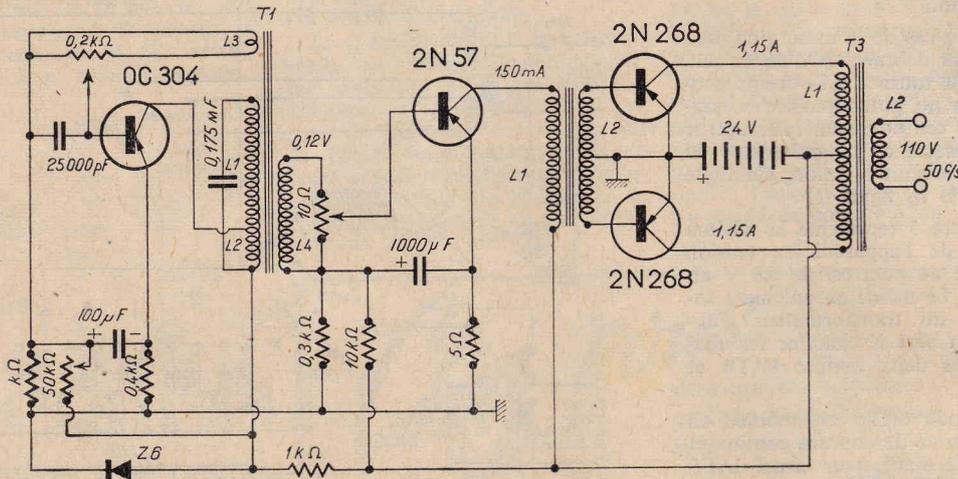


FIG. JH-504.

Le signal obtenu est tout d'abord amplifié par un second étage équipé d'un transistor 2N57, puis appliqué à l'étage symétrique amplificateur de puissance par un transformateur inverseur de phase. Ce dernier étage est équipé de deux transistors de puissance 2N268.

Caractéristiques des transformateurs : $L_1 = 3700$ spires et $L_2, 400$ spires de fil de 0,15 mm de diamètre ; $L_3 = 60$ spires du même fil et $L_4 = 30$ spires de fil de 0,5 mm. T_2 primaire = 900 spires de fil 0,25 de diamètre, T_2 secondaire = 360 spires avec prise médiane. T_3 primaire = 300 spires de fil de 0,8 mm de diamètre avec prise médiane. T_3 secondaire pour 110 V = 750 spires de fil 0,5 mm.

J-H - 501. — M. G. Button à Lyon nous demande différents renseignements au sujet du fonctionnement sur 72 Mc/s, du radiotéléphone portatif décrit dans le numéro 992.

1° Caractéristiques des transformateurs T_1 et T_2 .

2° Caractéristiques de $L_1-L_2-L_3$.

1° Ces transformateurs sont d'un type spécial que l'on rencontre dans le commerce au rayon surplus. Ils possèdent la particularité de posséder deux primaires séparés. On pourra prendre un antique transfo BF, de préférence à rapport élevé 1/3-1/5-1/10 sur lequel on bobinera 200 spires de fil émaillé, en guise d'enroulement microphonique.

2° On utilise un mandrin de 12 mm. $L_1 = 2,5$ spires, $L_2 = 9$ spires fil étamé 10/10 avec prise au milieu, $L_3 = 160$ tours de fil émaillé de 0,1 à 0,15 mm, bobinés à spires jointives avec une résistance de 500 kΩ.

J-H - 404. — M. Isnard à Alger désire réaliser le voltmètre à transistors décrit dans le numéro 1 013, fig. 8, mais en utilisant un appareil de mesure 0-1mA à la place du microampèremètre 0-100.

Ce montage ne peut s'accommoder d'un appareil de mesure d'une sensibilité trop inférieure à la valeur préconisée. Avec un appareil de ce type, il convient alors de se reporter à la fig. 5 du même article qui répond à votre demande.

J-H - 405 F. — M. Singlès à Paris nous demande le schéma d'un étage mélangeur équipé d'un transistor pour l'utilisation de plusieurs microphones séparés au cours des opérations d'enregistrement sur magnétophone.

Le schéma demandé est représenté à la figure 405 F. Vous pouvez, bien entendu, ne prévoir que deux ou trois microphones. Le mélange est obtenu à l'aide des poten-

tiomètres de 100 kΩ. Le transistor, qui pourra être un type est monté en émetteur commun. Le signal d'entrée est appliqué à la base polarisée à l'aide de la résistance de 270 kΩ.

J-H - 403. — M. Naacha Shnian à Alger nous demande au sujet du petit émetteur décrit dans le courrier technique du numéro 1°026 :

1° Caractéristique de la self de choc.

2° Est-il possible de remplacer le microphone à charbon par un haut-parleur à aimant permanent.

1° Self de choc universelle sur

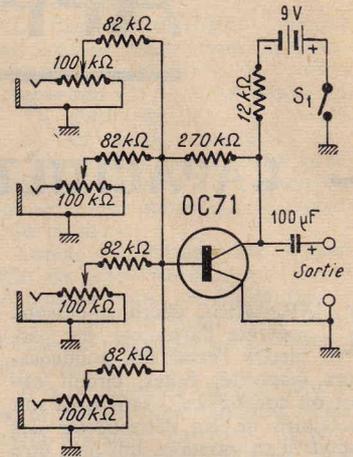


FIG. JH-405

3° Il s'agit d'un petit microphone électrodynamique pour émetteur portable que l'on rencontre dans les surplus, la sensibilité d'un écouteur ne sera pas suffisante.

4° On peut utiliser une antenne « fouet » télescopique pour automobile.

La réalisation ne comporte aucune difficulté. Il convient de signaler une omission sur le schéma de l'émetteur ; la liaison quartz, condensateur C2 et sortie collecteur de l'OC44 est commune ; le point de jonction ne figure pas sur le schéma.

isolantite, inductance 2,5 mH. Type National R 100.

2° Non.

JH 503. — M. Guilleminet Yves, Le Mans, nous pose les questions suivantes au sujet du radiotéléphone à transistors décrit dans le numéro 1002.

1° Modifications à apporter pour fonctionner sur 3,5 Mc/s, en dehors du changement du quartz ;

2° Où trouver les mandrins nécessaires à la réalisation des selfs ;

3° Caractéristiques du micro ; pourrait-on le remplacer par un écarteur électrodynamique ;

4° Caractéristiques de l'antenne pour 7 Mc/s et 3,5 Mc/s.

1° Il suffit d'augmenter légèrement le nombre de spires des selfs d'accord et des capacités d'accord (100 pF par 150 pF par ex.).

2° Voyez nos annonceurs.

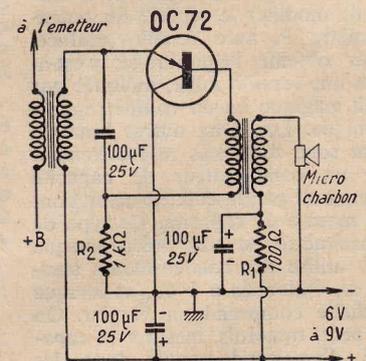


FIG. JH-401.

Vous trouverez le schéma demandé à la fig. 401 F. Un seul transistor OC 72 est utilisé. T_2 est le transformateur microphonique pour type à charbon déjà utilisé dans le montage précédent. T_1 est un transformateur de liaison avec l'émetteur. On pourra employer à la place un transformateur de sonnerie électrique pour secteur 110 V et donnant 6,3 V au secondaire. La polarisation de base du transistor est assurée par R_2 et le signal amplifié est couplé à l'émetteur par T_1 .

J-H - 402 F. — M. Deheu à Annemasse (Haute-Savoie) nous demande le schéma de principe d'un petit émetteur à transistors pouvant fonctionner dans les bandes amateurs, avec une puissance de sortie de 2 W.

Dans l'état actuel de la technique, il est encore bien difficile de concevoir un émetteur toutes bandes à transistors, de toutes façons, il n'est pas question d'obtenir une puissance de sortie aussi élevée, mais seulement de l'ordre de 20 mW.

Nous vous donnons à la fig. 402 F le schéma de principe d'un petit émetteur piloté par quartz pouvant fonctionner sur 20 M. Il faudra prévoir un quartz par bande et des selfs interchangeables. La valeur des selfs dépendra de la fréquence choisie. Le transformateur T_1 est un transformateur de sortie pour haut-parleur dont le secondaire n'est pas utilisé. En ce qui concerne la valeur approximative des selfs, voyez les montages identiques à lampes. Voyez également quelques petits émetteurs à transistors dans le n° 1012.

J-H - 502. — M. Duvernois à Dijon nous demande s'il n'est pas possible d'envisager l'alimentation

appliquée à la base de T_2 bloque ce dernier ; T_3 est conducteur et T_4 est coupé. Quand T_2 conduit, T_3 est bloqué, ce qui permet à T_4 de conduire. Puisque la sortie du multivibrateur n'est pas symétrique, la période de conduction de T_4 est beaucoup plus courte que la période de blocage. Par conséquent, T_4 opère comme un rupteur automatique pour couper

le primaire de la bobine et provoquer les impulsions dans le secondaire. Le temps de coupure est déterminé par la constante de temps de C_2-R_3 et celui du temps de l'impulsion par C_1-R_1 . T_4 est coupé pendant une seconde environ et

JH 102. — M. J.-L. Viaud nous demande le schéma d'une alimentation à transistors pour alimenter un flash électronique Braun Hobby.

Veillez vous reporter à l'article paru à ce sujet dans le n° 1018. Nous donnerons prochainement une autre étude détaillée sur ce sujet.

1° Caractéristique d'un transformateur MF 1 600 kc/s.

2° Caractéristique de la bobine oscillatrice du montage, page de « 100 Montages O.C. » pour tenir la conversion sur 1 600 kc/s.

1° Ces caractéristiques se déterminent à l'aide d'abaques et de formules. La réalisation d'un transformateur MF n'est pas conseillé car ce matériel se trouve couramment sur le marché.

2° Réduire le nombre de spires de la bobine accordée de l'oscillatrice de 5 % pour la gamme 7 Mc/s et de 12 % pour la gamme 3,5 Mc/s, le reste sans changements.

RR - 2.06. — M.Ph. Godez, ne, à Saint-Maur (Seine).

1° Nous n'avons malheureusement trouvé aucun renseignement concernant le tube GL 5 P. Peut-être l'un de nos lecteurs pourra-t-il vous renseigner.

2° Le tube cathodique 3JP1 est un tube ayant un écran de 75 mm de diamètre et dont les caractéristiques sont très différentes du tube VCR97. Il ne convient donc pour équiper l'oscillographe « bo 99 » décrit dans notre numéro 998.

RR - 1.07. — M. Michel Lenoir, à Sotteville (S.-Mar.).

Les trop maigres renseignements et indications que vous nous donnez au sujet de votre projet, nous permettent pas de nous prononcer catégoriquement. Mais en première approximation, il ne semble pas qu'un thyatron puisse être utilisé.

RR - 7.21. — M. Ferdinand Perrin, à Pont-Audemer (Eure).

Vous ne pouvez pas remplacer votre bras pick-up actuel par une tête céramique « Sonotone » ou une tête à réluctance variable « GE » sans modification. Dans tous les cas, il y aura probablement des retouches à l'amplificateur, mais de plus, il est nécessaire d'utiliser un préamplificateur-correcteur adéquat. Mieux, pour vous, est de consulter un radioélectricien de votre région.

