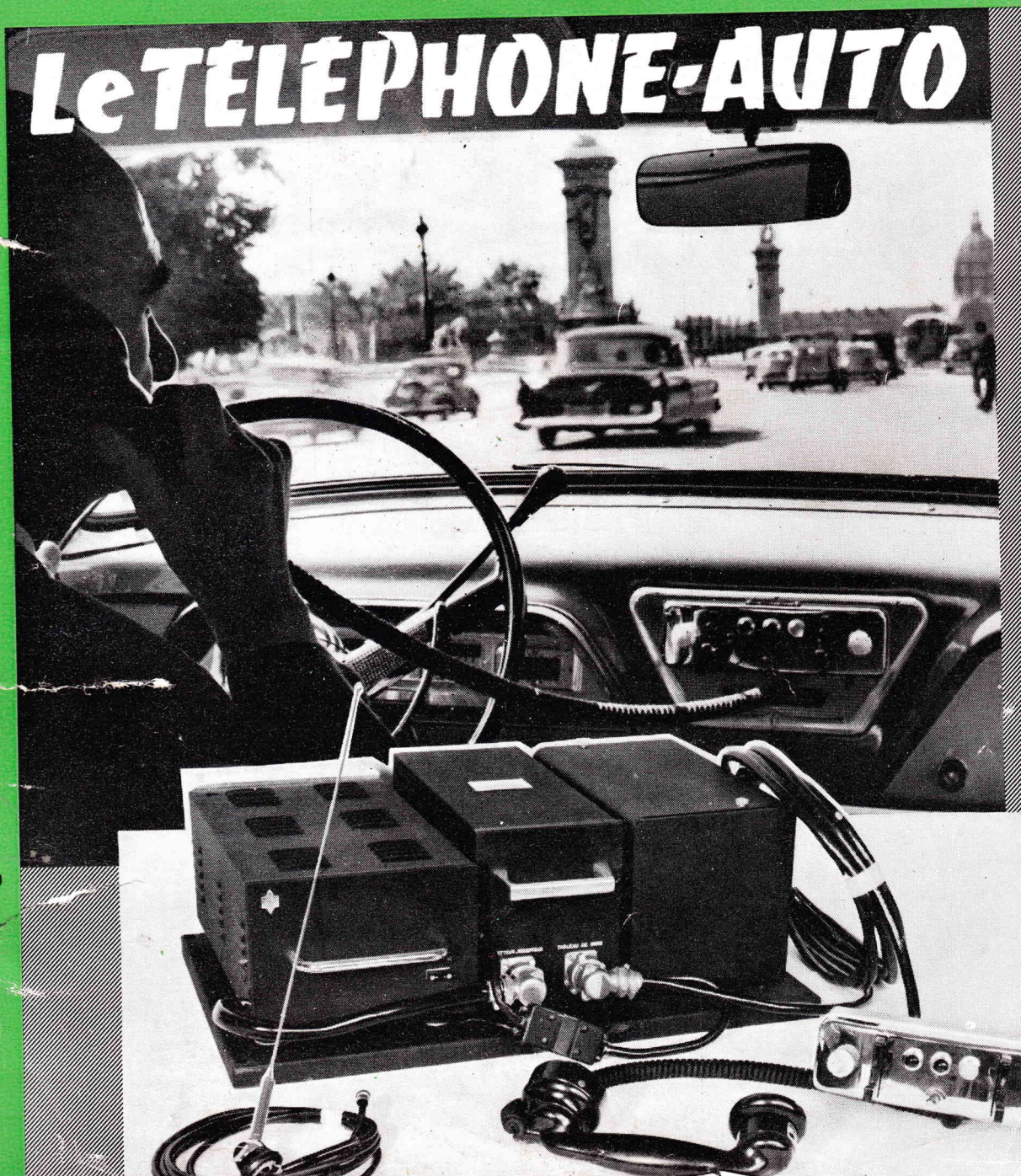
11e ANNÉE N° 1 041. — 15 juillet 1961 Le 15 de chaque mois

19F 144 fr. marocains

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation RADIO TÉLÉVISION

Le TÉLÉPHONE-AUTO



45 CE NUMÉRO

- Le XXIVe Salon International de l'aéronautique.
- Récepteur portatif et auto à 6 transistors.
- Flash électronique à tr[illegible]
- [illegible]r à transistors.
- [illegible]s parasites en radiocommande.
- Récepteur à 7 transistors et câblage imprimé.
- Nouvelles transformations des bandes magnétiques.
- L'indicateur d'accord sur les tuners FM.
- Transceiver 28 MHz à transistors.

UHF et 625 lignes

DANS cet article, nous étudierons quelques dispositifs de commutation des bases de temps image et ligne permettant de passer du standard 819 lignes au standard 625 lignes.

Le fonctionnement des bases de temps ne dépend pas de la largeur de bande et des autres caractéristiques de la partie réception.

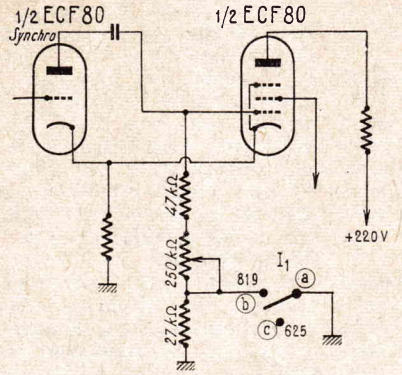


FIG. 1

Il y a lieu toutefois de prévoir les dispositifs convenables de commutation pour que les signaux de synchronisation appliqués aux oscillateurs de relaxation, aient le signe et la forme convenables.

Les procédés généraux de commutation ont été exposés dans le précédent article.

COMMUTATION SUR MULTIVIBRATEUR LIGNES

Voici quelques méthodes adoptées par des spécialistes du bobinage TV.

Dans le multivibrateur à synchro directe préconisé par Aréna pour le balayage lignes, la fréquence est déterminée par la résistance insérée dans circuit de grille de l'élément pentode de la ECF80. La figure 1 donne le schéma de cet élément.

On voit que le circuit de grille comprend trois résistances, l'une fixe de 47 kΩ, la seconde variable de 250 kΩ réalisée avec un potentiomètre de 250 kΩ linéaire au graphite et une troisième résistance fixe de 27 kΩ.

La fréquence du multivibrateur diminue lorsque la résistance de grille augmente. Pour passer du 625 lignes au 819 lignes on court-circuite la résistance de 27 kΩ. L'examen de ce schéma montre que le réglage de mise au point de la fréquence, effectué avec la résistance variable de 250 kΩ doit convenir pour les deux lignages et que seul le court-circuit de la résistance de 27 kΩ suffit pour passer d'un standard à l'autre.

Il suffira donc, avec ce dispositif, de régler le circuit variable sur un seul standard, l'autre standard se trouvant alors réglé.

Nous répondrons toutefois d'avance aux objections de certains lecteurs qui voudraient un réglage par standard. Ils auront intérêt alors, à adopter le schéma de la figure 2 qui comporte deux potentiomètres de 250 kΩ.

Pour chaque standard il y aura lieu de régler le potentiomètre correspondant à la position du commutateur.

Il va de soi que ce dispositif peut servir d'exemple pour d'autres montages analogues avec des valeurs d'éléments différentes.

LAMPE FINALE LIGNES

Sur la base de temps lignes préconisée par le même fabricant de bobinages, on trouve une seconde commutation 625-819 s'effectuant sur le condensateur du circuit de récupération.

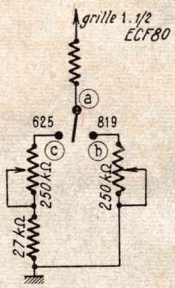


FIG. 2

Nous donnons la partie qui nous intéresse à la figure 3. En position 625 lignes, la valeur du condensateur de récupération est de 0,1 μF, tandis qu'en 819 lignes elle est celle de l'ensemble série 0,1 - 0,022 μF dont la valeur en picofarads est :

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{100\,000 \,.\, 22\,000}{122\,000} \text{ pF},$$

ce qui donne 18 000 pF environ.

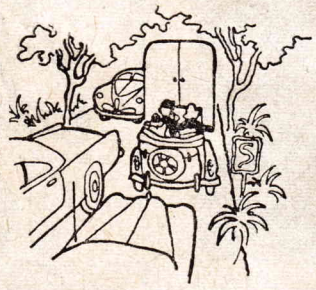
La valeur du condensateur de récupération n'est pas critique au point de vue de la fréquence, mais influe beaucoup sur l'amplitude (donc largeur de l'image qui apparaît sur l'écran) et la linéarité. Il va de soi que les valeurs indiquées ne sont valables que pour un bloc déterminé, mais la méthode est utilisable dans d'autres montages.

SOURIEZ

VOUS PARTEZ ? NOUS AUSSI !

RECTA

SOYEZ PRUDENT



RECTA SERA FERMÉ DU 31 JUILLET AU 21 AOUT

BON REPOS pour vous et votre famille

A BIENTOT : RECTA

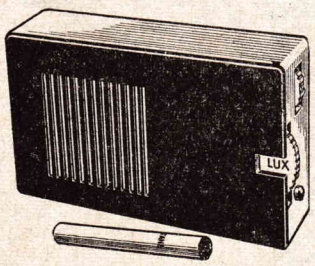
LE SUPER TRANSISTOR DE POCHE

ALI-BABA

MONTAGE MAGIQUE MONTÉ EN 20 MINUTES !

SUPER PETIT SUPER

ELEGANT EXQUIS DE BON TON



PO GO

HP 7 cm

Dim. : 130×35×80 mm

A PEINE PLUS GRAND QU'UNE GITANE

SILENCIEUX SUR LA PLAGE

PRISE : casque-écoute individuelle
PRISES : Antenne-voiture et HP supplém.

1re VERSION

● MONTAGE MAGIQUE ALI-BABA. Complet, pour être prêt en un temps record 149,00
Sacoche, 7,50. Casque pour écoute individuelle 18,50

2e VERSION

● ALI-BABA, COMPLET, en présentation « haut luxe bicolore », tout prêt à chanter, terminé avec sacoche à courroie 179,00

VOUS AVEZ ENCORE LE TEMPS POUR COMMANDER

"TUXIMAT"

LE MIRACLE DE LA TECHNIQUE PHOTO ALLEMANDE

SI PETIT

SI PRATIQUE

PLUS PETIT QU'UN PAQUET DE GAULOISES

● CELLULE PHOTO-ELECTRIQUE INCORPOREE

● MISE AU POINT INUTILE

« TUXIMAT » miniature à réglage automatique, prix franco RECTA-CONTACT 100,00

Pellicules 16 mm pour 16 vues
14 x 14 : 3,70. Pour couleur : 5,00

Agrandissements possibles jusqu'à 60x60 cm.

Sac cuir toujours prêt 12,00

RECOMMANDE AUX AUTOMOBILISTES

CONSEILLE POUR VOS ETUDES, POUR VOUS DISTRAIRE PENDANT VOS VACANCES...

DOCUMENTEZ-VOUS SANS TARDER ! 20 SCHEMAS D'AMPLIS, TRANSISTORS ET SUPERS VOUS ATTENDENT, VOUS VERREZ QUE MEME UN AMATEUR PEUT CONSTRUIRE SANS SOUCI, SANS EQUIVOQUE (5 TP à 0,25)

20 à 25 % REDUCTION EXPORT - A.F.N. - COMMUNAUTE

Sté RECTA
S.A.R.L. au capital de 10 000 NF
37, av. LEDRU-ROLLIN PARIS-XIIe
Tél. : DID. 84-14
C. C. P. Paris 6963-99

Fournisseur de la S.N.C.F., du Ministère de l'Education Nationale, etc...
NOS PRIX COMPORTENT LES TAXES, sauf taxe locale 2,83 %.
SERVICE TOUS LES JOURS DE 9 A 12 H. ET DE 14 A 19 H., SAUF LE DIMANCHE

PUB. J. BONNANGE

On retiendra que pour passer d'une fréquence déterminée (celle du 625 lignes par exemple) à une fréquence supérieure, il faut diminuer la capacité de récupération.

Lorsqu'on effectue le travail de mise au point, on peut partir d'une base de temps pour 819 lignes par exemple, dans laquelle on trouve un condensateur de récupération dont la capacité est C_{819}.

On lui substitue en condensateur C_{625} de valeur plus élevée, dont on détermine la valeur

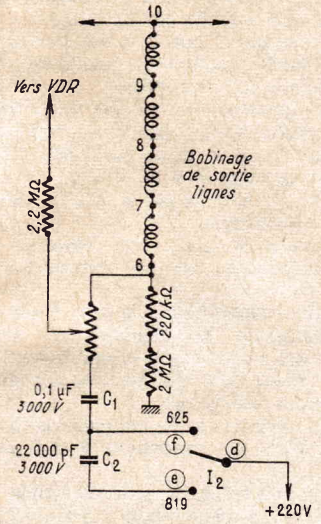


FIG. 3

expérimentalement. Il ne restera plus qu'à réaliser le montage en série de deux condensateurs C_1 et C_2 comme ceux de la figure 3. La valeur de C_1 est évidemment :

$$C_1 = C_{625}$$

Celle de C_2 est donnée par la relation :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_{819}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

de laquelle on tire :

$$C_2 = \frac{C_{819} \cdot C_{625}}{C_{625} - C_{819}}$$

puisque $C_1 = C_{625}$.

COMMUTATION DU PONT DE LUMIERE

La luminosité varie lorsqu'on passe d'un standard à l'autre.

Le pont de réglage de lumière est disposé dans le circuit du wehnelt (grille 1) du tube cathodique. On a constaté qu'il est nécessaire de diminuer la résistance totale comprise entre le curseur du potentiomètre de luminosité et la masse autrement dit, rendre le wehnelt plus négatif en position 819 lignes qu'en position 625 lignes.

Ce résultat est obtenu à l'aide du commutateur unipolaire I_3 de la figure 4.

Un réglage variable pour chaque standard n'est pas indispensable car on a toujours la possibilité de régler la luminosité avec le potentiomètre de 500 kΩ.

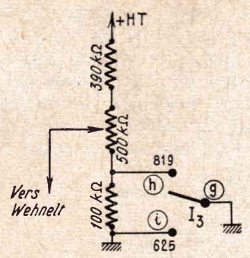


FIG. 4

Ce relais peut être commandé automatiquement par un montage accordé sur 20 475 c/s, fréquence de la base de temps lignes du 819 lignes.

La figure 5 donne le schéma de ce circuit, particulièrement intéressant, étudié par Aréna. Les nouveaux téléviseurs Général Télévision sont équipés d'un dispositif de même conception.

Son fonctionnement est le suivant : Supposons que la plaque séparatrice lignes envoie des impulsions à la fréquence 20 475 c/s sur la grille de la 1/2 ECC 88 à travers le circuit 1 500 pF - 470 kΩ.

La plaque de cette triode transmet ces impulsions à la cathode de la diode OA85. Dans le circuit de cathode de cette diode on a monté un circuit accordé LC composé de $C_1 = 4\,700$ pF, condensateur fixe et de L_1, bobine réglable à noyau ferrite.

Pour l'accord exact sur 20 475 c/s, la valeur de L_1 est donnée par la formule de Thomson écrite sous la forme :

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_1},$$

avec $f_1 = 20\,475$ c/s et $C_1 = 47 \cdot 10^{-10}$ F, L_1 étant obtenu en henrys.

Le calcul numérique donne $L_1 = 12{,}9$ mH environ.

Comme L_1 est variable, l'accord exact est obtenu par réglage du noyau.

Le signal qui parvient à la cathode de la OA85 n'est pas sinusoïdal mais à impulsions, toutefois, la fondamentale de ce signal périodique est sinusoïdale. Pour cette fondamentale, le circuit accordé L_1 C_1 présente une impédance élevée et, de ce fait le maximum du signal est appliqué à la diode.

Après redressement, la composante continue est appliquée à la grille g de la 1/2 ECC 88 (V_2) qui devient plus négative en raison de la disposition de la OA85 avec sortie à la plaque.

La grille étant polarisée plus négativement, la plaque de V_2 est plus positive, le courant plaque de cette triode diminue et la lampe peut se bloquer si la polarisation de grille atteint ou dépasse la tension de cutoff (annulation du courant plaque).

Dans ces conditions, aucun courant ne passe dans la bobine du relais et les contacts qui s'établissent sont, par exemple a-b, d-c, g-h s'il y a trois inverseurs. Supposons maintenant que l'émission reçue est à 625 lignes. Le signal à impulsions de lignes est maintenant, à la fréquence :

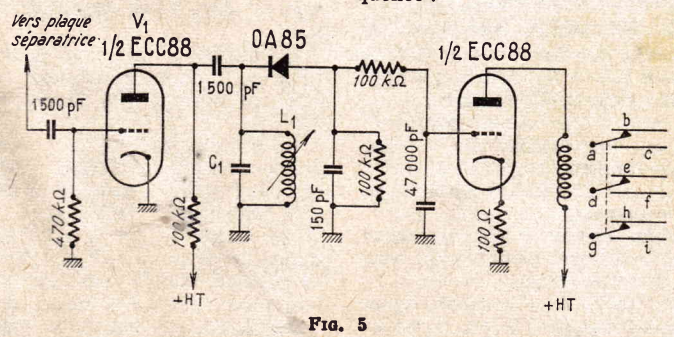


FIG. 5

COMMUTATION A DISTANCE

Un seul relais à plusieurs contacts inverseurs peut remplacer avantageusement les deux ou trois commutateurs que nous venons d'indiquer.

$$f_{625} = 25 \cdot 625 = 15\,625 \text{ c/s}$$

valeur très différente de $f_{819} = 20\,475$ c/s.

Le circuit L_1 C_1 étant toujours accordé sur 20 475 c/s présente une impédance réduite à la fondamentale f_{625} de 15 625 c/s. Il en résulte

PRIX INFÉRIEURS
QUALITÉ SUPÉRIEURE
=LIBRE SERVICE

QUELQUES EXEMPLES...

Tube T.V. 59 cm 110°	100,00
Ebénisteries TV ou Radio...	10,00
Cache TV 43-54 cm, etc....	6,00
Valise pour Electrophone (pour platines Pathé)	12,00
Ampoules d'éclairage (130 V) Remise sur tarif officiel	30 %
Tubes Radio : 2D21 - 6AL5 - 6BE6 - 6J6, etc.	1,95

...tout le MATÉRIEL STANDARD DISPONIBLE !..

mais aussi un choix extraordinaire de SPÉCIALITÉS !..

QUELQUES EXEMPLES...

AIMANTS - ALU (en plaques) - AMORTISSEURS - BAKELITE (en plaques - en tubes) - BLINDAGES (alu - laiton - mû métal - papier métallisé) - CAPOTS pour TRANSFO - CIRE H.F. et T.H.T. - CHIMIE (plus de 30 produits) - COMPTEURS (mécanismes) - CHASSIS PERCES et NON PERCES - COPPER CLAD pour CIRCUITS IMPRIMES - DECOLLETAGE - ENTRETOISES - EQUERRES - FERRITE - FILS EMAILLES (pour bobinage) - FILS GUIPES - FILS RESISTANTS (par coupes de 10 et 20 m) - ISOLANTS (bakélite - mica - stéatite, etc...) - ISOLATEURS - LAITON en plaque - MECANIQUE : choix exceptionnel de petites pièces pour télécommande, maquettes, etc... - MICROSWITCH - MOTEURS - PEGA pour GAINAGE de VALISES - PLEXIGLASS en plaques, en tubes - POIGNEES et FERMETURES pour VALISES - PROFILES LAITON pour DECORS, pour TRANSFORMATIONS, pour ADAPTATIONS - QUARTZ - RELAIS ELECTRONIQUES - RESSORTS - RIVETS - ROULEMENTS à BILLES - SELFS à FER et à AIR - TRANSFORMATEURS (30 000 pièces en stock !) caractéristiques STANDARD et SPECIALES - TOLES et ETRIERS pour TRANSFO - TISSU PLASTIFIE et TISSU METALLIQUE pour DECORS H.P. (petites et grandes coupes).

1) RADIO-PRIM 296, r. de Belleville PARIS-20e
(Porte des Lilas) Tél. : MEN. 40-48
Garage facile

2) RADIO-PRIM 5, rue de l'Aqueduc PARIS-10e
(Gares du Nord et Est) Tél. : NOR. 05-13

3) RADIO M. J. 19, r. Claude-Bernard PARIS-5e
(Gobelins) Tél. : GOB. 47-69

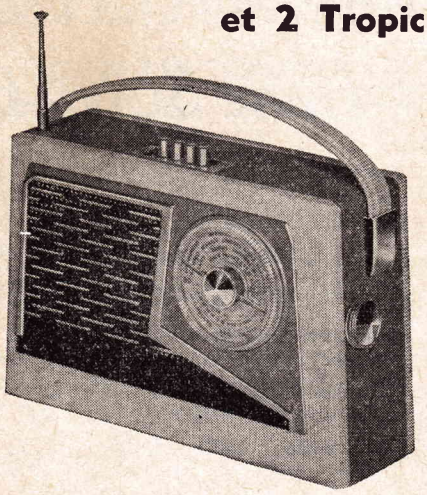
(Nous n'avons pas de catalogue)

TRANSISTORS

8 Modèles disponibles dont

1 MODULATION DE FRÉQUENCE

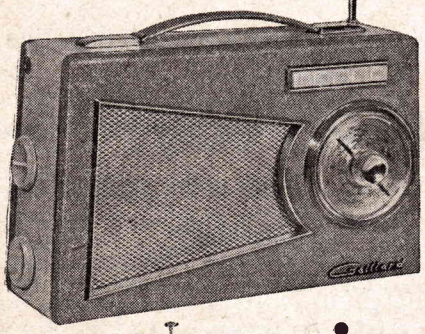
et 2 Tropic



BIJOU 6 transistors PO-GO.
BIJOU « Tropic », 6 transistors OC-PO.
T61, 6 transistors PO-GO.
T61-OC, 6 transistors OC-PO-GO.
T61 « Tropic » 6 transistors 3 x OC-PO-GO.

●

T660, 6 transistors PO-GO.
T860-OC, 8 transistors OC-PO-GO.



●

T961-FM,
9 transistors OC-PO-GO-FM.

Vendus avec remise 20 %

et garantie totale

Expéditions sous 48 heures en province et étranger.

Catalogue très détaillé n° 6 sur demande contre 2 NF en timbres.

GAILLARD

VAU 41-29 - 21, rue Charles-Lecocq, Paris-15e - BLO 23-26

Démonstrations tous les jours sauf dimanches et fêtes, de 9 à 19 heures

RAPY

que la diode reçoit un signal plus faible que précédemment. La grille de V_2 sera donc moins négative, la lampe deviendra conductrice et un courant passera dans la bobine du relais. Les contacts seront alors a-c, d-f et g-i.

La bobine du relais préconisée par Aréna doit avoir une résistance de 6 000 Ω.

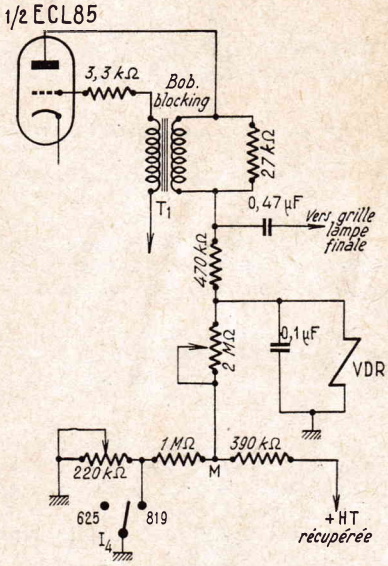


Fig. 6

Pour passer du système à commutateurs des figures 1, 3 et 4 à celui à relais, on tiendra compte des lettres **a à i** de la figure 5 qui sont inscrites également sur ces figures.

BALAYAGE VERTICAL

Dans le montage Aréna, le balayage vertical à 50 c/s fonctionne avec 220 V pour la lampe de puissance et avec la + HT récupérée pour la plaque de l'oscillateur de relaxation qui est un blocking.

Comme cette haute tension récupérée est modifiée lorsqu'on passe d'un standard à l'autre, une correction doit être effectuée dans le circuit de plaque de la lampe blocking.

La figure 6 indique le circuit à commuter. On voit que le diviseur de tension comprend dans la branche reliée à la masse une résistance fixe de 1 MΩ et une résistance ajustable de 220 kΩ qui ne reste en circuit qu'en position 625 lignes.

Il faut donc la régler en cette dernière position. Il est évident que l'on effectue d'abord le réglage en 819 lignes avec le potentiomètre de 2 MΩ et qu'ensuite, en position 625 lignes, on ajustera la valeur en service de la résistance de 220 kΩ.

La tension de récupération est plus faible en position 625 lignes et pour augmenter la tension au point M de la figure 6 il faut augmenter la résistance de la branche négative du diviseur de tension.

Le circuit de plaque du blocking agit sur l'amplitude verticale, c'est-à-dire sur la hauteur de l'image TV. Il s'agit d'obtenir finalement la même hauteur pour les deux standards.

CAS DE PLUS DE DEUX STANDARDS

Il serait dommage que le récepteur TV ne puisse recevoir que le 819 lignes français et le 625 lignes français pour UHF (différence probable entre porteuse ± Δ f = 6,5 Mc/s) s'il est installé dans certaines régions où il est possible de recevoir également les trois autres standards : 819 lignes belge, le 625 lignes belge. et le 625 lignes européen.

La seconde chaîne prévoit en effet des émetteurs UHF, non seulement pour Paris, mais également pour toute la France.

On aura alors à établir des dispositifs comme les suivants, ou plus simples s'il y a moins de standards :

1° Commutation de la largeur de bande HF et MF pour les différences Δ f des porteuses :

5,5 Mc/s, belge 819 et 625 belge et européen ;

6,5 Mc/s pour 625 lignes français prévu pour les UHF ;

11,15 Mc/s pour le 819 lignes français, soit trois largeurs de bande différentes.

2° Commutation des circuits synchro, au maximum 4 positions : 819 F, 625 F, 652 B et 819 B, 625 E.

3° Commutation des bases de temps : 819 et 625 lignes à effectuer sur les bases de temps lignes et image comme nous venons de l'indiquer.

4° Commutation dans la partie VHF et UHF qui sera étudiée par la suite.

Ainsi, supposons que l'on désire recevoir les cinq standards mentionnés plus haut : 2 français, 2 belges et 1 européen.

Le commutateur manuel des bases de temps ligne et image aura 5 positions, par exemple :

Position 1 : 819 lignes français, à monter comme la position 819 de I_1 I_2 I_3 I_4.

Position 2 : 819 belge, à monter comme la position 819 français.

Positions 3, 4 et 5 : 625 lignes, à monter comme la position 625 des commutateurs I_1 à I_4.

Ce commutateur, dans le cas d'une disposition particulière des éléments du téléviseur, pourrait être solidaire du commutateur de largeur de bande MF qui effectuerait alors des modifications suivantes :

Pos 1 : 819 français, largeur de bande de 8 à 10 Mc/s correspondant à Δ f = 11,15 Mc/s.

Pos 2 : 819 belge, largeur de bande MF de 4,5 à 5 Mc/s correspondant à Δ f = 5,5 Mc/s.