JH - 702. — M. Laval, à Epagny (Eure), sollicite des précisions concernant les selfs et dans le montage « Q-Multipli mode de couplage de celle du n° 1015, ainsi que le schéma du récepteur Bendix RA 1B vu par l'un de nos annonceurs.

1° Les selfs sont disposées sur des supports à noyau de ferrite de 25 mm l'une de l'autre. La bobine L_1 a une valeur de 1 000 à 2 000 μ H et L_2 de 500 à 1 000 μ H.
2° Veillez vous adresser directement à notre annonceur.

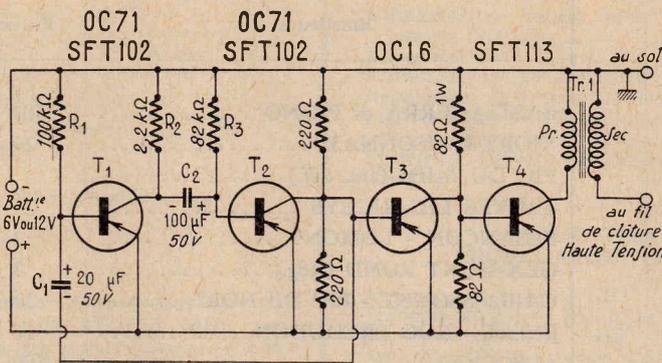


FIG. JH-502

JH 112 F. — M. Winckler, à Essen (Allemagne) nous demande :

1° Brochage et caractéristiques des tubes EM840, EY837, VCL82 et EZ80.

2° Comment supprimer l'antenne extérieure nécessaire au fonctionnement d'un petit récepteur au germanium.

1° Vous trouverez le brochage de la lampe EZ80 à la fig. JH112. Voici les caractéristiques de cette lampe : valve redresseuse biplaque. Tension max. : 350 V - 90 mA. Chauffage 6,3 V - 0,7 A à prendre sur le chauffage des autres tubes : l'isolement cathode est prévu en conséquence.

Nous ne connaissons par les autres tubes signalés.

2° C'est impossible; ce récepteur est peu sensible. Pour avoir une antenne incorporée, orientez-vous vers la réalisation d'un superhétérodyne à transistors du type classique.

JH-301. — M. Perron, à Paris, nous demande les précisions suivantes au sujet de l'utilisation du transistor OC 170, article paru dans le n° de juin 1959.

1° Caractéristique du transformateur F.I.?

2° Nombre de tours pour S6'?

3° C_1 et C_2 sont-ils jumelés?

1° Les caractéristiques indiquées sont prévues pour une fréquence de 10,7 Mc/s, puisqu'il s'agit de récepteurs FM. Il ne peut être question d'envisager une fréquence 1 600 kc/s.

2° S6 = 1 spire de cuivre émaillé 0,25 mm.

3° Non, les 2 CV ne sont pas jumelés.

JH - 303. — M. A. Bergé, à Rochecorbon, nous demande :

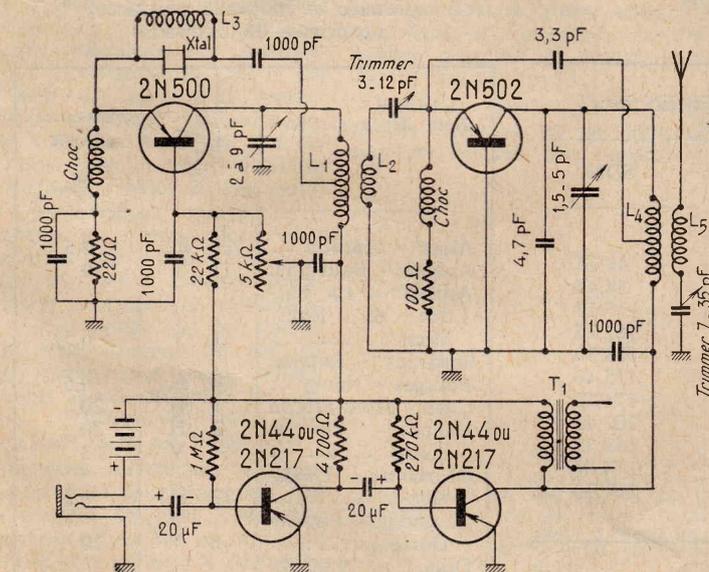


FIG. JH-402

d'une clôture électrique par un système entièrement équipé de transistors.

Il est parfaitement possible d'envisager un tel système et le schéma de la fig. J-H - 502 répond à votre désir. Comme vous pouvez le constater, les deux transistors T_1 et T_2 sont montés en multivibrateurs et les deux autres en amplificateurs à émetteur commun. Le transformateur Tr_1 est constitué par une bobine d'allumage d'automobile et la tension de l'alimentation est fournie par une batterie de 6 V ou 12 V suivant la bobine employée. Le fonctionnement est très simple. Quand T_1 conduit, la pola-

produit ensuite une forte impulsion pendant une fraction de seconde.

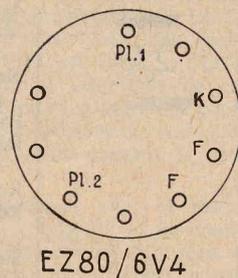


FIG. JH-112.

L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE des IMAGES RADIOSCOPIQUES



Le désir de réduire la dose de rayons X pendant les examens radioscopiques médicaux se fait sentir davantage de jour en jour. L'œil humain n'est pas capable de retenir une image pendant plus de 0,1 à 0,2 seconde. Cette durée est beaucoup trop courte pour permettre au médecin de voir tous les détails qui l'intéressent. Une bonne perception de l'image requiert peut-être dix secondes ou même davantage, temps pendant lequel le patient est soumis aux radiations. Dans le cas d'un objet immobile, ceci peut être interprété comme une répétition — toutes les 0,1 sec. — de l'information de base. Une grande réduction de dose serait obtenue s'il était possible de fixer l'image après 0,1 sec. Il est possible d'obtenir ce résultat en faisant appel à la radiographie. Cette méthode présente cependant l'inconvénient de nécessiter un développement photographique, qui entraîne une perte de temps et une interruption, inconvénient très prononcé s'il s'agit d'une radiographie en salle d'opération.

Philips a réalisé un appareil permettant l'enregistrement et la reproduction magnétique d'une image radioscopique. L'appareil comprend une roue d'aluminium de 30 cm de diamètre. La jante de cette roue est recouverte de la même substance magnétique que les bandes utilisées pour l'enregistrement sonore (magnétophones). La roue tourne à une vitesse de 50 tours/sec. L'image radiologique de l'objet est captée par un intensificateur d'image, puis transmise à une caméra de télévision équipée d'un tube vidicon. Cette caméra est un des éléments d'une installation de télévision en circuit fermé. La fréquence image est de 50 images par seconde. Le nombre de lignes est de 300. Sur chaque ligne, il est possible de reproduire environ 500 points, ce qui correspond à une largeur de bande de 5 Mc/s environ. Le signal vidéo est enregistré sur la jante de la roue au moyen d'une tête d'enregistrement. La roue effectue une rotation complète en 1/50 seconde, temps pendant lequel une trame d'image est enregistrée sur un cercle fermé. La largeur de la piste est de 1 mm.

La tête d'enregistrement sert également à la reproduction, qui peut avoir lieu directement après l'enregistrement, ou plus tard. L'appareil comprend une tête d'ef-

acement. On peut enregistrer côte à côte 9 pistes avec l'appareil réalisé.

Etant donné la grande usure, il n'a pas été possible d'adopter le système classique d'enregistrement par contact. C'est pourquoi la tête « enregistrement/lecture » se trouve à une distance de 1-2 μ de la couche magnétique, ce qui a posé un sérieux problème auquel les techniciens ont trouvé une solution aérodynamique, au vrai sens du mot. A la rotation de la roue, il se produit sur la jante un coussin d'air qui repousse la tête. Cette force équilibre la pression du ressort qui tend à appliquer la tête contre la jante. Une construction judicieuse a permis d'obtenir un équilibre stable.

CARACTÉRISTIQUES DES ÉMETTEURS TV FRANÇAIS

PREVISIONS ACTUELLES DE MISE EN SERVICE DES ÉMETTEURS DE TELEVISION REGIONAUX

Emetteurs	Puissance	Canal Polarisation	Date prévue
BASTIA-SERRA di PIGNO	500 W	2 V	5/1960
NIORT-MAISONNAY	20 kW	7 V	9/1960
PIC DU MIDI (ant. déf.)			9/1960
TROYES LES RICEYS	20 kW	2 H	10/1960
BESANÇON - LOMONT	3 kW	4 V	4/1961
GEX-MONT ROND (Rég.)	3 kW	7 V	5/1961
CARCASSONNE - PIC DE NORE	20 kW	4 V	6/1961
BREST - ROC TREDUDON	10 kW	8 H	1961
AJACCIO	500 W	4 H	2° Sem. 1961
PIC DU MIDI (Em. déf.)	20 kW	5 H	9/1963

- (1) Ville la plus proche - commune ou lieudit.
 (2) Voir tableau des canaux - polarisation (H) ou verticale (V).
 (3) La puissance indiquée est la puissance crête de l'émetteur image. La puissance porteuse de l'émetteur-son est égale au 1/4 de cette valeur.
 (4) Fonctionne provisoirement à 50 W.

FREQUENCES CORRESPONDANT AUX CANAUX

CANAL	FREQUENCES EN Mc/S	
	IMAGE	SON
2	52,40	41,25
4	65,55	54,40
5	164,00	175,15
6	173,40	162,25
7	177,15	188,30
8	186,55	175,40
8a	185,25	174,10
9	190,30	201,45
10	199,70	188,55
11	203,45	214,60
12	212,85	201,70

RESEAU DE TELEVISION I) Emetteurs régionaux (Grande et moyenne puissance) exprimée en kilowatts

Nom de la station (1)	Canal et polarisation (2)	Puissance en kW (3)
Alger - Matifou ..	11 H	0,5
Amiens - Bouvigny.	11 V	20
Aurillac - La Bastide du Haut-Mont	11 V	0,5
Bordeaux - Bouliac		
Bourges - Neuvy ..	10 H	0,5
Caen - Mont-Pinçon	9 H	20
Cannes - Pic de l'Ours	2 H	20
	6 V	3
Cherbourg - Digosville	12 H	0,5
Clermont - Puy-de-Dôme	6 V	10
Dijon - Nuits-St-Georges	10 V	0,5
Le Mans - Mayet.		
Lille - Bouvigny ..	12 V	10
Limoges - Les Cars.	8a H	20
Lyon - Mont-Pilat.	2 H	20
Marseille Grande Etoile	12 H	20
	8 H	10
Metz - Lutange ..		
Mézières - Sury (4).	6 H	10
Mulhouse - Belvédère	8a V	0,5
Nantes - Haute Goulaine	8 H	20
	4 V	20
Paris Tour Eiffel ..	8a H	20
Reims - Hautvilliers	5 V	10
Rennes - St-Pern ..	5 H	20
Rouen - Grand-Couronné	10 H	10
Strasbourg - Lauth.	5 H	3
Toulouse Pic du Midi (prov.)	5 H	0,5
Vannes - Landes de Lanvaux	12 H	0,5

Pour acheter et vendre

● UTILISEZ

nos petites annonces

2° Liste des réémetteurs de télévision en service à la date du 28 mars 1960.

Réémetteur	Puissance crête vision Watts (1)	Canal	Polarisation	Emetteur pilote (Canal - polarisation)			
AUXERRE — Côtes-St-Georges	3	F 6	H	BOURGES	F 9 H		
LA BOURBOULE — Charlanne (4)	0,015	F 9	V				
CHERBOURG — Digosville	500	F 12	H	CAEN	F 2 H		
FECAMP — Côte-de-la-Vierge	3	F 6	H	ROUEN	F 10 H		
BOULOGNE — Mt-Lambert (3)	40	F 4	V	LILLE	F 8A H		
EPINAL — Bois-de-la-Vierge	40	F 12	V	METZ	F 6 H		
LONGWY — Bois-de-Cha	40	F 12	V				
SARREGUEMINES — Hôpital	0,3	F 12	V				
ST-DIE — Roche-St-Martin	3	F 12	H				
VITTEL — Mont-St-Jean (4)	3	F 12	H				
MEZIERES — Sury *	500	F 8A	V	REIMS	F 5 V		
BAR-LE-DUC (3)	3	F 12	V				
* fonctionne provisoirement à	125						
BESANÇON — Brégille	3	F 5	H	DIJON	F 10 V		
SALINS (Jura) (3)	3	F 5	H				
LONS-LE-SAUNIER — Montaigu (3)	3	F 6	H				
TARARE — Bel Air	3	F 9	H	LYON I	F 5 H		
LE PUY — Roche-Arnaud (4) (3)	3	F 5	H	LYON II (Mont Pilat)	F 12 H		
CHAMBERY — Mt-du-Chat (3)	40	F 6	V				
CHAMONIX — Aiguille du Midi	3	F 6	H				
NANTUA — Mornay (3)	0,3	F 6	H				
GEX — Mont-Rond (2)	40	F 7	V				
VOIRON — Le Mollard-Guillon	3	F 7	V				
MEGEVE — Rochebrune (4) (3)	10	F 7	V				
ST-ETIENNE — Croix-de-Guisay	40	F 8	H				
ST-LAURENT-DU-PONT — Genebroz	0,3	F 8	H				
ANNECY — Epagny (4) (3)	3	F 8	H				
ST-GERVAIS — Mont Joux (4) (3)	10	F 9	H				
DRAGUIGNAN — Les Fourches (3)	0,3	F 11	V			CANNES	F 6 V
MENTON — Cap Martin (3)	3	F 11	V				
NICE — Mont Alban	50	F 11	V				
DIGNE — Saumon (3)	3	F 11	V	MARSEILLE	F 8 H		
GAP — Romette (3)	40	F 11	V				
TOULON — Sicié	40	F 11	H				
LOURDES — Lasserre-de-Sarsan (4)	3	F 11	H	TOULOUSE	F 5 H		
ARCAÇON — Belvédère	3	F 6	V	BORDEAUX	F 10 H		
COGNAC — Genté (4)	0,3	F 5	V	LIMOGES	F 2 H		

(1) Puissance crête vision à la sortie du réémetteur.

(2) Réémetteur provisoire, à remplacer par un émetteur prévu dans le calendrier des travaux.

(3) En service à titre expérimental.

(4) Réémetteur des « Collectivités Publiques » intégré au réseau.

MEMENTO PRATIQUE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

ON étudie, de plus en plus, l'adaptation des haut-parleurs dans des enceintes acoustiques, et tout amateur de bonne musique a désormais compris qu'il ne suffit pas de choisir et d'utiliser un haut-parleur de qualité pour obtenir une audition musicale satisfaisante. Il faut encore que l'adaptation électrique et acoustique de ce haut-parleur soit réalisée d'une manière convenable ; la plupart du temps, d'ailleurs, et même lorsqu'il s'agit d'une audition monaurale, on ne se contente plus d'un seul élément, et l'on emploie plusieurs haut-parleurs combinés pour augmenter la gamme des sons musicaux et améliorer la diffusion sonore.

LES PHENOMENES MECANQUES ET ACOUSTIQUES

Malgré les apparences, le haut-parleur n'est nullement un amplificateur ; bien au contraire, son rendement est généralement très faible et de l'ordre de 1 à 5 % ; de plus, ce rendement n'est pas le même pour les sons de différentes hauteurs.

Il est généralement facile de reproduire les sons médium ; il est beaucoup plus difficile de restituer les sons graves au-dessous d'environ 1 000 c/s et surtout les sons aigus au-dessus de 5 000 c/s. On négligeait beaucoup trop les sons aigus et, d'ailleurs, bien souvent, en Allemagne, par exemple, on se contente encore de tonalités douces mais trop graves. Par contre, certains amateurs de musique exagèrent dans le sens contraire, et veulent, à tout prix, avoir des appareils qui assurent la reproduction des sons au-delà de 10 000 à 12 000 c/s.

Même si cela était possible, encore faudrait-il que ces auditeurs difficiles puissent réellement percevoir nettement et avec agrément ces tonalités suraiguës ! Peut-être l'étude de leur ouïe au moyen d'un audiomètre leur procurerait-elle une surprise désagréable, en leur montrant qu'ils sont à peu près incapables de percevoir ces sons aigus, s'ils ont dépassé la cinquanteaine, ou même la quarantaine !

Quoi qu'il en soit, ces sons aigus sont, en principe, facilement reproduits et dirigés au moyen d'un haut-parleur de petit diamètre pourvu d'un pavillon directionnel assez court, ou d'une petite conque. Chacun sait qu'il n'en est pas de même pour les sons graves ; ceux-ci ne peuvent, en principe, être reproduits que par un haut-parleur de diamètre minimum limite convenablement monté sur un écran, ou dans une enceinte acoustique.

TABLEAU I

Tableau des longueurs d'ondes sonores

Fréquence	λ en m	Fréquence	λ en m
20	17	2 000	0,17
30	11,2	3 000	0,11
40	8,5	4 000	0,085
50	6,8	5 000	0,068
60	5,6	6 000	0,056
100	3,4	8 000	0,042
200	1,7	10 000	0,034
400	0,85	12 000	0,028
500	0,68	15 000	0,023
800	0,42	20 000	0,017
1 000	0,34		

LA SEPARATION SONORE NECESSAIRE

Cette nécessité, faut-il encore le rappeler, est due à ce que la paroi arrière du diffuseur produit une onde sonore évidemment déphasée par rapport à l'onde sonore normale produite à l'avant. Il y a compression d'un côté, et dépression de l'autre, et si ces deux phénomènes ont une action mutuelle, il se produit évidemment un affaiblissement du son, d'autant plus à craindre que le son produit est plus grave, c'est-à-dire que la longueur d'onde sonore est plus grande.

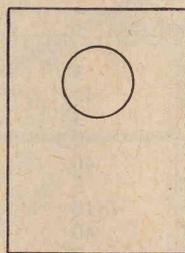
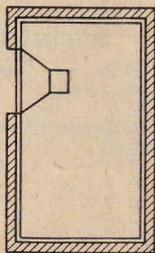
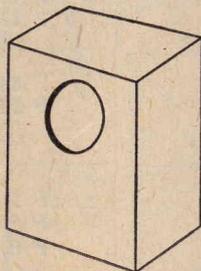


Fig. 2. — Le baffle infini.

TABLEAU II

Diamètre du H.P. (cm)	Diamètre de l'ouverture circulaire (cm)	Dimensions du boîtier (cm)
21	16,5	H : 75 ; L : 54 ; P : 30
25	21,5	H : 85 ; L : 63 ; P : 33
30	26,5	H : 95 ; L : 70 ; P : 45
38	34	H : 117 ; L : 80 ; P : 45

Pour éviter ce phénomène, il faut, en quelque sorte, séparer la face avant de la face arrière du diffuseur à l'aide d'un écran acoustique suffisamment grand, pour qu'il ne puisse se produire de compensation de pression. Il est facile de démontrer que le rayon de l'écran employé doit correspondre au minimum au quart de la longueur d'onde du son le plus grave. On voit ci-contre un tableau rappelant les différentes longueurs d'onde sonores, en rapport avec les fréquences (fig. 1).

Pour un son grave à 30 c/s, il faudrait ainsi théoriquement un écran de plus de 5 mètres de diamètre, et si l'on se contente d'un écran moins encombrant de 1 mètre de côté, on ne peut, en principe, reproduire les sons de fréquence inférieure à 150 c/s.

Malgré toutes les précautions prises, et les variations de formes des écrans, il est géné-

ralement impossible d'utiliser avec succès des écrans plans dans un appartement ordinaire. C'est pourquoi, sauf dans des cas particuliers lorsque les murs des pièces eux-mêmes, et, en particulier, les murs d'angle peuvent servir eux-mêmes d'écrans acoustiques de grandes dimensions, on doit remplacer, en réalité, ces écrans plans par des systèmes à plusieurs dimensions en forme de coffrets plus ou moins divers, ayant une grande surface efficace, tout en présentant un encombrement extérieur plus réduit.

Mais, ces coffrets ne produisant pas seulement un effet de séparation acoustique, ils jouent également le rôle de **cavité sonore**, en raison du volume d'air qu'ils contiennent et produisent ainsi des effets de **résonance sonore** portant sur telle ou telle partie de la gamme musicale, et qui doivent être étudiés avec soin si l'on veut obtenir des compensations utiles, et non des déformations supplémentaires.

LE FONCTIONNEMENT REEL DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

L'écran acoustique plan établit simplement une séparation entre l'onde sonore produite par le haut-parleur à l'avant, et celle produite à l'arrière, mais, cette notion simplifiée ne s'applique qu'aux dispositifs non fermés ne produisant aucun effet d'onde stationnaire ni de résonance ; il n'en est plus de même dans les **enceintes acoustiques**.

Pour les fréquences assez basses, la masse d'air qui se trouve dans le coffret est alternativement comprimée et raréfiée sous l'action du déplacement du diffuseur du haut-parleur ; cette masse d'air présente une certaine capacité acoustique, dont la valeur est proportionnelle au volume du boîtier et il faut faire entrer en ligne de compte l'action supplémentaire de la suspension du diffuseur conique.

La masse du cône et la masse d'air constituent, en réalité, un système résonnant très simple. La résonance de l'ensemble est amortie par la résistance due au frottement de la suspension du cône, aux pertes provenant de la résistance de l'air entourant le cône, et de la résistance de radiation des ondes sonores.

Ce sont là des notions extrêmement simples, mais qui demeurent encore souvent trop peu précises dans l'esprit de certains praticiens, parce que beaucoup d'entre eux n'ont pas toujours des idées très nettes sur ce **fameux phénomène de résonance**, qui se produit tout aussi bien en mécanique, qu'en électricité, en acoustique, qu'en optique.

Remontons aux sources élémentaires et considérons, par exemple, un ressort à boudin vertical, suspendu par son extrémité supérieure, à un support fixe et portant un poids à son extrémité inférieure. Ce système très simple constitue un système de résonance, dont la fréquence d'oscillation dépend de la masse et de la compliance, c'est-à-dire de l'élasticité du ressort.

Malgré les apparences, ce système élémentaire est analogue à l'enceinte acoustique fermée d'un haut-parleur, en négligeant les résistances et les caractéristiques du haut-parleur lui-même.

La cavité résonante élémentaire de Helmholtz, que l'on étudie dans les livres de physique, sorte de sphère creuse renfermant un

certain volume d'air, et auquel est adaptée une petite tubulure, est un dispositif dont la masse d'air vibre pour une certaine fréquence d'oscillation bien déterminée.