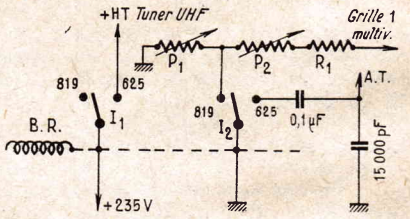


Fig. 7

Pos 3 : 625 belge, largeur de bande comme en pos 2.

Pos 4 : 625 européen, largeur de bande comme en pos 2.

Pos 5 : 625 français pour UHF : largeur de bande 5,5 à 6 Mc/s corespondant à Δ f = 6,5 Mc/s. Il y aura, en plus à commuter d'autres circuits principalement la partie rotacteur VHF-UHF.

DISPOSITIF VIDEON 625-819

Dans la base de temps 819-625 « ligne à ligne » préconisée par Vidéon, la commutation deux positions n'opère que sur les deux circuits suivants :

a) circuit de fréquence du multivibrateur de cette base de temps ;

b) haute tension sur le tuner UHF.

Le montage de la partie commutation est représenté par le schéma de la figure 7.

En position 819 le + 235 V est coupé du tuner UHF tandis qu'en 625 F - UHF la tension de 235 V est appliquée à ce tuner par I_1.

I_2 branche la masse au point M_1 du circuit de grille 1 du multivibrateur ce qui court-circuite en position 819 le potentiomètre P_1 de 220 kΩ.

En position 625, ce potentiomètre est introduit en circuit qui devient donc plus résistant et à plus grande constante de temps convenant à la fréquence du 625 lignes.

En même temps I_2 relie la masse à un condensateur de 0,1 µF qui, de ce fait se place en parallèle sur le condensateur de récupération valable pour 819 lignes, de 15 000 pF.

On règlera d'abord en 819 lignes avec P_2 = 250 kΩ et ensuite en 625 lignes avec P_1 = 220 kΩ.

Cette commutation est également réalisable par relais.

F. JUSTER.

LE "RAMY 6" RÉCEPTEUR PORTATIF ET AUTO A 6 TRANSISTORS

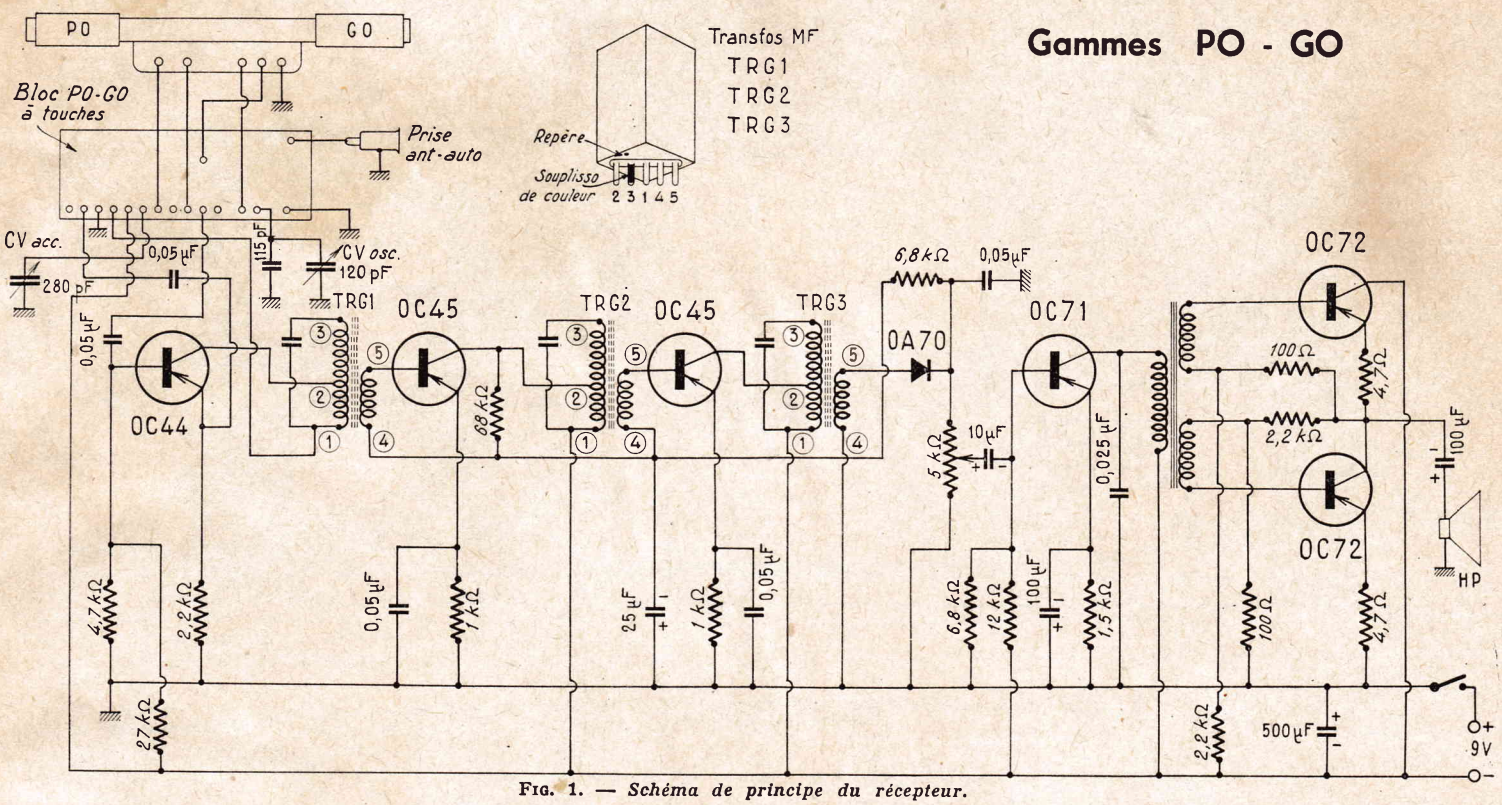


Fig. 1. — *Schéma de principe du récepteur.*

Le récepteur décrit ci-dessous est présenté dans un très élégant coffret en bois gainé de 245 × 70 × 160 mm. La partie supérieure du récepteur, qui comprend les commandes du condensateur variable, du potentiomètre à interrupteur, le cadran et une ouverture pour le passage des 4 touches miniatures du clavier du bloc, est en matière plastique et d'un aspect très luxueux.

Le bloc à 4 touches, associé à un cadre PO-GO de 200 mm de longueur, permet la réception des gammes PO et GO soit sur cadre, soit sur antenne, avec commutation de bobinages spéciaux sur la position antenne. Une prise antenne auto est prévue.

Le haut-parleur est un modèle à saladier inversé (réf. Audax F12V8) de 12 cm de diamètre. L'utilisation d'un haut-parleur de ce type et une disposition rationnelle des éléments ont permis de gagner le maximum de place pour loger un haut-parleur de diamètre important par rapport aux dimensions du récepteur. Ce haut-parleur, du type à haute impédance (Z = 25 Ω) est fixé directement sur le châssis et correspond à la partie avant du coffret, comprenant un enjoliveur en matière plastique de même couleur que celle de la partie supérieure du récepteur.

Cette disposition d'éléments facilite l'utilisation du récepteur comme poste auto.

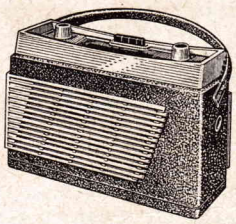
SCHEMA DE PRINCIPE

Le bloc, le cadre et le jeu de transformateurs moyenne fréquence sont de marque Oreor. Sur le schéma de principe de la figure 1, le bloc est représenté par un rectangle qui montre clairement les liaisons à effectuer entre les 4 cosses du cadre, les condensateurs variables d'accord et d'oscillation et les autres éléments du récepteur : base et émetteur du transistor oscillateur modulateur OC44, prise n° 1 du primaire du premier transformateur moyenne fréquence TRG1, — 9 V, masse et prise d'antenne auto. La figure 1 représente le branchement pratique des cosses du bloc à câblage imprimé, que l'on peut repérer très facilement sur le plan de câblage.

Le transistor convertisseur OC44 est polarisé par le pont 27 kΩ-4,7 kΩ entre — 9 V et masse et sa résistance d'émetteur est de 2,2 kΩ. Les deux condensateurs de liaison au bloc, de 0,05 µF, sont des modèles céramique « plaquette ».

DEVIS DES PIECES DETACHEES NECESSAIRES AU MONTAGE DU

"RAMY 6"



RECEPTEUR PORTATIF **6 transistors** + diode
2 GAMMES D'ONDES (PO-GO)
CLAVIER 4 touches
COMMUTATION ANTENNE par touche pour fonctionnement voiture.
PRISE ANTENNE AUTO
Elégant coffret gainé avec décor plastique.
Dimensions : 245 x 160 x 70 m/m

DECRIT CI-CONTRE

— 1 châssis avec équerres de fixation	2,90
— 1 cache pour cadran « baignoire »	1,20
— 1 cadran avec CV	15,90
— 1 bloc de bobinages 2 gammes **avec commutation ant./voiture**, MF et cadre Ferroxcube « OREOR »	31,00
— 1 transfo de sortie « Driver » spécial OTD 8	6,40
— 1 HAUT-PARLEUR spécial F 12 cm, V 8, 25 ohms	12,50
— 1 Potentiomètre 10 K avec interrupteur	1,50
— 1 jeu de résistances et condensateurs	8,50
— Fils, soudure, souplisso, décolletage, prise antenne, boutons	2,50
LE CHASSIS COMPLET, prêt à câbler	**82,40**
— 1 jeu de transistors + diode	28,50
— 1 coffret gainé avec ses caches	14,00
— 1 pile 9 volts, type R 0609	4,00
« LE RAMY 6 » absolument complet, en pièces détachées	**128,90**

CABLE-REGLE, EN ORDRE DE MARCHE 155,00

(Port et Emballage : 8,50)

+ **Housse** plastique	15,00
+ **Berceau** pour fixation sous tableau de bord de **voiture**	19,00

Comptoirs CHAMPIONNET

14, rue Championnet - PARIS-18e
Téléphone : ORN. 52-08
C.C. Postal 12 358-30 PARIS

GALLUS-PUBLICITÉ

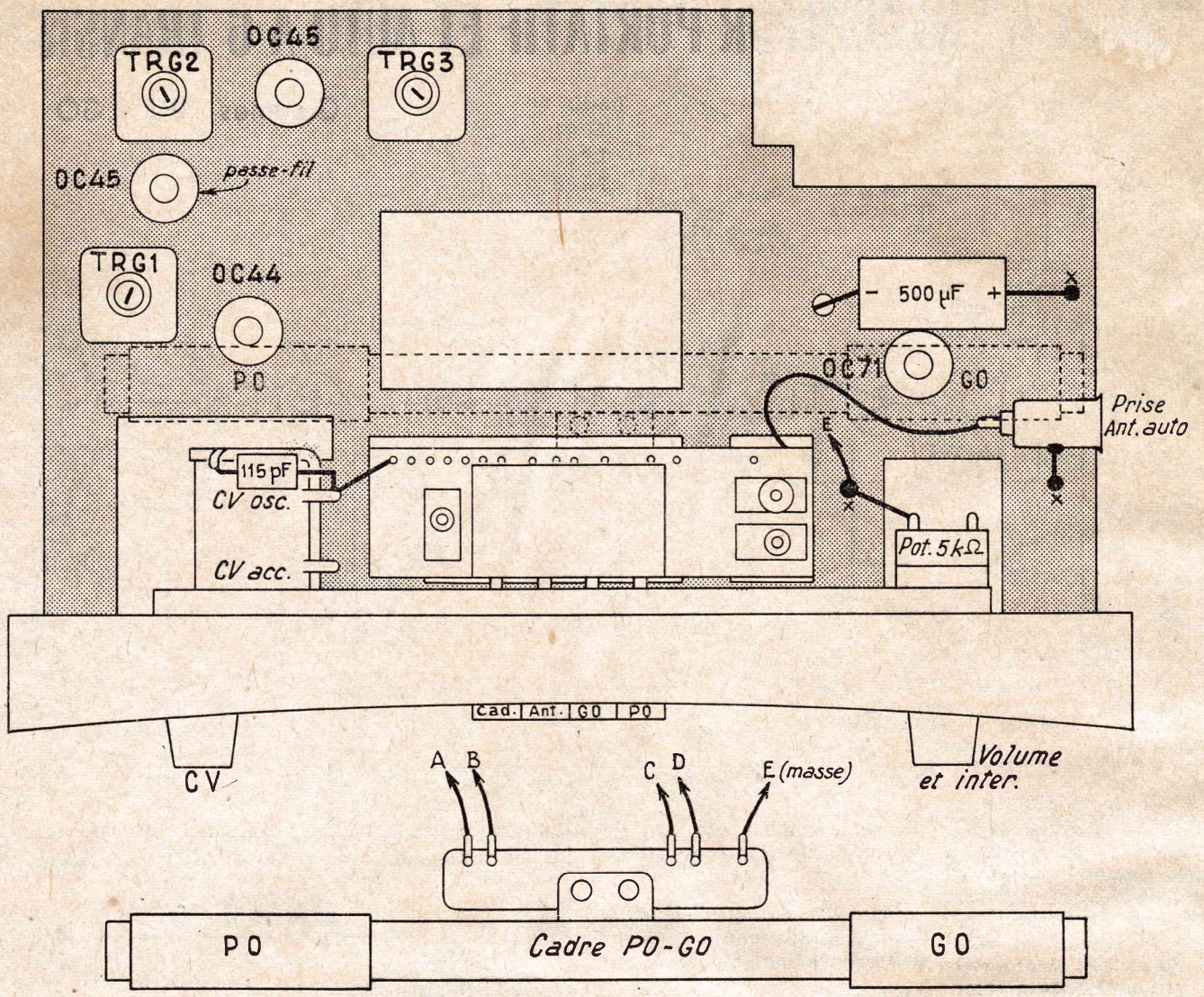


FIG. 2. — *Câblage de la partie supérieure du châssis*

La prise n° 2 du primaire du transformateur TRG1 est reliée au collecteur et la prise n° 1 au bloc. L'alimentation en continu du collecteur est donc assurée par un enroulement du bloc qui se trouve couplé à un autre enroulement d'émetteur pour l'entretien des oscillations. Ce premier enroulement a une extrémité reliée au — 9 V qui correspond à la cosse — 9 V du bloc.