Notre système à ressort ne prend pas d'oscillations de grande amplitude si nous ne savons pas l'agiter de façon convenable, en lui donnant des impulsions de cadence déterminée et répétées et en phase, et s'il ne possède pas des caractéristiques de construction correspondantes bien déterminées. On ne peut le mettre en mouvement à une cadence rapide, s'il est construit pour osciller à une cadence lente.

Il se produit des phénomènes comparables dans un **résonateur acoustique** que l'on essaye de mettre en vibration à l'aide d'un diaphragme vibrant qui agit sur la masse d'air contenue. Pour des fréquences supérieures ou inférieures à la fréquence de résonance, la chambre acoustique se comporte comme un système mécanique; au-dessous de la résonance, la masse d'air se déplace en phase avec le diaphragme. Pour des fréquences plus élevées, l'air se déplace difficilement, et le diaphragme agit efficacement, comme s'il s'agissait d'un système fermé.

Pour la fréquence de résonance propre du système, l'onde arrière du haut-parleur ajoute son action à celle du rayonnement produit par la face antérieure du diffuseur.

On peut rappeler les principes essentiels ci-dessous :

b) La chambre de résonance amortit le fonctionnement du haut-parleur; au moment de la résonance, la masse d'air de l'enceinte acoustique constitue un système comparable à une résistance; le cône diffuseur doit se déplacer en surmontant à la fois sa propre résistance de radiation, et celle qui est produite, s'il y a lieu, par l'air contenu dans l'enceinte.

L'adaptation du haut-parleur dans le système acoustique ne modifie pas l'effet de la chambre de résonance, mais détermine un second phénomène important.

Au moment de la résonance, la masse d'air amortit les mouvements du haut-parleur, et avec un boîtier présentant une résonance pour la même fréquence que le cône du haut-parleur, on obtient des avantages divers. Dans une enceinte fermée, les vibrations du cône sont plus accentuées au moment de la résonance, tandis que dans une enceinte ouverte accordée, elles sont très réduites pour cette fréquence.

Les deux côtés du cône diffuseur contribuent à l'effet acoustique et la réponse pour la fréquence de résonance de l'appareil présente un niveau supérieur de l'ordre de 3 dB par rapport à celle obtenue avec le même haut-parleur monté dans une enceinte fermée.

Ces avantages sont assurés par une adaptation correcte du haut-parleur dans une enceinte à ouverture, et on peut également noter les avantages assurés pour le fonctionnement du système dans la reproduction des sons transitoires. La possibilité pour le cône du haut-parleur de suivre ces vibrations transitoires est favorisée par l'amortissement produit par l'enceinte, mais il se produit, en même temps, un effet acoustique de renforcement des sons graves. En réalité, beaucoup d'auditeurs préfèrent obtenir une reproduction de qualité sonore un peu discutable avec un niveau des graves accentué, qui, la plupart du temps, ne leur paraît pas exagéré.

La fréquence de résonance d'une chambre de Helmholtz peut être modifiée en faisant varier le volume de la masse d'air ou les dimensions du conduit, c'est-à-dire de l'ouverture du système. Lorsqu'on considère, d'ailleurs, le volume d'un coffret, il faut en déduire effectivement l'emplacement occupé par le haut-parleur.

La détermination de la fréquence de résonance d'un système acoustique de ce genre est souvent en grande partie empirique, bien que certains techniciens aient voulu appliquer une loi servant à l'étude des mouvements des gaz. Le procédé expérimental le plus simple consiste à établir dans le coffret une ouverture de surface réglable au moyen d'une sorte de petite plaquette à glissière et à accorder le fonctionnement du système à celui du haut-parleur. Les masses d'air peuvent être également réglées en ajoutant à l'intérieur du boîtier de petits blocs de bois, jusqu'au moment où l'on obtient les meilleurs résultats.

Le dispositif est correctement réglé lorsqu'on constate une réduction très nette de l'impédance pour la fréquence de résonance du haut-parleur; celle-ci doit d'abord être vérifiée à l'air libre en contrôlant les indications du constructeur.

Pour éviter les interférences, l'intérieur du boîtier peut être enduit de fibre de verre ou autre matériau acoustique de façon à amortir les vibrations au-dessous de 200 c/s. Des difficultés semblables sont à envisager pour l'établissement des dispositifs ne comportant pas de conduits acoustiques proprement dits; lorsque l'ouverture est rapprochée du haut-parleur certaines vibrations peuvent traverser à travers cet orifice, et produire des effets d'interférence au-dessous de la fréquence de résonance. Il peut également se produire des ondes stationnaires sur la gamme de fréquence médium et certains constructeurs emploient des filtres absorbants pour atténuer la courbe de réponse et amortir les résonances trop gênantes.

LES DIFFERENTES FORMES D'ENCEINTES ACOUSTIQUES

On peut songer à augmenter la surface d'un écran acoustique de séparation en repliant les bords de façon à constituer une sorte de coffret sans fond. C'est la solution adoptée, par exemple, pour le montage normal des radio-récepteurs en ébénisterie.

Ainsi une caisse parallélépipédique de 1 m de côté joue le même rôle qu'un écran acoustique plan de 2, 3 m; mais, en outre, il se produit, comme nous l'avons noté plus haut, des résonances dues aux vibrations propres de la masse d'air contenue dans la boîte.

Au lieu de laisser la face arrière du coffre ouverte, on peut songer à la fermer complètement, mais, en plaçant sur la paroi arrière des matériaux insonores convenablement choisis assurant une absorption à peu près complète, et ainsi un isolement théoriquement parfait. C'est ce qu'on appelle le **baffle infini**, c'est-à-dire un boîtier complètement fermé et aux parois absorbantes.

Pour que le son soit entièrement absorbé, les parois doivent être recouvertes d'une quantité suffisante de matière acoustique et, par suite, on ne saurait envisager de très petits systèmes de ce genre. Au contraire, s'il s'agit d'un boîtier assez grand, on peut se contenter d'un revêtement relativement réduit, en évitant les réflexions sur la paroi arrière, et on obtient de meilleurs résultats avec un boîtier en forme de prisme triangulaire ou pentagonal destiné à être placé dans une encoignure.

La paroi frontale sur laquelle est fixée le haut-parleur est tapissée d'une couche de laine de verre, par exemple, de 5 à 10 cm d'épaisseur, tandis que la tablette inférieure est for-

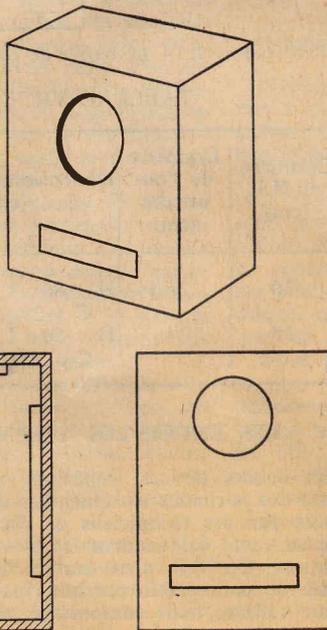


FIG. 3. — Le baffle réflexe.

TABLEAU III

Diamètre du H.P. (cm)	Diamètre de l'ouverture circulaire (cm)	Dimensions du boîtier (cm)	Dimensions de l'ouverture frontale rectangulaire (cm)
21	16,5	57 × 44 × 26	7 × 23
25	21,5	69 × 49 × 30	10 × 31
30	26,5	85 × 59 × 35	13 × 41
38	34	100 × 69 × 40	18 × 52

a) La fréquence de résonance et l'amortissement acoustique sont indépendants de l'élément moteur; si une chambre de résonance produit des sons graves sans haut-parleur, elle produira également des sons graves avec un haut-parleur.

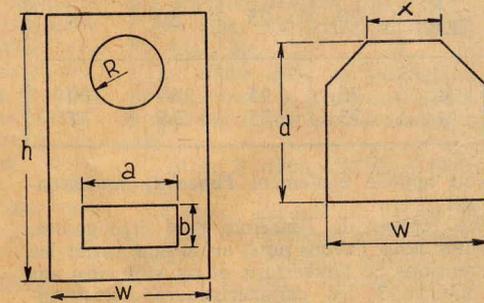


FIG. 4. — Le baffle réflexe à 6 pans.

TABLEAU IV

2 R	25	30
f c/s	20	35
h	90	90
w	45	45
d	25	32
x	25	25
a	30	28
b	17	25

mée par le plancher de la pièce et les deux parois à angle droit par les murs de fond qui, bien entendu, doivent être traités acoustiquement, s'ils sont trop réfléchissants. Cette forme d'enceinte donne surtout de bons résultats avec des haut-parleurs présentant une fréquence de résonance très basse et, par suite, de grand diamètre; mais on n'utilise pas ainsi l'onde arrière, de sorte que l'on perd forcément une partie de l'énergie sonore.

Il existe, en principe, en supposant une enceinte acoustique à baffle infini de ce genre de section rectangulaire, une relation entre le diamètre du haut-parleur, le diamètre de l'ouverture pratiquée dans la face frontale du boîtier, et les dimensions de ce boîtier; ces caractéristiques sont indiquées sur le tableau de la figure 2.

LES BAFFLES REFLEXES

Nous avons indiqué plus haut les effets de la résonance produite dans un boîtier comportant une ouverture frontale, et qui peut être comparées à un circuit électrique résonnant parallèle.

Les systèmes dans lesquels on utilise ce principe sont appelés les **baffles réflexes**, et, comme on le voit sur la figure 3, ils comprennent généralement une ouverture rectangulaire disposée en dessous du diffuseur du haut-parleur. A la fréquence de résonance commune du haut-parleur et de la masse d'air contenue dans l'enceinte, il se produit une suppression de l'air qui freine les déplacements exagérés du cône, et le son sort presque uniquement par l'ouverture inférieure; c'est ce

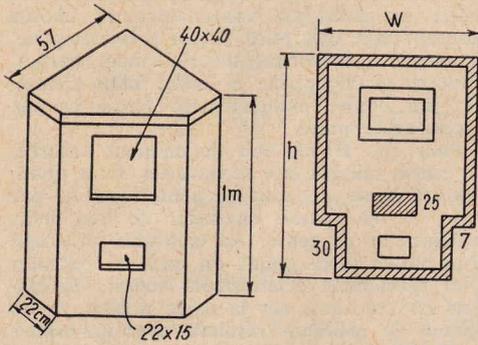


FIG. 5. — Enceinte Wharfedale briques et panneau de coin en sable. Panneau avant et arrière 18 mm. Tablette supérieure 25 mm.

TABLEAU V

2 R (H.P.)	20	25	30	38
h	75	95	100	100
w	75	75	75	77

qu'on appelle également l'enceinte **antirésonnante**.

Le réglage de l'enceinte peut être assuré, comme nous l'avons noté, en faisant varier les dimensions de l'ouverture, et on voit ainsi sur le tableau 3 les caractéristiques correspondantes du diamètre du haut-parleur, des dimensions du boîtier et de l'ouverture frontale.

Les boîtiers sont d'une manière classique

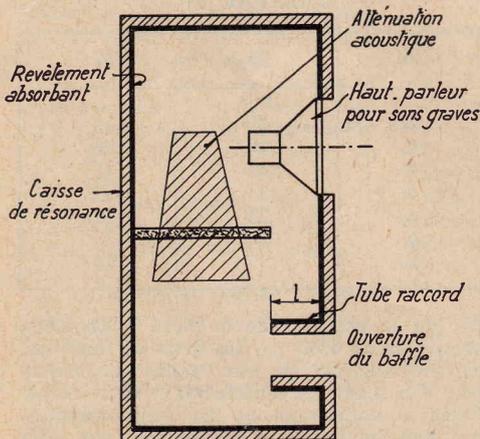


FIG. 6. — Principe d'un baffle réflexe avec tube de résonance.

de forme parallélépipédique; mais, suivant un principe analogue on peut établir des modèles prismatiques, dont on voit un exemple avec les caractéristiques correspondantes sur la figure 4. Normalement, ces enceintes sont réalisées en bois très épais, contreplaqué d'une épaisseur de l'ordre de 2 cm au moins, mais on peut les établir avec des matériaux très divers. C'est ainsi que l'enceinte Wharfedale étu-

diée par le spécialiste Briggs, est réalisée avec des briques et des panneaux de coin en sable, des panneaux avant et arrière de 18 mm, une tablette supérieure de 25 mm. Les données correspondantes sont indiquées sur la figure 5.

Ces enceintes ont un rendement satisfaisant sur les fréquences basses, mais peuvent risquer cependant d'accroître la fréquence de résonance du haut-parleur; elles ont le grand mérite de la simplicité, et il est facile, s'il y a lieu, d'atténuer leurs défauts à l'aide d'amplificateurs à courbe de réponse convenablement étudiée.

LES QUALITES COMPAREES DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

Il est facile de comparer les avantages comparés des montages acoustiques classiques.

1) **Montage du haut-parleur dans un baffle** présentant des dimensions aussi grandes que possible; les exigences sévères pour les fréquences limites inférieures exigent un très grand encombrement et, par conséquent, un prix très élevé pour ce système de séparation. Par contre, si l'on se contente d'une fréquence inférieure limite d'environ 50 c/s, les frais de construction sont relativement faibles, de sorte que ce système de baffle plat offre parfois encore un compromis favorable entre la qualité de la reproduction du son et le prix de revient.

2) **Montage du haut-parleur dans un caisson fermé** constitué par un matériau imperméable aux sons (baffle infini).

L'élasticité de l'air enfermé dans le caisson vient s'ajouter à la force de rappel de la membrane et il en résulte une augmentation de la fréquence de résonance du haut-parleur. Pour obtenir une reproduction de haute fidélité sans distorsion, la fréquence de résonance doit être au-dessous de la gamme transmise; il faut donc que la force élastique fournie par l'air soit relativement faible, ce qui exige un grand volume, et cette solution offre parfois peu d'avantages.

3) **Utilisation d'un pavillon exponentiel** (Professionnel). Etant donné la grande valeur des longueurs d'onde ($\lambda = 7$ à 10 mètres), ces pavillons doivent avoir une grande longueur, ce qui exige de les replier plusieurs fois. Les multiples réflexions produites avec une intensité qui est fonction de la fréquence ne permettent d'obtenir une courbe de réponse compensée que par la mise en œuvre de moyens puissants, de sorte que pour des raisons de prix de revient cette solution est illogique.

4) **Une caisse de résonance réflexe** pour les basses permet de faibles dimensions avec un grand rendement, même pour des fréquences limites extrêmement basses. Ce **baffle réflexe** offre, en outre, des possibilités de correction pour un haut-parleur donné.

Le principe de construction d'un tel baffle est représenté sur la figure 6; son fonctionnement est à peu près le suivant: les dimensions du caisson telles que le volume, la dimension du découpage dans le baffle, la longueur du raccord en forme de tube, déterminent la fréquence de résonance de ce circuit oscillant acoustique.

Si l'on place la fréquence de résonance dans la gamme de fréquences pour laquelle il se produirait, en absence de circuit résonnant, un court-circuit acoustique du fait des dimensions du haut-parleur de basses, on obtient du fait du déphasage dans la caisse une superposition en phase des fronts d'ondes émises par la face avant et la face arrière de la membrane, et par conséquent, une extension du spectre des fréquences transmises vers les basses fréquences.

En montant un atténuateur acoustique, on peut aplatir la pointe de résonance qui se produit et obtenir une courbe de réponse compensée; il faut prévoir un intervalle bien défini entre la fréquence de résonance de la caisse et la fréquence de résonance du système, afin d'éviter les augmentations de la

pression sonore qui pourraient se produire avec un intervalle trop faible, ainsi que affaissements de la puissance sonore dus à trop grand intervalle des fréquences. La fréquence intérieure de la caisse de résonance est recouverte d'un matériau absorbant le son afin d'éviter les réflexions qui provoqueraient un effet de « fondu » des basses, par suite d'atténuation trop lente des ondes.

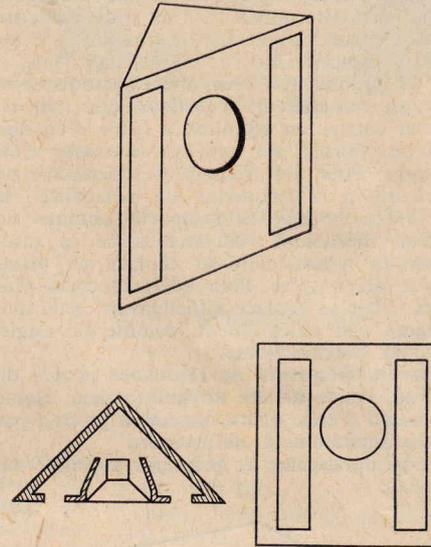


FIG. 7. — Le baffle de coin.

TABLEAU VII

Diamètre du H.P. (cm)	Diamètre de l'ouverture (cm)	Dimensions du baffle (cm)
30	26,5	H : 80; 1 AV : 80 C : 25.
38	34	H : 80; 1 AV : 90 C : 30.

LES ENCEINTES A FENTES

En dehors de ces dispositifs classiques, existe des variantes extrêmement diverses proposées par des techniciens de l'acoustique, chacun vante évidemment les avantages de sa solution. On voit ainsi sur la figure 7 un baffle de coin établi sur le principe de l'enceinte réflexe, mais comportant deux ou-

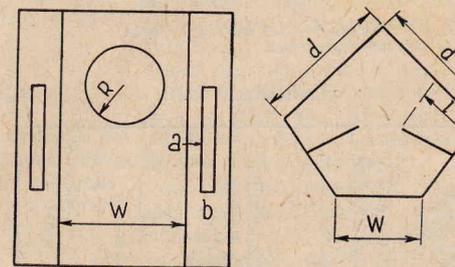


FIG. 8. — Baffle d'encoignure type Tannoy.

TABLEAU VIII

2 R	20	25	30	36 cm
f c/s	64	35	35	35
h	75	83	90	97
w	30	35	40	45
d	35	40	40	52
a	25	27	32	45
b	3,5	3,5	5	5
l	5	7	10	10

tures latérales avec des écrans intérieurs. Les dimensions de ce système sont indiquées sur le tableau correspondant, et ce procédé semble donner de bons résultats pour les encoignures, sans rendre la construction beaucoup plus difficile.

On voit, de même, sur la figure 8, un modèle d'encoignure type Tannoy de section prismatique avec deux ouvertures latérales, et deux écrans intérieurs, qui donne également de bons résultats pour les sons graves, et permet l'adaptation d'un haut-parleur compris entre 20 et 36 cm environ de diamètre.

Enfin, au lieu de se contenter d'utiliser une ouverture frontale antérieure au-dessous du haut-parleur, on peut prolonger cette ouverture à l'intérieur du boîtier par des parois qui constituent une sorte de tuyau acoustique à résonance, dont la longueur doit être d'autant plus grande, en principe, que le diamètre du haut-parleur est lui-même plus grand. Les caractéristiques de ce système qui paraît capable de jouer un rôle compensateur intéressant déjà noté sont indiqués sur le tableau de la figure 9.

L'ENCEINTE A LABYRINTHE

Au lieu de se contenter d'isoler acoustiquement le plus possible l'onde avant de l'onde arrière du haut-parleur par une absorption des parois internes du boîtier, et en utilisant l'effet des masses d'air contenues dans celui-ci, on peut songer à augmenter encore, en quelque sorte, le trajet que doit effectuer l'onde sonore arrière pour revenir vers l'avant de l'appareil en disposant à l'intérieur du boîtier des systèmes de **chicanes** constituant des sortes de la-

laque ou de silicone pour éviter l'absorption d'humidité, les déformations, et le « jeu » du bois.

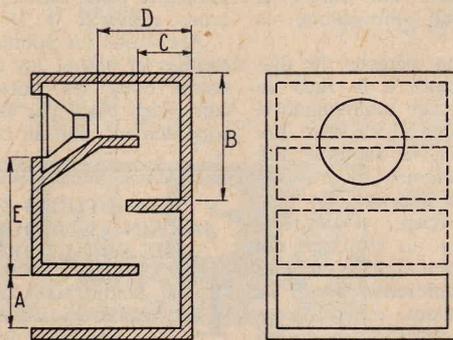
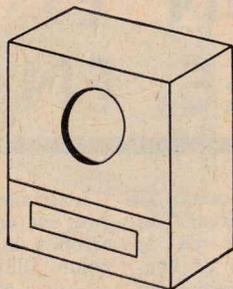


FIG. 10. — Le baffle labyrinthe.

TABLEAU X

Diamètre du H.P. (cm)	Diamètre de l'ouverture (cm)	Dimensions du baffle (cm)	Position des éléments (cm)				
			A	B	C	D	E
21	16,5	42×35×28	7	23	6,5	12	8
25	21,5	53×42×30	11	25	10	12	7
30	26,5	58×52×41	15	32	15	16	12
38	34	85×62×52	17	44	18	19	10

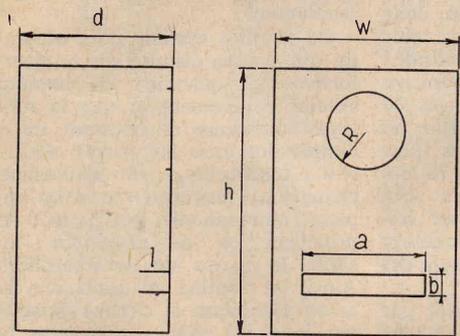


FIG. 9. — Baffle réflexe avec tube de résonance.

TABLEAU IX

2 R	20	25	30	36
f c/s	64	35	35	35
h	75	83	90	97
w	45	60	67	75
d	30	36	36	45
a	20	25	30	37
b	7	10	12	15
l	0	22	27	30

byrinthes que doit parcourir l'onde sonore produite à l'arrière du diffuseur.

Il existe évidemment de très nombreux dispositifs de ce genre, et les variantes peuvent être imaginées presque à l'infini; on en voit sur la figure 10 un exemple précis avec les caractéristiques utiles correspondantes indiquant le diamètre de l'ouverture frontale, les dimensions de l'ébénisterie, et les différents éléments en fonction même du diamètre du haut-parleur normalement utilisé.

LA CONSTRUCTION DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

On ne saurait trop insister sur la qualité des matériaux à employer pour la construction des enceintes acoustiques, et l'intérieur du boîtier doit être traité avec un enduit à base de

L'enceinte acoustique constitue un élément essentiel de l'installation sonore, mais d'une manière générale, par contre, le fonctionnement des éléments haute fréquence ou tweeters est le plus souvent indépendant de cette enceinte, sauf pour des effets secondaires. C'est pourquoi, on peut se contenter bien souvent de les placer, d'une façon séparée, à la partie supérieure du dispositif.