L'amplificateur moyenne fréquence est équipé de deux OC45 commandés par les tensions de CAG prélevées sur la cathode de la détectrice par une résistance de 6,8 kΩ. La polarisation de repos est déterminée par la résistance de 68 kΩ qui est reliée à l'extrémité 2 du primaire de TRG2. La tension continue sur la prise n° 2 de l'enroulement est pratiquement la même que sur la prise n° 1, reliée au — 9 V en raison de la faible résistance de l'enroulement. On obtient ainsi une contre-réaction collecteur-base du premier étage et les deux extrémités n° 4 des secondaires de TRG1 et de TRG2 se trouvent portées à une tension négative de polarisation au repos, cette tension étant déterminée par le pont 68 kΩ-6,8 kΩ, potentiomètre de 5 Ω entre — 9 V et masse.

Le branchement pratique des cosses de sortie des trois transformateurs moyenne fréquence est indiqué sur le schéma, ce qui permet de vérifier la concordance entre le schéma de principe et le plan de câblage.

Le transistor OC71 est monté en amplificateur BF driver.

Les tensions BF sont transmises à sa base par un électrochimique de 10 µF et cette base est polarisée par le pont 12 kΩ - 6,8 kΩ entre — 9 V et masse. La résistance de stabilisation d'émetteur, de 1,5 kΩ, est découplée par un condensateur électrochimique de 100 µF.

Le transformateur driver a pour référence OTD8. Il s'agit d'un modèle spécial à deux enroulements secondaires séparés pour étage final push-pull sans transformateur de sortie

L'étage push-pull de sortie est constitué par deux OC72 alimentés en série au point de vue continu et alimentant le haut-parleur de haute impédance (25 Ω). La polarisation des deux bases est assurée par deux ponts 2,2 kΩ-100 Ω montés en série. L'émetteur du transistor supérieur se trouve, en effet, porté à une tension voisine de — 4,5 V, alors que son collecteur est à — 9 V. Cette tension de — 4,5 V alimente le collecteur du transistor inférieur dont l'émetteur est à une tension nulle par rapport au châssis (+ 9 V), en négligeant la chute de tension du courant émetteur dans la résistance de stabilisation de 4,7 Ω.

Un condensateur de 100 µF est utilisé pour la liaison à la bobine mobile.

MONTAGE ET CABLAGE

Tous les éléments du récepteur sont montés sur un châssis et sur une plaquette rectangulaire (côté avant) perpendiculaire au châssis principal. Cette plaquette supporte le condensateur variable avec son démultiplicateur entraînant l'aiguille du cadran et le potentiomètre à interrupteur. L'enjoliveur supérieur en matière plastique est fixé par deux vis à la plaquette lorsque le montage est terminé.

Commencer par fixer sur la partie supérieure du châssis (figure 2) le bloc à touches, le cadre, les transformateurs moyenne fréquence. Le bloc à touches est fixé par deux tiges filetées à 8 mm environ de hauteur sur la partie supérieure du châssis principal, de telle sorte que son câblage imprimé soit accessible par dessous.

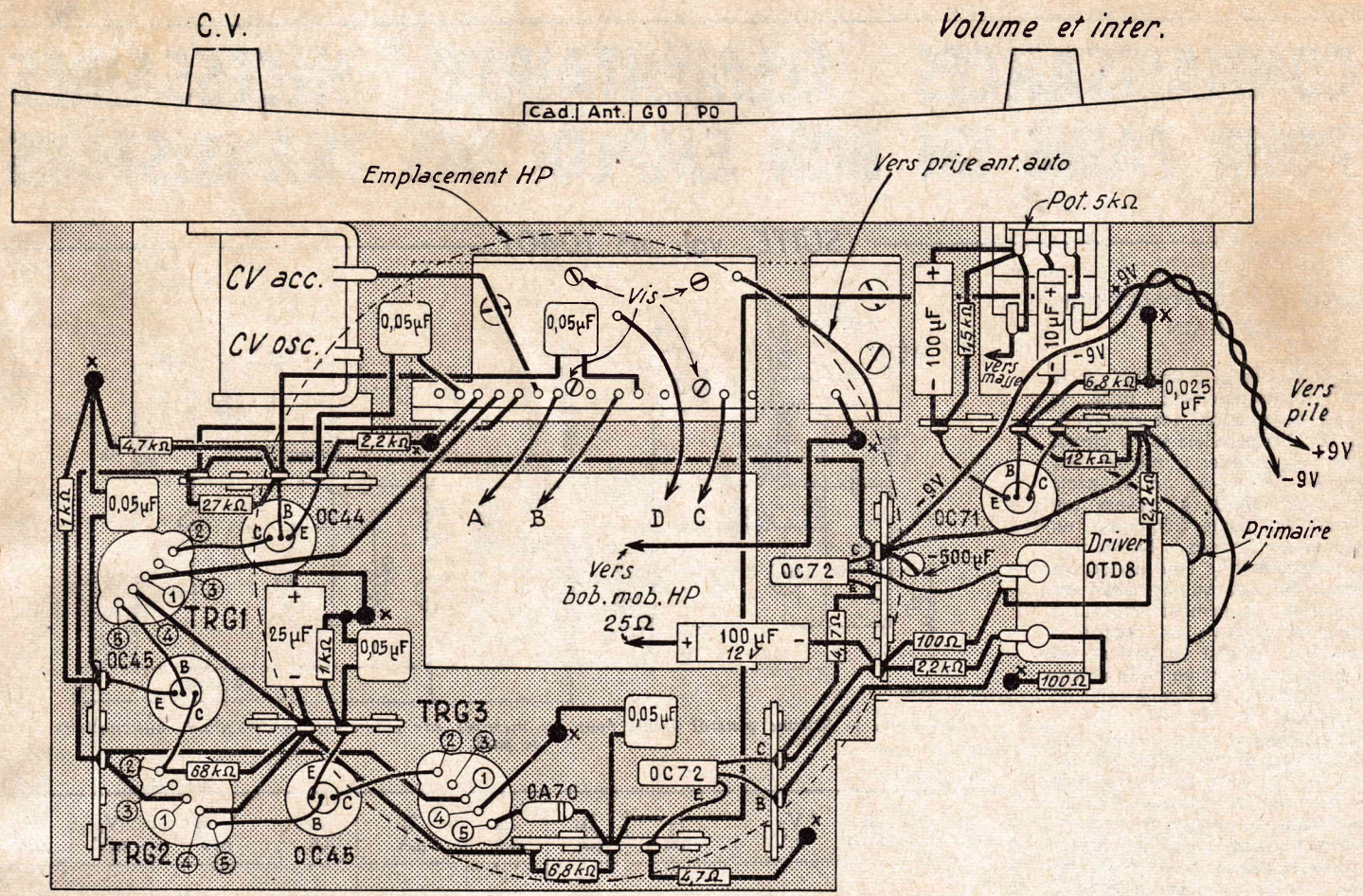


Fig. 3. — *Câblage de la partie inférieure du châssis.*

Les transformateurs TRG1, TRG2 et TRG3 seront différenciés par la couleur du soupliso recouvrant une cosse (cosse n° 3) : marron pour TRG1, rouge pour TRG2 et jaune pour TRG3. **Ils seront convenablement** orientés en tenant compte de la disposition de la cosse n° 3 sur le plan de câblage de la partie inférieure du châssis (fig. 3).

Le cadre PO-GO est supporté par une équerre et son emplacement exact est indiqué en pointillés sur la figure 2.

Les cosses du bloc à relier sont constituées par les extrémités de circuit imprimé. Les connexions correspondantes doivent traverser les trous spécialement prévus aux extrémités du câblage imprimé et être soudées avec un fer de puissance moyenne. Les vis de fixation du clavier du bloc sont représentées pour faciliter le repérage des connexions. L'ensemble clavier-câblage imprimé de bloc est bien entendu monté.

Le reste du câblage ne présente aucune difficulté. Les transistors ont leurs fils de sortie soudés directement au montage, ce qui évite d'avoir à utiliser des supports. Des passe-fils en caoutchouc maintiennent les transistors verticaux et évitent des court-circuits accidentels entre leurs fils de sortie et le châssis. Les deux transistors OC72 ont leurs fils de sortie soudés à des cosses de barrettes relais et sont horizontaux.

ALIGNEMENT

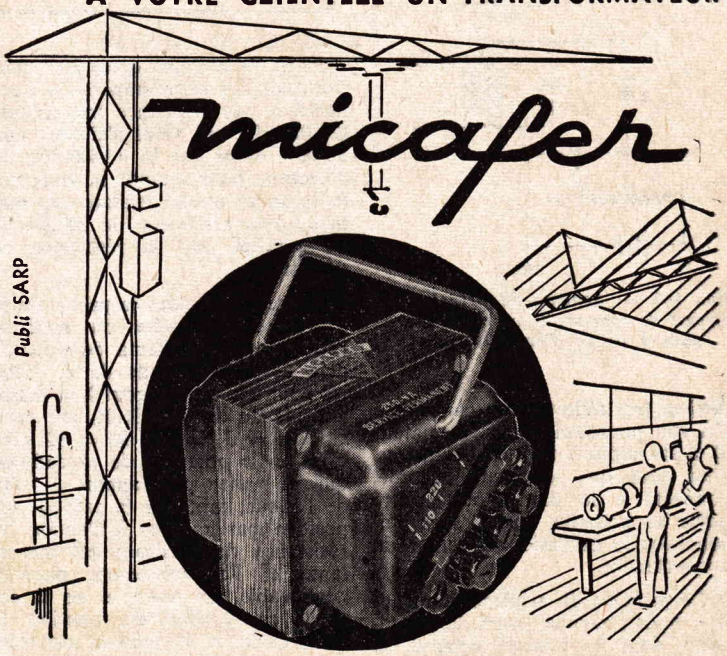
Les transformateurs MF sont accordés sur 480 kc/s. L'ordre des opérations d'alignement de la commande unique est le suivant :

1° *Gamme POA :* noyaux oscillateur et accord du bloc sur 574 kc/s ; trimmers oscillateur et accord du CV sur 1 400 kc/s.

2° *Gamme POC :* accord cadre PO (déplacement latéral du bobinage PO sur le bâtonnet) sur 574 kc/s.

3° *Gamme POC :* accord cadre GO (déplacement du bobinage GO) sur 160 kc/s.

POUR L'ATELIER, LE CHANTIER... CONSEILLEZ A VOTRE CLIENTELE UN TRANSFORMATEUR



TRANSFORMATEURS DE SECURITE basse tension

AUTO-TRANSFORMATEURS 220-110 - REVERSIBLE

AUTO-TRANSFORMATEURS SPECIAUX

MICAFER

PRESENTATION INDUSTRIELLE (Série normale)

PRESENTATION NOUVELLE Modèle perfectionné

129, Rue Garibaldi SAINT-MAUR Seine - GRA. 27-60 et 65

CONNAISSANCES ÉLÉMENTAIRES NÉCESSAIRES POUR FAIRE UN BON EMPLOI DES TRANSISTORS

(SUITE, voir n° 1040)

COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN

Nous adoptons le procédé de la diode d'amortissement dont le schéma de principe est donné figure 180. En parallèle sur le circuit accordé du premier transformateur moyenne fréquence, on connecte une diode OA79, à travers (au point de vue haute fréquence), un condensateur C, dans le but de rendre indépendant le côté anode, en continu. On sait qu'une diode est conductrice seulement quand l'anode est positive par rapport à la cathode. Quand le curseur du potentiomètre P est en a, le potentiel de la diode est égal à celui de la cathode, la résistance de la diode n'influence pratiquement pas le coefficient de surtension du circuit accordé, cette résistance peut être de plusieurs centaines de milliers d'ohms. En manœuvrant le potentiomètre pour écarter le curseur de a, la résistance de la diode diminue et elle peut devenir égale à quelques milliers d'ohms seulement. Alors, la charge effective du transistor auquel le primaire est relié

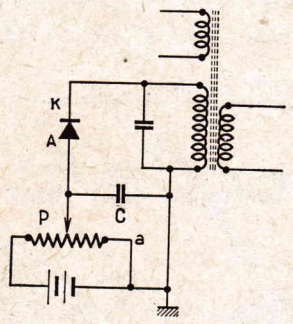


Fig. 180. — *Schéma de principe du circuit de commande automatique de gain à diode d'amortissement.*

devient très réduite et le gain aussi. On voit pourquoi le transformateur T_1 a été choisi à trois enroulements, c'est pour que le circuit accordé, connecté à la diode, puisse être porté au potentiel désiré, sans liaison avec le potentiel collecteur du convertisseur.

Le principe du système étant admis, nous pouvons, avant de l'introduire dans le schéma général, le dessiner sur la figure 181. Des appareils de mesure ont été placés dans différents points du circuits, ils permettent de dresser le tableau ci-dessous qui informe des courants et des tensions qu'on doit trouver dans les points de mesure essentiels. On peut évidemment placer un appareil en un endroit choisi, faire une mesure, le déplacer pour en faire une autre ailleurs, etc...