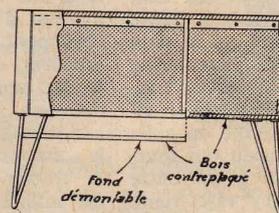
UN MODELE PRATIQUE : L'ENCEINTE ACOUSTIQUE TABLE

Parmi les modèles d'enceintes les plus récents et les plus simples, on peut citer les modèles de forme allongée horizontalement et montés généralement avec des haut-parleurs à diffuseurs elliptiques, qui sont faciles à placer dans un appartement de dimensions réduites, et peuvent même servir de support pour un appareil de télévision, un radio-récepteur, un magnétophone ou un électrophone.

On en voit le détail sur la figure 11 et généralement on utilise dans ces modèles deux haut-parleurs seulement, l'un pour les sons graves et médium, et l'autre pour les sons aigus; il suffit d'utiliser un condensateur de couplage permettant une sélection aux alentours de 3 000 c/s.

On voit sur la figure 11 le détail général de la construction du système qui comporte une enceinte en forme de baffle infini. La partie arrière de l'enceinte ne constitue pas, en réalité, la chambre du haut-parleur; elle sert plutôt au point de vue pratique à former la tablette supérieure d'une table-support; la profondeur peut ainsi être modifiée à volonté suivant les buts recherchés, tandis que l'enceinte acoustique demeure inchangée.

La décoration et la présentation des enceintes de ce genre peuvent être variées presque à l'infini et, bien entendu, suivant les goûts de l'auditeur. C'est ainsi qu'on peut envisager l'emploi d'une grille métallique dorée ou chromée ou d'un revêtement de tissu moderne tout autour du boîtier, de façon à dissimuler les ouvertures de haut-parleurs.



Le haut-parleur lui-même doit être fixé avec soin d'une manière très serrée sur l'ouverture de la paroi, de façon à éviter toute fuite entre le diffuseur et cette paroi.

Beaucoup d'appareils comportent un collier de serrage facilitant le montage; l'existence d'une fuite d'air ou la disposition des systèmes acoustiques autour du haut-parleur modifie d'une manière importante les caractéristiques de fonctionnement.

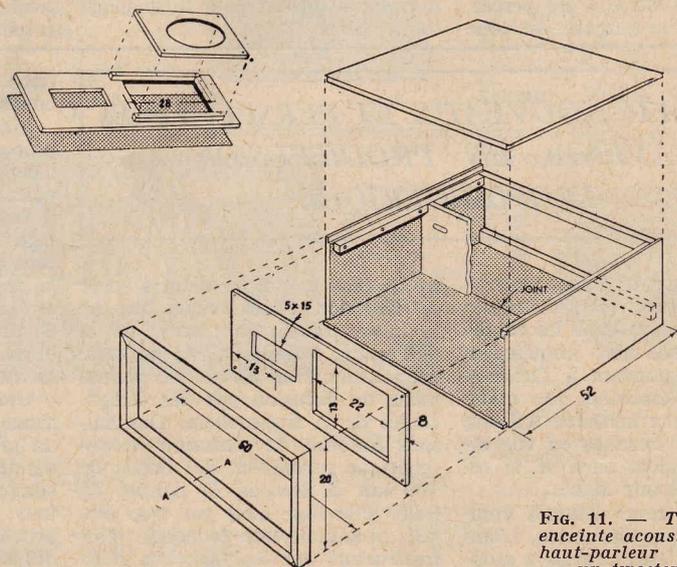


FIG. 11. — Table formant enceinte acoustique pour un haut-parleur elliptique et un tweeter (Jensen).

FABRICATION ET CONTRÔLE DES FILIÈRES EN DIAMANT

POUR le tréfilage de fil de certains diamètres, on a choisi le diamant, matériau le plus dur connu jusqu'à aujourd'hui.

Au-dessus de certains diamètres (par exemple pour les métaux durs au-dessus de 1 mm et pour les métaux mous au-dessus de 2 mm) on prend le carbure de tungstène parce que les diamants nécessaires pour le tréfilage de fil de ces diamètres seraient trop chers et qu'une telle dépense serait injustifiée.

Les diamants utilisés par Philips pour la fabrication des filières ont une qualité presque égale à la qualité des diamants pour la joaillerie. Seule leur couleur est différente.

Il va sans dire que la couleur importe peu pour une filière. Toutefois, les diamants noirs ou brun foncé ne sont pas utilisés à cause de leur opacité. Ce qui importe, c'est la dureté, l'absence d'impuretés ainsi que de fissures.

La fabrication commence par le meulage des deux faces parallèles suivi par celui d'une troisième face perpendiculaire aux autres. Cette dernière sert de fenêtre pour faciliter le contrôle de la forme, de la profondeur et du diamètre du canal d'étrépage.

Après que les diamants ont été meulés comme mentionné ci-dessus, on commence à percer l'entrée. Le perçage se fait à l'aide d'une aiguille en acier munie d'un peu de poudre de diamant maintenue par de l'huile d'olive. L'aiguille tourne à une certaine vitesse. En face de l'aiguille on colle le diamant sur un essieu qui tourne également et qui a en outre un mouvement de va-et-vient. Pour le perçage de diamant, on se sert de la poudre de diamant parce qu'on ne peut trouver un matériel plus dur que le diamant.

Après que l'entrée a été percée, on commence le perçage du cône

d'étrépage, où la déformation du fil à étirer aura lieu. Le perçage du cône se fait en principe de la même manière que celui de l'entrée. Ce n'est que la forme du point de l'aiguille qui diffère et c'est cette forme qui donne la forme au trou.

Pour finir, on détache le diamant et le recolte à la face de l'entrée pour percer maintenant la sortie de la filière. Il va sans dire que dans ce cas, le diamant doit être centré exactement pour obtenir un bon trou d'étrépage.

Après le perçage, il ne reste que le polissage du trou, ce qui est aussi fait d'une aiguille en acier et à l'aide de différentes sortes de poudre de diamant, en commençant par une poudre d'une granulométrie assez grosse et en finissant par la poudre la plus fine (0-2 micron). Ce polissage doit être très soigné afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles du fil étiré.

Les diamants sont ensuite sertis. On coule une monture autour du diamant, ce qui améliore sa solidité.

Fabrication des aiguilles de pick-up

La fabrication commence à partir de diamants munis de deux faces parallèles. Ces diamants sont fixés sur les machines à percer et au lieu d'une aiguille on se sert d'un petit tube qui a un diamètre intérieur de 0,3 mm. Le perçage se fait aussi à l'aide de poudre de diamant.

Après le perçage du diamant par le tube, une petite barre de diamant se trouve dans le tube. Ce tube est maintenant mis dans un bain rempli d'un acide qui dissout le tube et qui n'attaque pas le diamant. La petite barre en diamant ainsi récupérée est mise sur une machine à meuler pour le meulage de la pointe.

L'aiguille en diamant est ensuite mise sur une autre machine où l'on arrondit la pointe. Le rayon de la pointe diffère pour le disque microsilicon et pour le disque stéréophonique (microsilicon R = 25 microns, stéréo R = 18 microns).

Après que les pointes ont été arrondies et polies, les aiguilles sont serties dans les porte-aiguilles et contrôlées pièce par pièce, microscopiquement, sur un écran.

LE STUDIO ELA : JARDIN FÉRIQUE PHILIPS DE SON ET D'IMAGE

LE studio ELA de Philips, à Eindhoven, est une salle dont le nombre de possibilités acoustiques et techniques est unique au monde.

Grâce à un appareillage électro-acoustique ingénieux (ELA est dérivé d'électro-acoustique), on peut donner à la salle un plus long temps de réverbération et créer ainsi l'acoustique d'une cathédrale! On peut y faire des enregistrements sonores, reproduire des images de télévision sur un écran de film de 3 à 4 mètres et présenter des films à une largeur des 16 jusqu'à 70 mm inclusivement. Ces derniers sont les films dits Todd-AO pour lesquels Philips a créé l'appareillage de reproduction à la commande des Américains.

Ce studio ELA fut construit par Philips sur un des terrains d'usine et ouvert en 1948. Depuis, des centaines de milliers de visiteurs ont été reçus. Le livre des hôtes mentionne des noms de rois et d'empereurs, d'hommes d'affaires bien connus, de grands artistes, de champions sportifs et de nombreux autres personnages prédominants. Philips y a reçu, en outre, sa clientèle importante pour l'appareillage professionnel acoustique, cinématographique et de télévision.

Les démonstrations qui au début étaient constituées par une pièce d'ensemble en parole et en image, des résultats qu'on peut atteindre avec les microphones, amplificateurs, haut-parleurs et projecteurs de film, affectaient, avec l'évolution de la technique, un caractère de plus en plus spectaculaire. Pour les profanes, cette salle est une pièce de temple magique, un jardin féérique de son et d'image.

L'idée de la magie noire s'accroît fortement lorsqu'après les premiers accords d'un morceau de musique reproduit par des haut-parleurs normaux l'éclairage de la salle s'éteint peu à peu. Graduellement, on se concentre de plus en plus sur la musique et sur la qualité de la reproduction. Une nouvelle partie commence et tout d'un coup on aperçoit un changement considérable : le son devient vivant et les instruments sonnent de façon plus définie. Voilà la magie de la réophonie!

On a l'idée spatiale d'un orchestre qui semble disposé sur la scène. Lorsqu'enfin la lumière s'éteint entièrement et que la musique commence de nouveau, on a l'impression que les parois s'éloignent... L'acoustique est réellement changée au moyen de ce qu'on appelle l'*ambiophonie*, qui permet de prolonger ou de raccourcir à volonté le temps de réverbération. Ainsi, on domine ici également la façon technique le dernier facteur qui joue un certain rôle dans la reproduction « vivante », dans la salle de concert ou de théâtre. Le fort encore : à peu près tout ce qui est sonore et toute forme et toute reproduction qu'on peut s'imaginer, peut être réalisé dans le studio ELA. Il y a 70 ans à peu près les premiers pionniers Philips avaient des expériences avec la « magie »... ici les techniciens d'aujourd'hui se montrent en maître pendant les temps des magiciens du « son ».

RÉSULTATS NOUVEAUX ET PERSPECTIVES D'AVENIR EN PRODIFFUSION TROPOSPHÉRIQUE

ON sait que les ondes électromagnétiques centimétriques se propagent dans les conditions de l'Espace libre jusqu'à une distance correspondant à l'horizon de l'antenne d'émission. Les matériels de faisceaux hertziens utilisant ces ondes sont installés en vue directe et bénéficient ainsi de la réception d'un champ stable.

Au-delà de cette distance commence la zone de diffraction. L'emploi des ondes très courtes a mon-

tré qu'elles se propageaient au-delà de l'horizon visuel mieux que ne le laisse prévoir la théorie de la diffraction. Le mécanisme de cette propagation est dû à un phénomène de diffusion par des irrégularités de la troposphère. Des liaisons utilisant la diffusion troposphérique permettent des bonds de 300 km et lorsque la densité de trafic à assurer n'est pas trop élevée, procurent une économie d'infrastructure sur les faisceaux hert-

ziens classiques qui procèdent par bonds de 50 km en moyenne.