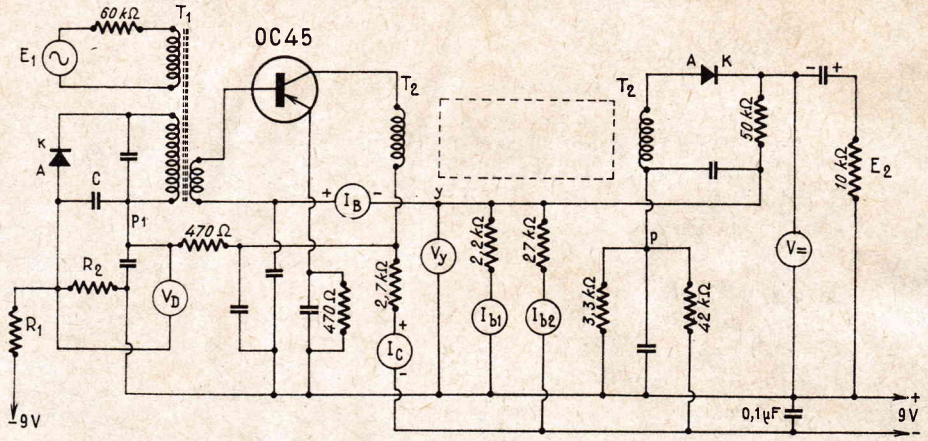


Fig. 181. — *Schéma général établi pour les mesures sur le circuit de commande automatique de gain.*

E_1 mV	E_2 alt. mV	V_D mV	I_B µA	I_{b1} µA	I_{b2} µA	I_x µA	I_C µA	V = mV	V_p mV	V_y mV
0	0	— 530	28	287	300	0,5	966	— 600	625	625
3	34	— 460	33,8	275	300	8	965	— 270	640	600
10	120	— 255	50,7	259	300	24	896	+ 705	700	570
20	215	— 40	75	240	300	47	820	+ 1 950	790	528
26	220	0	78,6	238	300	50	800	+ 2 100	805	515
50	224	+ 30	82,5	235	300	55	788	+ 2 320	838	512
100	238	+ 60	85,5	231	300	58	770	+ 2 500	870	510

I_x est le courant détecté, il faut lire quelques microampères et l'appareil a une résistance très grande (20 000 Ω) qui vient s'ajouter aux 50 000 ohms de la résistance de détection, pour rétablir la vraie valeur, on ajoutera, pendant ces mesures, une résistance de 75 000 Ω en parallèle sur la résistance de détection.

On retrouve, dans la partie située à l'extrême gauche du schéma, l'équivalent du schéma de principe déjà dessiné. L'anode de la diode est polarisée par rapport à la masse à l'aide du diviseur R_1 R_2 (en principe R_1 = 3,9 kΩ et R_2 = 12 kΩ), c'est ici le potentiel de la cathode qui va varier par rapport à celui de l'anode, tant que la cathode est positive par rapport à l'anode, la résistance de la diode est importante et l'amortissement produit, négligeable. Le potentiel de la cathode est modifié, en fonction de l'amplitude de la tension moyenne fréquence injectée, par les variations du courant détecté résultant. Ce courant est amplifié par un étage amplificateur pour courant continu qui est constitué par le premier étage moyenne fréquence. En effet, le courant détecté fait varier le courant de base du premier OC45, variation qui provoque une diminution du courant de collecteur. Ce sont les variations de la tension aux bornes de la résistance de découplage du circuit collecteur, au point p_2 à travers la résistance de 470 Ω (dont l'effet pour le courant continu est nul) qui modifient le potentiel de la cathode de la diode. Le circuit de détection se referme par les résistances du pont de base de l'OC45, en courant continu. Le secondaire du transformateur T_3 est relié d'une part à la diode de détection et d'autre part, non pas à la masse mais à un diviseur de tension constitué de telle façon que l'anode ne soit pas négative par rapport à la cathode, pour que la détection ne soit pas différée. Le potentiel de la base du premier OC45 est également fonction du potentiel auquel se trouve le circuit de détection. L'ensemble du circuit est assez complexe mais intéressant à analyser.

Le point de départ est que le courant de détection apparaisse au repos et que la diode de C.A.G. soit assez loin du point de conduction. Quand l'amplitude de la por-

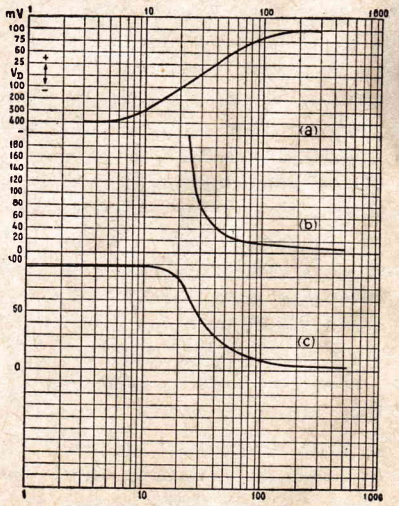


Fig. 182. — *En abscisse, les valeurs de la tension à 450 kHz injectée à l'entrée de l'amplificateur. En ordonnée : en (a) : la variation de la tension aux bornes de la diode ; en (b) variation de la résistance interne de la diode, dès que l'anode devient positive par rapport à la cathode, la résistance diminue ; en (c) le coefficient de surtension du circuit diminue considérablement dès que l'anode de la diode devient positive.*

teuse augmente, ou ici, la tension E_1 issue du générateur, le courant détecté croît, le point y devient moins négatif par rapport à la masse, donc à l'émetteur. La base devenant moins négative, I_B diminue donc I_C et de ce fait, le point p_1 devient plus négatif, donc aussi la cathode de la diode de C.A.G. ; celle-ci se rapproche du point de conduction, l'amortissement, à partir d'un certain niveau d'injection commence à se faire sentir.

Le tableau ci-dessous permet de voir comment évoluent courants et tensions.

On a tracé, figure 182, trois courbes fondamentales relevées sur un amplificateur à deux OC45 tel que celui qui est décrit. On y voit : la variation de la tension aux bornes de la diode, puis la variation de la résistance interne de la diode ; et finalement les variations du coefficient de surtension du circuit accordé. Toutes ces valeurs ont été relevées en fonction de la tension d'entrée E_1. Les valeurs de la résistance de la diode supérieures à 200 000 ohms ne figurent pas sur le graphique.

Il est intéressant de remplacer les deux résistances R_1 et R_2 par un potentiomètre du type Loto, selon les transistors, selon les diodes, il peut être bon de régler le seuil auquel commence l'amortissement. Il faut que lorsque $E_1 = 0$, l'anode soit négative de plusieurs centaines de millivolts par rapport à la cathode de la diode de C.A.G.

La figure 183 montre la courbe de la commande automatique de gain de l'amplificateur. Jusqu'à 10 mV injectés, la tension basse fréquence monte en même temps que la tension injectée ; au-delà de cette valeur, la montée est très lente. Dans une réalisation d'ensemble, la tension de seuil est à régler de telle façon que, pour une certaine tension modulée à 30 % appliquée à l'entrée, les crêtes de modulation de la porteuse dépassent tout juste la tension de polarisation de la diode lorsque la tension HF appliquée à la diode de détection ait une valeur telle qu'avec m = 30 %, l'étage de sortie soit au seuil de saturation. Il ne faut pas qu'une trop forte réserve reste dans l'amplificateur basse fréquence, il faut que presque toutes les stations puissent moduler à fond l'amplificateur de sortie. Par exemple pour une tension porteuse de 0,1 volt, la tension de seuil devrait être $0{,}1 \times \sqrt{2} \times 1{,}3 = 0{,}18$ volt.

Ajoutons que le dispositif de C.A.G. à diode d'amortissement a en plus de son effet de régulation, une action sur la sélectivité, il permet de disposer d'une sélectivité variable automatique. Il est évident que lorsqu'une porteuse forte est captée, l'amortissement de la diode jouant, la bande passante de l'amplificateur est plus large. On bénéficie donc d'une meilleure reproduction musicale dans le registre de l'aigu quand on écoute une station locale. Les courbes de la figure 184 mettent cette propriété en évidence.

LE SCHEMA DEFINITIF

Des résistances ont été calculées, elles sont valables si l'on n'emploie pas le système de C.A.G. à diode d'amortissement ; mais, avec ce dispositif, il faut ajuster courants et tensions du premier étage.

La figure 185 représente le schéma général devant lequel nous placerons l'étage convertisseur et à sa sortie, un amplificateur basse fréquence.

On remarque que certains condensateurs de 100 nF sont doublés par des condensateurs électrolytiques (2,5 µF), ces condensateurs ont pour rôle d'accroître l'efficacité du découplage qui doit être grande à cause des couplages en continu. Le curseur du potentiomètre est relié à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence par un condensateur électrochimique et une résistance de 8,2 kΩ. Elle a pour rôle de bloquer la haute fréquence et aussi d'accroître la résistance d'entrée de l'ensemble BF. On sait qu'il est une règle à observer qui dit que pour que la distorsion soit acceptable aux forts taux de modulation, il faut que le rapport entre la résistance en alternatif constituée par la charge de la diode et la résistance de fuite de l'étage BF ou son i pédance d'entrée soit en alterna plus élevée que la résistance du c cuit de diode en continu. D'au part, nous avons vu que le mi mum de distorsion dans un étage transistor est obtenu quand la sistance du générateur est gran par rapport à la résistance d'e trée du transistor, autrement c quand l'attaque est faite en co rant. La difficulté est d'autant p grande que le curseur du pote tiomètre est mobile et aussi, conséquence la résistance du nérateur.

On a représenté à la sortie l'étage détecteur une résistance 2,2 kΩ qui est à connecter à place du premier étage, pour fa des mesures de tension de sortie de distorsion. sans qu'intervien l'amplificateur basse fréquence.

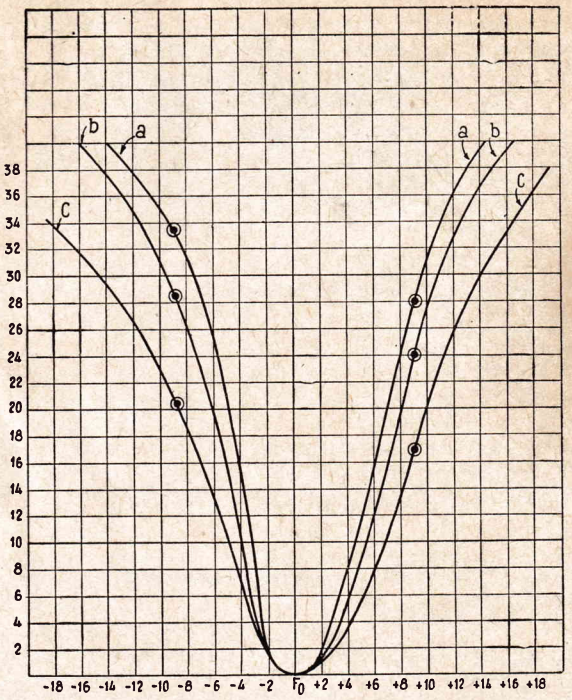


FIG. 184. — *Courbe de sélectivité de l'amplificateur, la bande passan s'élargit quand le niveau augmente. En a la CAG n'agit pas encore ; en la résistance équivalente de la diode est de l'ordre de 200 kΩ ; en c ce résistance atteint 15 kΩ. Les valeurs respectives de la sélectivité à ± 9 k sont : Sg = 32,2 dB - 26 dB et 18,7 dB.*

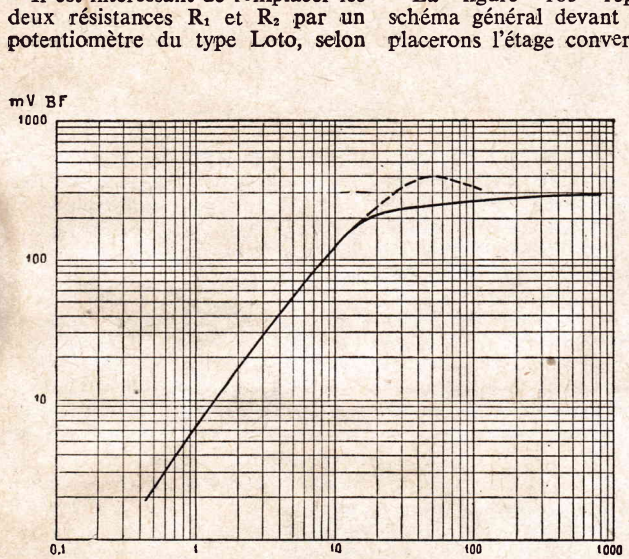


FIG. 183. — *Courbe de la commande automatique de gain de l'amplificateur. En pointillé, la tension basse fréquence relevée sans CAG, ou courbe de saturation.*

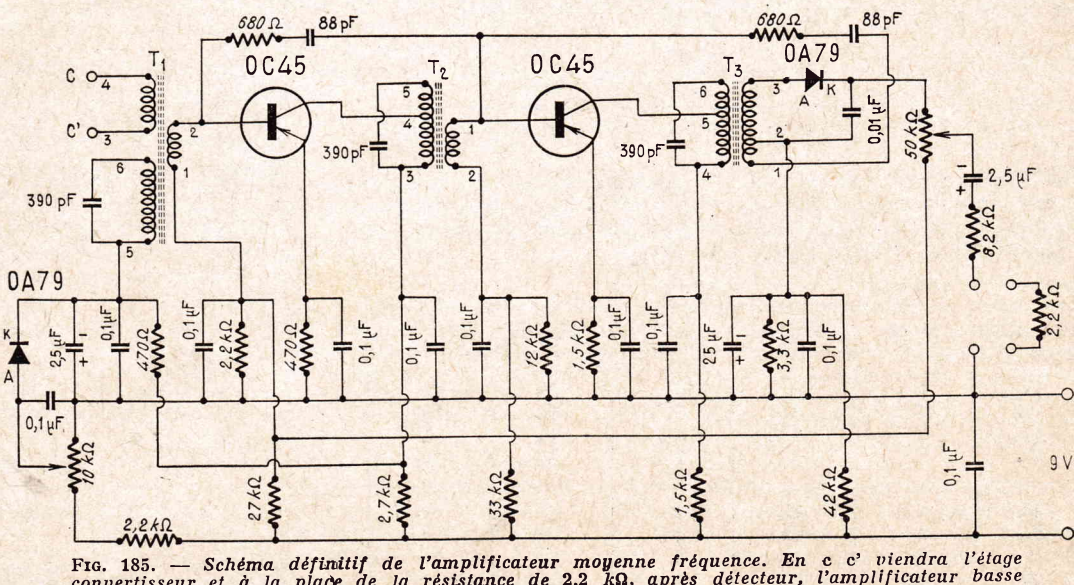


FIG. 185. — *Schéma définitif de l'amplificateur moyenne fréquence. En c c' viendra l'étage convertisseur et à la place de la résistance de 2,2 kΩ, après détecteur, l'amplificateur basse fréquence.*

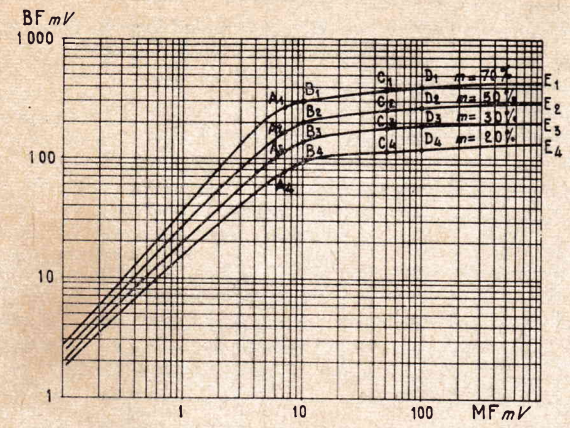


FIG. 186. — *Tension basse fréquence recueillie à la sortie, en fonction de la tension moyenne fréquence modulée à 400 hertz appliquée à l'entrée. Taux de modulation 20 à 70 %. La distorsion a été mesurée pour cinq niveaux BF à chacun des quatre taux de modulation.*

MESURE DE LA DISTORSION EN FONCTION DE LA TENSION DE SORTIE

On attaque l'amplificateur à travers une résistance de 60 000 ohms connectée entre le générateur et la borne C, puis on relie la borne C' à la masse. Le générateur est réglé sur la fréquence d'accord prévue (ici 450 kHz) ; le taux de modulation est annexé aux valeurs 20, 30, 50 et 70 %. La fréquence de modulation est 400 Hz. On a trouvé, figure 186, pour les taux de modulation indiqués, une courbe de la tension basse fréquence recueillie à la sortie du détecteur. La connaissance de ces grandeurs donne une sécurité sur la qualité de la tension qui sera fournie à l'amplificateur basse fréquence connecté à la place de la résistance de 2,2 kΩ.

AUTRES CIRCUITS DE CAG

Nous avons proposé un circuit avec diode d'amortissement. Il est souvent fait usage d'un autre procédé qui ne nécessite pas l'emploi d'une diode supplémentaire ; on se contente de réduire, en rendant la base de moins en moins négative, le courant de collecteur du premier transistor. Un tel circuit est donné figure 187. La tension détectée fait varier le potentiel de la base du premier transistor OC45 et par là même le courant collecteur. Une résistance ajustable de 100 kΩ permet d'ajuster au mieux la valeur de I_C.

La figure 188 montre pour un transistor pour moyenne fréquence d'un type classique, la loi de variation du gain de l'étage en fonction du courant d'émetteur. On voit qu'à une variation de 1 à 0,05 mA correspond une diminution du gain de 15 dB.

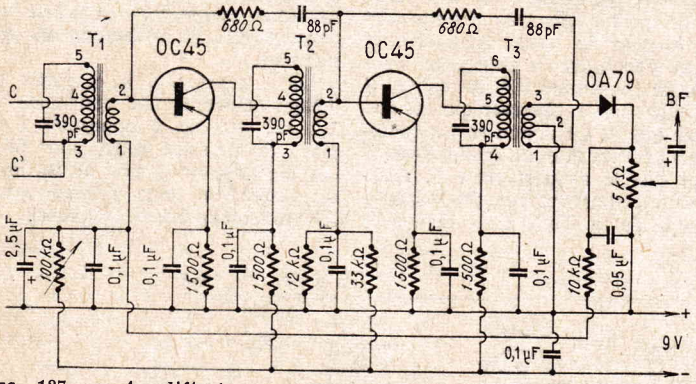


FIG. 187. — *Amplificateur moyenne fréquence avec C.A.G. sans diode.*

Les résultats des mesures sont donnés dans le tableau ci-contre, les indications des niveaux sont portées sur les courbes de la figure 186.

Niveaux	D %	Niveaux	D %	Niveaux	D %
A_1	6,3	C_1	9	E_1	16
A_2	4,8	C_2	7,5	E_2	13
A_3	3	C_3	4,8	E_3	8
A_4	2	C_4	3	E_4	6
B_1	6,5	D_1	12		
B_2	4,4	D_2	8,8		
B_3	3,2	D_3	6		
B_4	2,1	D_4	3,3		

Ce circuit est utilisé dans des appareils où une certaine économie est recherchée. On lui reproche de produire un risque de manque de stabilité car la résistance du transistor varie beaucoup quand on fait passer le courant collecteur de 1 mA à 0,05 ou 0,07 mA. La capacité d'entrée diminue, la résistance d'entrée augmente. La bande passante diminue pour les signaux forts, c'est l'inverse qui se produit avec une diode. Le système emprunte une certaine puissance au circuit de déécection. Un filtre sérieux est à prévoir dans la liaison entre l'amplificateur basse fréquence et le détecteur. Des essais ont été faits d'appliquer la commande automatique de gain sur le convertisseur, à faible taux, les résultats sont acceptables à condition qu'il soit fait usage d'un changement de fréquence à deux transistors : un mélangeur et un oscillateur ; c'est évidemment la base du premier cité qui est commandée par la tension variable. Dans tous les cas, le pont de base doit être établi avec des résistances assez fortes si l'on veut que la commande automatique de gain (C.A.G.) soit efficace ; mais on va à l'inverse de ce qui est nécessaire pour une bonne stabilité.

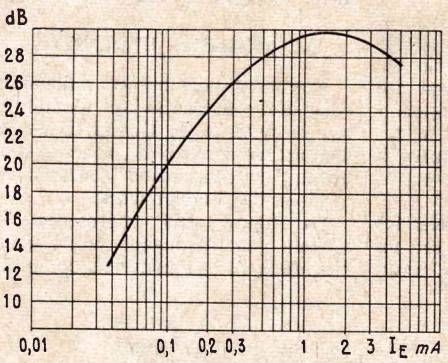


FIG. 188. — *Variation du gain de l'étage moyenne fréquence en fonction du courant dans le circuit de l'émetteur.*

Les transformateurs moyenne fréquence peuvent être réalisés selon les mêmes moyens technologiques proposés précédemment. Il y a quelques modifications à observer pour les rapports entre nombres de spires de T_1 et T_3. Le rapport d'adaptation entre collecteur et base du premier transformateur est réduit car la résistance d'entrée du premier OC45 augmente davantage sous l'action de la CAG, le courant variant plus que dans le cas de l'emploi de la diode d'amortissement.

Pour T_1, il ne faut plus d'enroulement séparé pour le collecteur. Les données sont :

T_1 : 1-2 : 6 spires fil 10 brins 0,05 émaillé autosoudable, guipage un fil soie.
3-5 : 102 spires même fil.
3-4 : 56 spires même fil.
T_3 : 1-2 : 4 spires, même fil qui ci-dessus.
2-3 : 10 spires, même fil...
4-6 : 105 spires, même fil...
4-5 : 24 spires, même fil...

Dans le cas où l'on désire réaliser l'accord des transformateurs sur

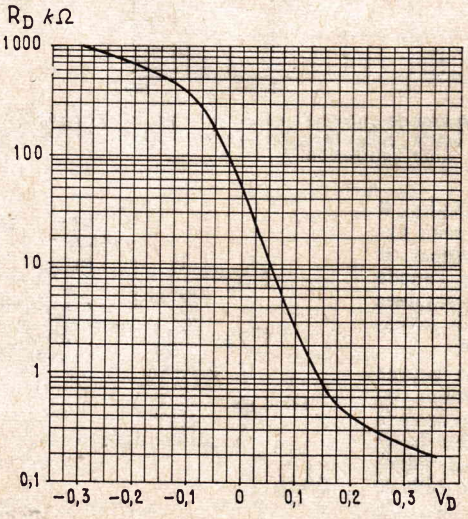


FIG. 189. — *Variation de la résistance d'amortissement due à la diode en fonction de la tension entre cathode et anode.*

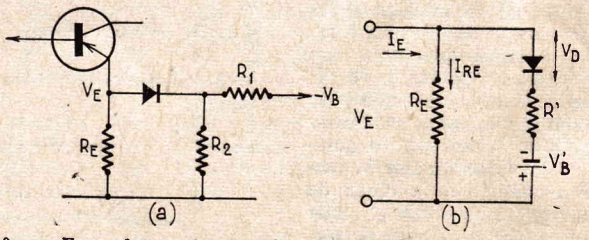


FIG. 190. — *En a le montage en b son schéma équivalent. Le transistor sert d'amplificateur à courant continu, le sens de branchement de la diode est tel que l'action de la C.A.G. augmente avec V_E.*

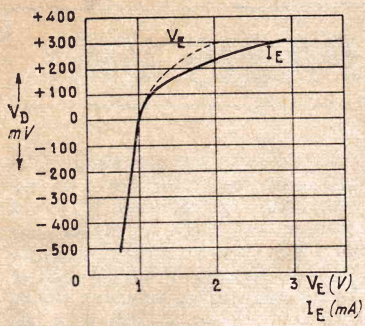


FIG. 191. — *Variation de V_D en fonction de V_E et de I_E.*

480 kHz, il faut réduire les nombres de spires : pour T_1, on fera passer 3-5 de 102 à 96 et 3-4 de 56 à 53 ; pour T_2 on réduira l'enroulement accordé de 112 à 107 spires ; pour T_3 : 2-3 de 10 à 9 ; 4-5 de 24 à 23 et 4-6 de 105 à 100.

Le choix de la valeur de la fréquence d'accord est d'une grande importance sur la qualité de la réception en grandes ondes, et ceci, selon les régions selon que le récepteur est utilisé à une distance assez réduite ou plus lointaine d'un émetteur PO puissant. Nous verrons comment se manifestent les phénomènes gênants et l'influence de la valeur de la fréquence intermédiaire, ceci quand nous traiterons du cadre.

L'amortissement du cadre a un avantage, il évite tout l'effet de saturation sur le transistor convertisseur, mais, avec ce système, la sélectivité est réduite dès l'entrée, il est vrai, seulement sur les stations puissantes. Le rapport qui peut être adopté pour l'établissement de la prise sur le cadre est, si l'on désigne par N le nombre de spires total, N/2,3.

L'action de la diode modifie le pouvoir de « captation » du cadre ou sa hauteur effective, le transfert d'énergie de la bobine antenne à la base est également changé.

On peut utiliser le premier transistor basse fréquence couplé directement à la détection, comme amplificateur à courant continu, ou bien un transistor moyenne fréquence. Dans le premier cas, à une augmentation du champ incident correspond un accroissement du courant dans le transistor basse fréquence ; dans le second cas, on observe une diminution de courant dans le transistor moyenne fréquence. Le sens de branchement de la diode d'amortissement est évidemment différent dans un cas et dans l'autre.

L'emploi de la diode OA90 est tout indiqué pour ce circuit de commande automatique de gain. On a tracé, figure 189 la courbe de la variation de la résistance d'amortissement due à la diode, en fonction de la tension entre cathode et anode. La plage de contrôle doit être limitée entre — 100 mV et + 200 mV ; ces valeurs correspondent respectivement à des résistances de 300 kΩ et 500 Ω ; à — 200 mV, on atteint presque 1 MΩ.

La diode doit pouvoir être polarisée positivement ou négativement, il faut donc qu'elle soit insérée dans un pont qui ait une branche fixe et une branche variable. La figure 190 permet d'expliquer le mécanisme du système. Le transistor sert d'amplificateur à courant continu, il est indispensable, car la diode de détection ne pourrait fournir l'énergie nécessaire à la commande directe de la diode d'amortissement, le courant utile peut atteindre 0,4 à 0,5 mA.

L'examen de la figure 190 (a) fait ressortir de suite que c'est la tension aux bornes de R_E qui va produire les variations de résistance de la diode ; en b, on a dessiné le circuit équivalent dans lequel

$$R' = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \text{ et } V_B = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_B$$

ces deux valeurs sont les équivalents de ce qu'on rencontre en a.

La tension émetteur V_E est donnée par :

$$V_E = V'_B + I_D R' + V_D$$

Le courant dans R_E est : $I_{RE} = \frac{V_E}{R_E}$,

et $I_E = I_{RE} + I_D$.