Mais les caractéristiques de cette propagation sont telles que, même dans le cas d'un petit nombre de voies téléphoniques à transmettre, il faut, pour assurer un pourcentage de temps de transmission décent devant les évanouissements de la transmission, d'une part disposer de puissances importantes, d'autre part procéder à des combinaisons de signaux reçus par différentes voies (diversité).

Une étude physique du mécanisme de la diffusion entreprise par un groupe de physiciens français animée par M. J.-C. Simon, avait conduit à penser qu'à chaque instant devait exister une fréquence privilégiée qui était transmise par diffusion. En utilisant à chaque

instant une fréquence optimale serait donc possible d'obtenir la meilleure transmission, donc d'optimiser la puissance transmise en rapport aux systèmes à fréquence fixe. Les tubes Carcinotrons C.S.F. permettaient d'effectuer le choix de la fréquence optimale avec une rapidité suffisante pour ne pas interrompre pratiquement la liaison.

Ces idées ont retenu l'attention des Services Techniques Américains qui ont permis à C.S.F. de continuer, en une première étape, le matériel d'enregistrement champ. L'analyse des enregistrements confirmait la théorie des premières expérimentations.

Nous donnons ci-dessous quelques précisions sur le matériel de mesure de champ et sur une

son que l'on pourrait réaliser à partir de résultats acquis.

LIAISON EXPERIMENTALE

Une liaison expérimentale permettant d'effectuer des mesures de champ a été établie entre Cholet et Orsay (distance 300 kms) dans les conditions suivantes :

La bande de fréquences explorée est de 200 Mc/s (entre 3 300 et 3 500 Mc/s).

Les aériens utilisés sont des réflecteurs paraboliques de 8 mètres de diamètre.

La puissance émise est de 250 watts. La fréquence émise varie linéairement dans le temps, la bande de 200 Mc/s étant explorée en 1/20 de seconde.

Le récepteur explore la bande avec la même loi de variation de fréquence qu'à l'émission et est conçu de manière à suivre cette dernière avec une sensibilité de — 110 décibels en dessous du milliwatt.

Cet ensemble permet donc de mesurer chaque vingtième de seconde le coefficient de transmission de la liaison en fonction de la fréquence f , fournissant ainsi la caractéristique $T(f, t)$.

Le résultat des mesures effectuées montre que sur une liaison troposphérique il existe à un instant donné des canaux de fréquence privilégiés pour lesquels le coefficient de transmission est maximum et supérieur d'au moins 10 décibels au niveau moyen.

D'une manière générale, la transmission dans ces canaux présente un caractère stationnaire en fréquence et en temps. La durée d'existence d'un de ces canaux atteint souvent une dizaine de secondes et vaut 0,5 seconde dans les conditions les plus défavorables. La bande passante de tels canaux est généralement de 3 à 4 Mc/s.

APPLICATION A UNE LIAISON TROPOSPHERIQUE BILATERALE

Les résultats précédents permettent de concevoir une liaison troposphérique bilatérale fondée sur l'exploitation systématique de canaux privilégiés, c'est-à-dire un équipement permettant de choisir pratiquement à chaque instant la fréquence qui assure le coefficient de transmission le plus élevé.

Dans l'équipement envisagé, l'émission utilise un tube de puissance pouvant changer rapidement de fréquence, tel que le tube car-

cinotron. A la réception on dispose également comme oscillateur local d'un tube carcinotron.

Emetteur et récepteur assurent une double fonction : exploration rapide et systématique d'une certaine bande de fréquences pendant un temps bref t , puis transmission de l'information pendant un temps T beaucoup plus long et ainsi de suite.

Les ordres de grandeur qu'il est raisonnable d'envisager sont : l'exploration en une milliseconde d'une gamme de 100 Mc/s et la transmission du signal durant environ 100 millisecondes.

Une telle liaison permet la transmission des signaux multiplex ou de signaux codés, voire même la transmission d'un signal de télévision, un tel signal se composant lui-même successivement de signaux de synchronisation et du signal utile.

AVANTAGES DE LA LIAISON

Une telle liaison permet de tirer systématiquement le meilleur parti des fluctuations du champ sur un trajet donné en fonction du temps et de la fréquence.

Elle se traduit donc, à performances égales, par la mise en œuvre d'un matériel beaucoup plus réduit que les liaisons troposphériques existantes utilisant un procédé de diversité.

La liaison envisagée autorisant le fonctionnement du récepteur à un niveau supérieur au niveau moyen procurerait un gain d'environ 12 décibels par rapport à une liaison utilisant la diversité double. Elle s'effectuerait donc à performances égales au moyen de deux émetteurs de moins de 1 kilowatt et deux aériens seulement là où un système à diversité double nécessite soit deux émetteurs de 10 kilowatts et quatre aériens, soit quatre émetteurs de 10 kilowatts et deux aériens.

Le gain à performances au moins égales serait encore substantiel par rapport à une liaison à diversité quadruple. Au lieu de quatre émetteurs de forte puissance et de quatre aériens, on n'aurait encore que 2 émetteurs de moyenne puissance et deux aériens.

En résumé, un tel système de transmission permet, pour une performance déterminée, d'assurer une liaison donnée à l'aide d'un matériel considérablement réduit du point de vue puissance et présentant, par conséquent, tous les avantages qui en découlent.

On trouvera également dans ce volume 3, 2^e édition, les études théoriques et pratiques concernant les circuits amplificateurs (cascade, neutrode, etc...), le souffle, les antennes, les lignes et la propagation.

Tous ces circuits, bien réalisés, permettent d'améliorer les possibilités de réalisation d'un téléviseur, ce qui justifie le sous-titre « Télévision à longue distance ».

Comme les autres volumes du « Cours pratique de Télévision », de F. Juster, ce volume peut être acquis et lu indépendamment des autres.

INSTALLATION, MISE AU POINT ET DEPANNAGE DES RECEPTEURS DE TELEVISION

par Robert ASCHEN,

Ingénieur-Docteur

Avec le concours

de la « Vie des Métiers »

UN volume 16 x 25, 76 p., 48 figures, édité par Eyrolles. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris (2^e). Prix : 9,05 NF.

Destiné principalement aux installateurs, metteurs au point et dépanneurs des téléviseurs, cet ouvrage a été divisé en trois parties : les Antennes, les Téléviseurs proprement dits, le Contrôle des téléviseurs.

Le fonctionnement des antennes est étudié pour la meilleure réception des différentes bandes. Les particularités des circuits amplificateurs des signaux captés par l'antenne sont ensuite exposées ainsi que le côté pratique des installations simples et à répartition collective.

Pour les récepteurs proprement dits, l'auteur fait la description complète d'une véritable « station-service » destinée à leur analyse dynamique, chaque circuit devant être aligné sur la fréquence exacte propre aux conditions locales de réception. Le lecteur sera vivement intéressé par un exposé des méthodes nouvelles de réglage permettant d'éliminer les interférences dans les régions où sont recueillies plusieurs émissions.

A propos de l'alimentation du tube de télévision avec les oscillateurs à relaxation et les circuits de synchronisation, de nouveaux montages sont indiqués fonctionnant avec des tubes 90° et 110° en 819 lignes et 625 lignes. L'équipement de contrôle destiné à la vérification des téléviseurs qui est décrit dans l'ouvrage facilite la tâche du dépanneur et permet d'obtenir une grande précision dans le réglage devant se traduire par une amélioration notable de la réception des images.

La dernière partie est consacrée à l'intéressante question d'actualité qu'est l'adaptation des téléviseurs existants à la bande IV, dont les signaux sont convertis pour passer dans la bande I.

Riche en renseignements pratiques immédiatement utilisables par les professionnels de la télévision, notamment par les agents et concessionnaires de marques, ce livre intéressera également les agents techniques désirant se documenter sur la qualité de la réception en télévision ; les uns et les autres y trouveront la documentation condensée et claire dont ils ont besoin.

LES TUBES AUX HYPERFREQUENCES

Triodes et tétrodes - Klystrons

Magnétrons

Tubes à onde progressive

Amplificateurs paramétriques

et quantiques

par J. VOGÉ,

Ingénieur en chef des Télécommunications

UN volume 15 x 25, 262 p., 128 figures, 8 pl., 4 tableaux, édité par Eyrolles. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris (2^e). Prix : 45,70 NF.

Depuis 1951, date de publication d'un livre du même auteur sur les tubes aux hyperfréquences, les performances des tubes industriels (puissance maximum en régime entretenu et en impulsions ; bande électronique maximum en amplification ou en oscillation ; facteur de bruit minimum des tubes amplificateurs de réception) ont été améliorées dans des rapports très considérables, le coefficient d'amélioration allant de quelques dizaines à parfois plus de cent. On obtient aujourd'hui des puissances moyennes de plusieurs dizaines de kilowatts, des puissances de crête de plusieurs dizaines de mégawatts, des bandes supérieures à une octave, des facteurs de bruit réduits à quelques décibels. Gain, rendement, durée de vie, résistance mécanique et thermique sont également très augmentés. Tout ceci résulte de progrès accomplis dans la technologie (cathodes plus émissives, précision mécanique accrue des éléments de dimensions microscopiques, remplacement du verre par la céramique, meilleurs « optiques » et meilleure focalisation, etc.) en même temps que l'on découvrait de nouveaux principes de tubes — tels le carcinotron en 1952 ou le platinotron en 1957). Par ailleurs, des amplificateurs de types différents, paramétriques et quantiques (« masers »), qui ne sont plus en général des tubes électroniques, font leur apparition dans le domaine des hyperfréquences, en laissant espérer une réduction nouvelle très sensible du bruit.

Le lecteur trouvera dans le traité de J. VOGÉ — rédigé d'après un cours professé à l'Ecole nationale supérieure de télécommunications — des développements sur tous les points mentionnés ; l'auteur expose pour chaque tube le principe, l'histoire, la théorie, les conditions d'emploi, les performances, les caractéristiques des réalisations les plus récentes dans l'industrie et au laboratoire tant en France qu'à l'étranger (spécialement aux Etats-Unis). Les diverses utilisations font, dans chaque cas, l'objet d'un examen détaillé : télécommunications (liaisons en visibilité directe et par « diffusion troposphérique »), télécommande et téléguidage, radars (y compris les radars à grande portée pour la détection d'engins très éloignés), radionavigation (principalement aéronautique), télévision en ondes décimétriques, physique nucléaire, contre-mesures militaires, radiothérapie et diathermie, chauffage diélectrique, etc.

Le livre, illustré de nombreuses photographies, intéresse donc tous les ingénieurs travaillant dans ces domaines variés, aussi bien que les spécialistes des hyperfréquences. Il est d'ailleurs composé et rédigé de façon à être accessible à un très large public d'étudiants et de techniciens.

BIBLIOGRAPHIE

COURS PRATIQUE DE TELEVISION

par F. JUSTER

(Volume 3 — 2^e édition 1960)
Télévision à longue distance

UN volume de 260 pages, format 13,5 x 21, avec 200 figures, schémas, illustrations. — Edité

par les Editions Techniques Professionnelles G. Dufour. — En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris (2^e).

Ce troisième volume du *Cours Pratique de Télévision* apporte, dans sa seconde édition, de nouveaux textes sur les circuits U.H.F. (bandes IV et V) qui sont incorporés ou ajoutés aux téléviseurs actuels. Du matériel U.H.F. a été présenté, d'ailleurs, au Salon 1960 de la pièce détachée.