Il est possible, en s'aidant de la courbe caractéristique de la diode, de trouver la valeur de I_D. La figure 191 montre la tension V_D en fonction de V_E et de I_E, relevé effectué en fixant pour R_E une valeur de 1 000 Ω et en ajustant R_1 R_2 pour que R' soit aussi égale à 1 000 ohms. Dans ce circuit, l'action de la C.A.G. augmente comme V_E.

Sur la figure 192 (a) on a dessiné le schéma dans lequel la diode est inversé et en b, le schéma équivalent. Alors, l'action de la C.A.G. croît quand V_E diminue, la courbe de V_D est représentée figure 193.

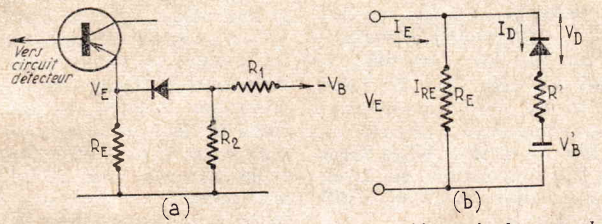


FIG. 192. — *Même circuit que pour la figure 190, mais le sens de branchement de la diode est tel que l'action de la C.A.G. diminue quand V_E augmente.*

COMMANDE DE L'AMPLIFICATEUR CONTINU

On peut commander par courant ou par tension. La figure 194 montre le mode de commande par courant qui correspond à une charge de détection ohmique de valeur élevée. Le transistor, amplificateur

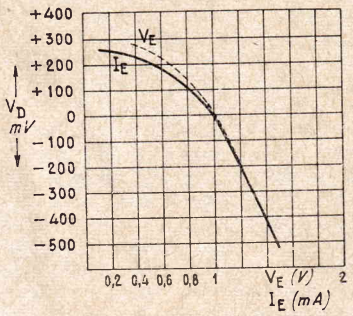


FIG. 193. — *Variation de V_D en fonction de V_E et de I_E pour le circuit de la figure 192.*

sera celui qui équipe le premier étage basse fréquence dont le circuit est établi pour que I_E = 0,5 mA ; le gain diminue quand I_E augmente. Pour une détection dont la charge est de valeur faible, on utilisera la commande par tension d'un transistor moyenne fréquence, avec accroissement de V_D et diminution de I_C, une C.A.G. supplémentaire est de ce fait acquise (voir figure 195).

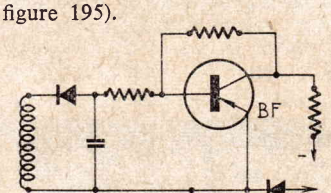


FIG. 194. — *Charge ohmique de détection élevée, commande par courant. Le premier étage BF sert d'amplificateur à courant continu.*

Nous avons indiqué, sur la figure 196 seulement les éléments qui jouent un rôle dans le circuit de la C.A.G. Comme pour le montage de commande à diode déjà décrit, il peut être nécessaire d'ajuster la résistance placée entre la base du cadre et le moins, pour régler au mieux le seuil d'efficacité de la diode.

SCHEMA D'UN DISPOSITIF DE CAG SUR CADRE AMPLIFICATEUR CONTINU CONSTITUE PAR LE PREMIER ETAGE MF

On donne, figure 196, le schéma d'un amplificateur moyenne fréquence et d'un circuit d'entrée conçus pour la commande automatique de gain sur cadre. On commande par tension la base du premier transistor OC45 selon le procédé classique, puis on profite des variations de tension qui se produisent aux bornes de la résistance insérée dans le circuit de l'émetteur de ce transistor, pour commander le potentiel de l'anode de cette diode par rapport à celui de la cathode qui est fixé par le diviseur de tension constitué par les résistances de 8,2 kΩ et 470 Ω.

Le circuit de base du transistor de changement de fréquence peut avoir sa polarisation optimale propre, placée à la base de l'enroulement secondaire d'adaptation au cadre.

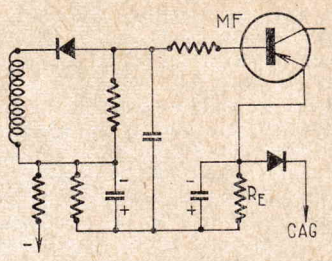


FIG. 195. — *Charge ohmique de détecteur faible, commande par tension. Le premier étage MF sert d'amplificateur à courant continu.*

Dans le circuit de détection, dans le but de permettre d'atteindre une profondeur de modulation importante (70 %), sans distorsion appréciable, on fait en sorte que le détecteur conduise tout le temps. La diode est polarisée un peu positivement (70 à 80 mV) ; la distorsion aux faibles niveaux est évitée et de plus, l'amortissement amené par la diode de détection est à peu près constant, ce qui contribue à une bonne stabilité de l'amplificateur.

Le cadre est ainsi constitué, sur un bâtonnet de 200 mm, pour PO :

L_1 : 47 spires prise à la 20e.

L_2 : 3 spires.

Nous donnerons ultérieurement les éléments nécessaires à la fabrication de cadres.

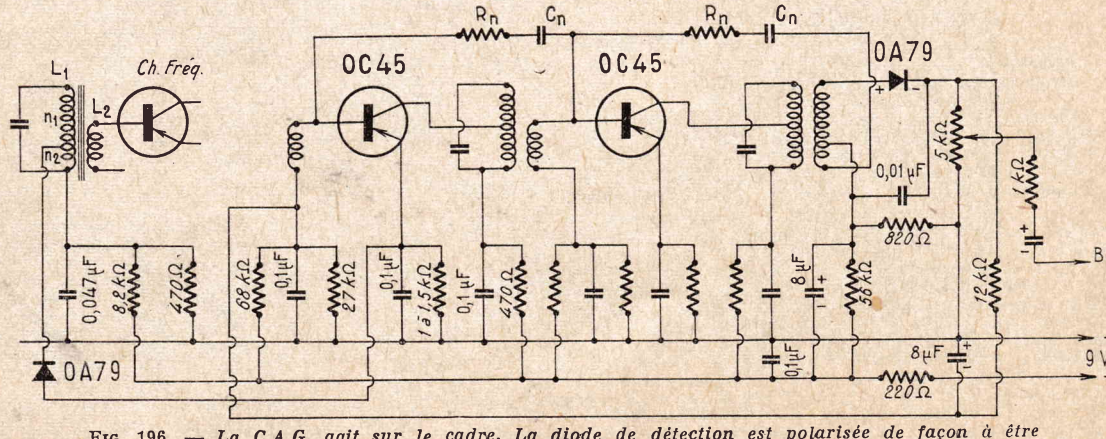


FIG. 196. — *La C.A.G. agit sur le cadre. La diode de détection est polarisée de façon à être toujours positive (70 à 90 mV). La distorsion aux faibles niveaux est, de ce fait, réduite. On a allégé le schéma des éléments non utiles et indiqué les valeurs nécessaires seulement.*

Flash électronique à TRANSISTORS

DANS notre numéro 1035, nous avons décrit un flash électronique piles-secteur, le « **Lucablitz 100** ». Le « **Lucablitz 65** » présenté aujourd'hui est réalisé par le même constructeur. Il est commercialisé depuis un certain temps et fabriqué sous licence en Angleterre.

Ce flash présente l'avantage d'être équipé d'un oscillateur à transistors alimenté par trois piles torche de 1,5 V montées en série. Ces piles pouvant assurer plusieurs centaines d'éclairs, il n'a pas été jugé utile de prévoir une alimentation secteur, ce qui a permis de réduire le poids et l'encombrement de l'ensemble. Le poids du flash, sans piles, n'est en effet que de 600 g et ses dimensions sont de 50 × 100 × 180 mm.

Une particularité intéressante de ce flash est l'utilisation d'un réflecteur spécial en matière plastique, servant de couvercle supérieur grâce à sa forme rectangulaire. Ce réflecteur est traité spécialement pour la couleur. Il est équipé d'une lampe flash ayant la forme d'un tube de 6 cm de longueur.

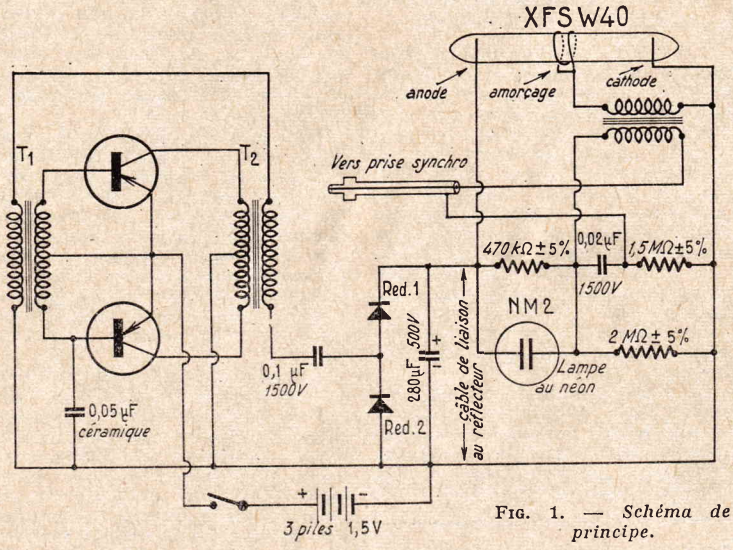


FIG. 1. — *Schéma de principe.*

ASA	10	25	50	100	160	200
Nombre guide...	10	16	22	32	45	50

Le temps de recharge des condensateurs est de 5 à 8 secondes. Une lampe témoin au néon, faisant partie du réflecteur spécial pouvant être fixé sur l'appareil photographique, sert de contrôle de fin de charge. La durée de l'éclair est de 1/400e de seconde. Les nombres guide qu'il faut diviser par la distance de l'objet à photographier pour obtenir l'ouverture du diaphragme sont indiqués par le tableau ci-dessous, selon les sensibilités des pellicules.

L'énergie de décharge est de 50 joules.

SCHEMA DE PRINCIPE

Deux transistors de puissance du type OC16, OC19 ou similaires sont montés en oscillateur symétrique avec les deux transformateurs T_1 et T_2 réalisés en pots ferroxcube 25/16-10-3B2. L'oscillateur est à émetteur commun et une fraction des tensions de collecteur disponibles aux extrémités de l'enroulement élévateur de T_2 est appliqué sur le primaire de T_1 donc aux bases pour l'entretien des oscillations.

Les transformateurs T_1, T_2, les deux transistors et les deux redres-

FLASH "BLITZ 65"
(Décrit ci-dessus)

L'Ensemble complet, avec le boîtier, le réflecteur, les piles, tout le petit matériel (transfo prémonté) **188,00**
En ordre de marche, câblé, réglé **210,00**

FLASH ELECTRONIQUE
LUCAS BLITZ 100
(Décrit dans le H.-P. n° 1 035)
100 joules ; avec réflecteur incassable pour lampe à éclats ; vibreur ; condensateur ; transfo ; fil ; lampe à éclats ; étui cuir.
Absolument complet, en pièces détachées avec l'étui. Prix **179,00**
En ordre de marche .. **199,00**

AMPLIS
POUR GUITARE OU ACCORDEON
Sortie 6 W ; H.-P. spécial Hi-Fi de 21 cm ; double réglage de puissance et tonalité. En mallette portative bois gainé (306 x 400 x 190 mm).
Complet en ordre de marche. **330,00**
Micro magnétique **92,00**
Micro magn. guitare accordéon **160,00**

TUNERS F. M.
POUR RECEPTION DE LA GAMME FM 87 A 103 MC/S)
7 lampes ; sensibilité : 1 µV. Se branche directement sur toute prise P.U.
— Platine câblée et réglée avec lampes **119,07**
— Le **tuner FM complet** avec alimentation, câblé, réglé avec les lampes (cadran rectangulaire) ... **195,00**
— Le même avec cadran rond **165,00**

TERAL
26 bis, **26** ter, **rue Traversière — PARIS (XII°)**
Métro : **Gare de Lyon** — DOR. 87-74 - C.C.P. 13-039-66 - PARIS

ELECTROPHONES
● **Avec platine « Radiohm »** : H.-P. elliptique 12 x 19 ; en valise forme

nouvelle. **Cplet,** en ordre de marche **199,00**
● Le même modèle en valise tons luxe (noir et jaune ; gris et corail, etc). **Cplet,** en ordre de marche **226,00**
● Avec platine **« Pathé-Marconi »,** en valise grand luxe et H.-P. de 21 cm. **Cplet,** en ordre de marche **289,00**

LE CALYPSO II
Electrophone de grande classe ; platine **« Thorens » ou « A.G. 2 009 »,** 4 vitesses, bras équipé pour stéréophonie. **Cplet,** en pièces détachées. Prix **268,50**

LE SURBOOM II
(Décrit dans Radio-Plan n° 154)
Electrophone portatif, 4 vitesses ; en mallette ; alternatif 110/220 V. **Cplet,** en pièces détachées. Avec platine **Philips** **193,00**
Avec platine **Pathé-Marconi** ou **Radiohm** **202,50**
Tous nos électrophones sont, évidemment, à 4 vitesses

RÉALISATIONS « RADIO »
« LE MODULUS FM »
(Décrit dans les H.-P. n°s 996 et 1 000)
Récepteur mixte à modulation d'amplitude et de fréquence. Gammes : PO - GO - OC - BE et FM. Cadre à air orientable. Présenté dans une ébénisterie grand luxe palissandre, style sobre. Dimensions : 36 x 54 x 25 cm. 3 haut-parleurs. **COMPLET, en pièces détachées** **302,50**
Cplet, en ordre de marche. **405,00**
Ebénisterie pour combiné radiophono, Supplément **52,00**

Fin de l'extrait du catalogue figurant page 74.