Petites ANNONCES

2,15 NF la ligne de 33 lettres, signes ou espaces, toutes taxes comprises (frais de domiciliation : 1,25 NF)

Auto-Radio Arel 8 l., tr. bon état, bas prix, à v. — Ecr. Jnal qui tr.

Vds magnéto Radio-Star 104 3 vit., gr. bob., HP 21, œil mag., 2 entr., 3 sort. compt. régl. sép. graves aig., val. gain. cordoual, ét. neuf, lamp. gar. av. micro. 800 NF. Ecr. Jal q. tr.

Vds REELA France 6 trans. format poche 12x8x4 cm, cse dble emploi comme neuf (ach. avr. 60), 100 NF. Cadeau : écout. pers. val. 24 NF. — R. MARQUETTE, 27, r. Roosevelt, LAON (Aisne).

Vds Vedette Blue Sky télécom. Em. XN7, Réc. RN4, Echapp. stab. Et. neuf, compl. av. piles accus alim. émetteur. Faire offres à DRABER, 1, r. Daru Paris (8^e), av. env. timb. pr réponse.

J. Hom. 21 ans, veux corresp. avec étudiants, techniciens-radio. — Ecr. DAHAN R., 16, r. de Taza, MEKNES (Maroc).

Dépan. Radio 30 a., diplômé ETN en Télé, cherche pl. stable av. poss. de parfait. en Télé. Ecrire : André COUVRAND, Cité St-Michel, CHATEAUBRIANT (L.-A.).

Rech. câblage, montage, radio ou appareil électronique. Travail effect. par tech. très averti. Ecrire au Jal qui tr.

Vds antennes 144, 5 éléments. — P. DEVAUX, 54, r. Chabannes, AMIENS.

L'ETAT recrute services techniques et administratifs, concours faciles. Indicateur Professions Administratives, ST-MAUR (Seine).

Vds cause dble emploi WS-58 parf. état, complet avec alim. vibreur et ts accessoires 120 NF, réc. FUG-10 OC., 30 NF. DEPIN, 96, r. Nationale, LES SABLES d'OLONNE (Vendée).

Fds Radio TV, disques ménag. urgt. vente raison de famille ds loc. imp. bord de mer VAR st. climat., hiver été en plein dev. mag. neuf avec dépend. long bail, chif. aff. imp. Agt gdes marques. Prix : 2,2, cède av. ou ss stock. Ecr. Jal qui tr.

Vends poêle mazout « Fuels » 200 m3 neuf, 300 NF. Machine à écr. Japy portat., 320 NF, consentirai facilités. Cherche bon oscillo-disques Assimil allemand 45 t. Ecr. BESSEDDIK - P.T.T. — BOISSY-ST-YON (S.-O.).

Vds lamp. multimètre - hétérodyne. Etat neuf. Bas prix. Ecr. CORSET G., 13, r. des Pyrénées, BORDERES-SUR-LECHEZ (H.-P.).

EQUIPE CHASSEURS SON vd matériel amateur (pr achat matériel professionnel autonome : 1 magnétophone autonome « Stuzzi Magnette », 2 magnétophones « Philips EL 3524 » avec access., 3 micros Mélodium 75 A, 3 pieds micro, 3 boîtes câble blindé conten. chacune 30 m., 1 mélangeur 4.000 BI, 1 casque audio 15. Le tout état neuf. S'adr. J. DE VILFLOS, 64, r. du Pr.-Wilson, DUNKERQUE (Nord).

V. électro stéréo changeur 3 vit. + quelq. disq., 550 NF. Pr ts renseign. compl. — Ecr. au Jnal qui tr.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte envoyé, le tout devant être adressé à la Société Auxiliaire de Publicité, 142, rue Montmartre, Paris (2^e), C. C. P. Paris 3793-60

PARIS atelier radio 60 m2 installé, garage, cède ou échange ctre propriété appartement — HENRY, FONTENAILLES (S.-et-M.).

Vendrai fond stock radio-télé. Th. DARNAUDET, pl. de la Gare, CABRETON-S.-MER (Landes). T. 78.

Vs Matériel Radio - BF neuf. Px très int. BENARD, BP 124 - DIJON.

Vends changeur disques Thorens automatique CD 43 N jamais utilisé. Valeur : 565,57 NF. Emballage origine. Cédé 400 NF. BRETON, Cilof, GIENS (Var).

Vds TX/RX 72 Mc/s Mobile 4 W, ordre marche. Fone/Cw, compl. avec XAL-MICRO - 21 lamp. Px : 300 NF. R. LECOCQ, 4, r. St-Martin, BAYEUX (Calvados).

FLUORESCENCE

4 à 100 watts. Réglettes complètes et en pièces détachées. Prix fabricants. — Prospectus. ARABYAN, 22, rue Eugène-Varlin, PARIS (Château-Landon) NORD 25-54

POSSESSEURS DE MAGNETOPHONES

Faites graver vos bandes sur disques microsillons « Haute Fidélité »

Disques 2 faces à partir de 9,60 NF TRIUMPHATOR (B.P. 43.14) 72, av. Général-Leclerc, PARIS (14^e) SEG. 55-36

Assistant prise sons (studio, cinéma, disques, radio, télévision) effectuant déjà correspondance sonore pour radiodiffusion cherche emploi. — Ecrire HAVAS, DUNKERQUE, Case n° 245.

Vends mes cours radio 25.000. Livres de bibliothèque radio de grande valeur pour ingénieur et mon matériel. Ecr. Jal q. tr.

Vds Rx trafic « National » 4 gammes 11 m. à 200 m. Alim. et H.-P. - p.p. 400 NF - Magnétoph. Philips + micro + 3 bandes pleines 450 NF. J. DOULSIER, 16, rue de Beaucaire, NIMES.

Cherchons : 1°) Vendeur pièces détachées radio qualifié. 2°) Un technicien relais. 3°) Une sténo-dactylo. — RADIO-PRIM, 296 rue de Belleville, Paris (20^e).

Electron. 30 ans, diplômé faculté catho. niveau ing., très bonnes connaissances techn. et théor. HF, BF, électro-industr. cherche situation Paris. S'adresser au Journal qui transm.

Vds bdes 360 m. nves, 4 Sonocolor, 3 Kodak 18 NF pce. Ecr. Jal q. tr.

Vds Matériel Radio neuf. HACHE, 17, r. Vaugelas - ANNECY (H.-S.)

Le Gérant : J.-G. POINCIGNON

Société Parisienne d'Imprimerie 2 bis, imp. Mont-Tonnerre PARIS (15^e)

Distribué par « Transports-Presse »



BIBLIOGRAPHIE

RADIOELECTRICITE GENERALE

Circuits - Lignes - Antennes Propagation - Hyperfréquences à l'usage des Ingénieurs, Agents techniques et Etudiants par H. M. Veaux Ingénieur en chef au Ministère des P.T.T.

UN volume 16x25, 424 pages, 424 figures. Edité par Eyrolles. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris (2^e). Prix : 35 NF (taxe locale en sus).

Les applications et la radioélectricité sont difficiles puisqu'il importe d'obtenir des réceptions relativement stables par une propagation à travers de milieux essentiellement instables et ouverts aux bruits de toutes origines. Aussi est-il malaisé de traiter en un ouvrage unique une matière aussi vaste.

Et pourtant, là est bien le succès de M. Veaux. Ses fonctions et sa pratique de l'enseignement le qualifiaient particulièrement pour enseigner dans un réseau de mathématiques convenables (certificat de mathématiques générales, ou baccalauréat scientifique) l'ensemble des problèmes de la radioélectricité. L'auteur a su exposer dans un style clair le domaine si important des hyperfréquences. L'ouvrage fait état de découvertes les plus récentes. Les origines internationales font bien ressortir le climat scientifique actuel qui apporte d'incroyables développements techniques et ne peuvent rester ignorés de l'ingénieur de l'agent technique et moins encore de l'étudiant. Cette synthèse de sujet leur gagnera un temps précieux dans leurs recherches et conduira rapidement au but qu'ils poursuivent.

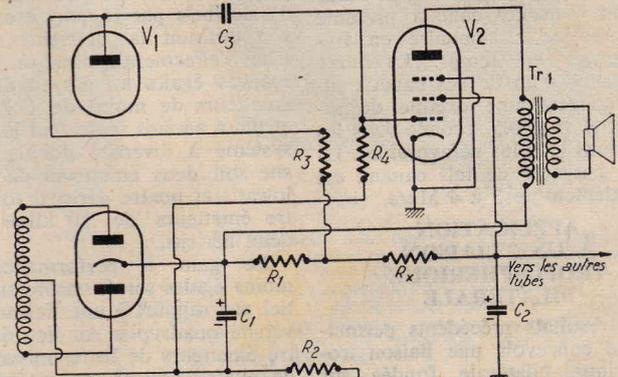
UN MONTAGE ÉCONOMIQUE

DANS les petits récepteurs et les tout-courants, on remplace souvent la self de filtrage de la haute tension par une résistance. Si ce montage est intéressant par son économie et la réduction de poids et d'encombrement, il provoque par contre une chute de la haute tension, donc de la puissance modulée.

et $1/C_3\omega$, avec ω = pulsation de la composante principale du ronflement (50 ou 100 c/s). (1) On emploiera donc une pentode dans l'étage préamplificateur.

Un essai a été fait dans les conditions suivantes :

R interne de $V_1 = 80 \Omega$
 $R_1 = 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 270 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 470 \text{ k}\Omega$



Pour augmenter cette puissance, on alimente souvent l'étage final avant la cellule de filtrage. C'est alors le ronflement qui devient prohibitif. Un moyen simple d'éviter ce ronflement est indiqué sur le schéma figure 1. Il est inutile de souligner le faible prix de revient du dispositif, puisqu'il ne nécessite que deux résistances.

Pour commencer, notons la polarisation de l'étage final qui se fait par le moins (résistance R_2). Les valeurs de R_2 , R_3 et R_4 dépendent des tubes employés. La résistance R_1 est la résistance de filtrage. C'est la valeur de R_x qui détermine l'efficacité de la compensation. Sa valeur se calcule d'après la formule suivante :

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4} \quad (1)$$

Pour que cette formule soit applicable, il faut que la résistance interne du tube préamplificateur V_1 soit élevée par rapport à R_x , $1/C_2\omega$

$C_1 = C_2 = 16 \mu\text{F}$ et $C_3 = 2000 \mu\text{F}$. En employant la formule (1) on trouve :

$$R_x = \frac{220 \cdot 270 \cdot 000}{470 \cdot 000} = 126 \text{ k}\Omega$$

Une première mesure avec R_x de zéro avait donné une tension de ronflement aux bornes du secondaire de Tr_1 de moins de 46 dB au niveau est tombé à moins de 63 dB avec $R_x = 100 \Omega$.

On voit donc que le ronflement est sept fois plus faible qu'avant. Cette valeur a été la plus faible observée au cours des essais. L'« erreur » de 26 dB par rapport à la valeur calculée est due à des approximations et aux hypothèses qui ont été faites pour établir la formule (1).

Quoi qu'il en soit, la valeur de R_x calculée est considérablement inférieure à celle qui a été observée. Les raffinés remplaceront par un potentiomètre qu'ils auront fait des essais.

(d'après Wireless World) M. B.

(1) Une deuxième condition d'équilibre est donnée par la formule