R

Redresseurs au silicium 8,50
Résistances :
Toutes valeurs 1/2 watt 0,13
1 watt 0,20
2 watts 0,27
CTN 100 mA 0,85
CTN 300 mA 1,70
Ajustables 0,65

S

Selfs filtrage :
200 Ω tous courants 3,00
65 mA 5,15
75 mA 7,25
120 mA 9,25
Soudure :
« Engel » le rouleau 1,20
la boîte de 500 gr. 60 % ... 9,00
« Gauthier » 60 % le m. 0,33
la boîte de 500 gr 9,00
Supports d'ampoules 0,20
» miniature HF 0,25
» Noval HF 0,28
» Rimlock HF 0,35
» américain 0,26
» européen 0,27
» Duodecal 0,77

Survolteurs-Dévolteurs :
Manuels Manuels :
« Sitar » 56,00
« Dynatra » 56,00
Automatiques :
« Dynatra » 403 205,00
» 403 bis 175,00
« Sitar » 180 VA 175,00
» 220 VA 199,00
« Voltam » 180 VA 175,00
» 220 VA 165,00

T

Tournevis « Neovoc » 7,90
» Simple 0,95
Transfos d'alimentation :
2 x 300 P ou 2 x 350 E
57 mA ..... 12,50 | 100 mA ... 22,00
65 mA ..... 14,00 | 120 mA ... 26,00
75 mA ..... 16,00 | 150 mA ... 35,00
85 mA 17,00
Transfos de sortie :
« C E A »
SGH8 58,40
SGH12 82,00
SGH20 98,70
« Milleriou »
XH80-10 B 15 W 116,00
« Supersonic »
T W8 « Stéréo » PP ou LU ... 40,00
T W15 115,00
T W30 177,00
T W60 271,00
« Audax »
pour transistors 6,60
32 x 38 simple ou PP 4,70
37 x 44 » » » 3,90
44 x 52 » » » 5,05
50 x 60 » » » 5,60
62 x 75 » » » 10,60
HI-FI TU 101 10 W 19,50

V

Voyants 1,25

EXPEDITIONS
Contre remboursement ou mandat à la commande. **Hors métropole : 50 %** à la commande.

seurs au silicium Red 1 et Red 2 font partie d'un bloc fourni précâblé. Voici, à titre indicatif, les caractéristiques des bobinages des pots ferroxcube T_1 et T_2 dont nous avons mentionné la référence :

T_1 : primaire 150 spires de fil émaillé 14/100 ; secondaire : 2×34 spires de fil émaillé 25/100.

T_2 : primaire : 2×14 spires de fil émaillé 50/10 ; secondaire : 800 spires de fil émaillé 14/100.

La tension alternative disponible est appliquée par un condensateur de 0,1 µF à deux redresseurs Red 1 et Red 2 montés en doubleurs de tension. Ces redresseurs permettent de charger le condensateur électrolytique de 280 µF sous une tension de 500 V. Ce condensateur est un modèle spécial de la fabrication allemande.

Le câble de liaison au réflecteur est à deux conducteurs correspondant aux électrodes positive et négative du condensateur électrolytique. Les éléments de la partie droite du schéma sont disposés dans le réflecteur en raison de leur très faible encombrement.

Le positif est relié directement à l'anode de la lampe flash XFSW40, de fabrication allemande, et le négatif à sa cathode.

La lampe au néon NM2 est montée en série entre + et — HT avec une résistance de 2 MΩ. Elle est shuntée par une résistance de 470 kΩ qui joue le rôle, avec celle de 2 MΩ, d'un diviseur de tension. Ce diviseur de tension est calculé pour que la tension entre les électrodes de l'ampoule au néon soit juste suffisante pour provoquer l'ionisation de cette ampoule lorsque la tension entre + et — HT est normale, c'est-à-dire lorsque le condensateur de 280 µF est chargé à sa tension normale de 500 V environ.

Le condensateur au papier de 0,02 µF se trouve chargé entre + et — HT par la résistance de 1,5 MΩ reliée au — HT et par la résistance série de 470 kΩ reliée au + HT, cette dernière résistance se trouvant shuntée par la faible résistance de l'ampoule au néon lorsqu'elle s'ionise.

Le primaire de la bobine d'impulsion est monté en série avec le condensateur de 0,02 µF et avec le cordon de prise synchro relié à l'interrupteur de synchronisation de l'appareil photographique. Au moment de la prise de vue, pendant l'ouverture de l'obturateur l'interrupteur de synchronisation de l'appareil photographique ferme le circuit, ce qui décharge le condensateur de 0,02 µF dans le primaire. Une impulsion positive d'amplitude élevée est alors disponible entre les extrémités du secondaire du transformateur élévateur et appliquée entre la cathode de la lampe flash et son électrode extérieure d'amorçage, constituée par un fil entourant le tube en son milieu. L'ionisation se produit et le condensateur de 280 µF se décharge très rapidement (1/400 s) dans la lampe flash, ce qui provoque l'éclair lumineux.

MONTAGE ET CABLAGE

Pour faciliter le travail des amateurs, l'alimentation HT montée sur deux petites plaquettes parallèles et superposées de 45 × 60 mm est précâblée et préréglée. Cette alimentation comprend les deux pots ferroxcube, les deux transistors de puissance, les deux redresseurs au silicium, un condensateur au papier de 0,1 µF (liaison aux redresseurs) et un condensateur de 0,05 µF du type céramique plaquette dont une armature est soudée à la base de l'un des transistors conformément au schéma de la figure 1.

Les 4 liaisons à effectuer entre cette alimentation et les autres éléments sont les suivantes :

1° Fil reliant le — 4,5 V du porte-pile ;

2° Fil reliant le pôle négatif du condensateur de 280 pF au même point que le — 4,5 V ;

3° Fil reliant le positif du condensateur de 280 µF au positif du redresseur n° 1 ;

4° Fil reliant l'interrupteur aux deux émetteurs des transistors de puissance.

Sur le plan de câblage l'ensemble précâblé d'alimentation et vu par dessus. Les connexions représentées en pointillés se trouvent donc sous la plaquette.

Les deux porte-piles en matière plastique sont à coller sur la demi-coquille inférieure qui est seule représentée sur le plan de câblage. L'un des porte-piles est prévu pour une pile 1,5 V et l'autre pour deux piles identiques également de 1,5 V. Les contacts + 4,5 V et — 4,5 V des porte-piles sont à fixer. Le contact + 4,5 V est fixé par une vis sur la demi-coquille inférieure, alors que le contact — 4,5 V est fixé directement sur l'autre porte-pile.

La place disponible à proximité du porte-pile de faible longueur permet de loger l'alimentation HT. Le condensateur électrochimique de 280 µF a sa place sur la partie droite. Sur le plan de câblage, les emplacements de ces deux éléments sont mentionnés.

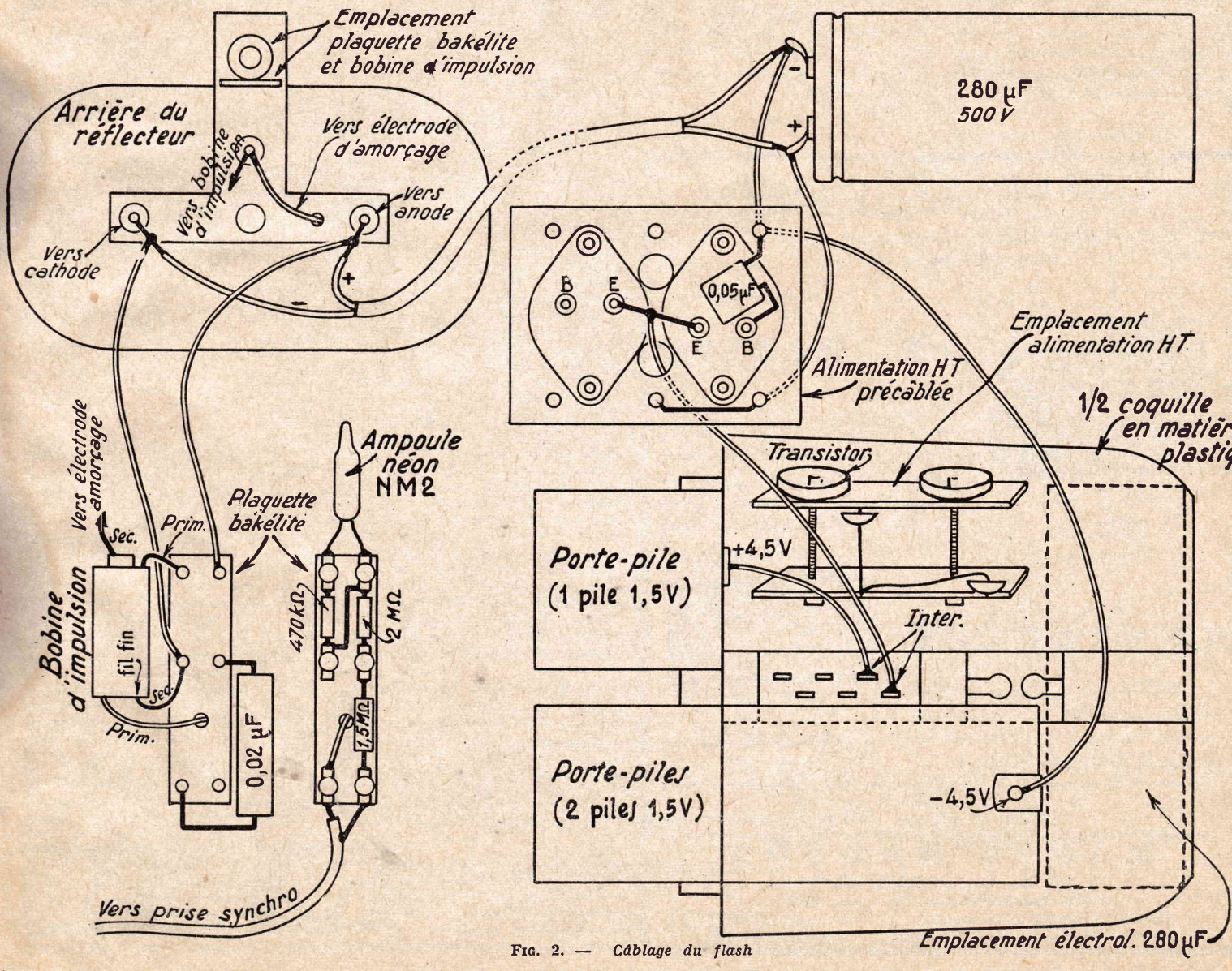


FIG. 2. — *Câblage du flash*

Pour fermer la deuxième demi-coquille supérieure, une plaquette métallique est fixée par deux vis sur la demi-coquille inférieure et par deux autres vis sur la demi-coquille supérieure. Cette plaquette est à proximité du condensateur de 280 μF. La demi-coquille supérieure est fixée également par une vis dans le contact du porte-pile + 4,5 V.

Un couvercle spécial en matière plastique avec deux contacts au fond, est prévu pour les deux porte-piles. Les deux contacts ferment le circuit des piles, qui se trouvent ainsi en série, le pôle positif de la deuxième pile du porte-pile à 2 piles se trouvant relié au négatif de la pile du deuxième porte-pile. Les piles utilisée sont du type classique torche de 1,5 V.

Câblage du réflecteur : Le réflecteur est en matière plastique et métallisé intérieurement. Sa forme est la même que celle du couvercle des piles, mais il est de dimensions légèrement supérieures. Lorsque l'appareil n'est pas utilisé, le réflecteur est ainsi disposé sur ce couvercle et l'encombrement de l'ensemble est minimum.

Sur le plan de câblage, le réflecteur est vu par derrière. Un évidement est prévu, pour loger la bobine d'impulsion montée sur une petite plaquette de bakélite à 6 cosses. La partie supérieure comporte la lampe au néon qui se trouve en face d'un voyant lorsque l'on tire le support du réflecteur à l'appareil photographique.

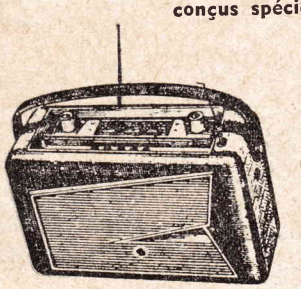
Le câblage des deux côtés de la petite plaquette de bakélite est représenté. La bobine d'impulsion est représentée légèrement décalée pour la clarté du dessin, mais se trouve câblée contre la plaquette pour que l'ensemble soit d'encombrement minimum. La place disponible à l'intérieur de l'évidement est, en effet, juste suffisante. Il est facile de repérer les 4 fils de sortie du transformateur d'impulsion. Le secondaire correspond à un fil émaillé très fin d'une part et d'autre part à un fil de section plus importante sortant à l'extrémité du petit mandrin de couleur rouge.

A l'intérieur du réflecteur, il suffit de connecter les trois électrodes de sortie de la lampe flash qui a la forme d'un tube avec ses fils de sortie anode et cathode aux extrémités et son électrode d'amorçage (spire entourant le tube à un centimètre de distance environ de l'anode.

Avant de mettre l'appareil sous tension, bien vérifier si la polarité des deux fils de liaison entre le boîtier alimentation et le boîtier réflecteur a été respectée, le positif devant être relié à l'anode et le négatif à la cathode.

OFFRE SPÉCIALE

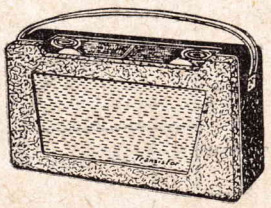
Pas 10 modèles... Mais 2 imbattables conçus spécialement pour vous



LE JOCELIN

7 transistors + DIODE 4 touches + Com. Voiture - Trois gammes d'ondes (OC - PO - GO) - Antenne télescopique, push-pull, cadre incorporé, haute sensibilité, 2 piles 4,5 volts, coffret gainé grand luxe

PRIX NET
198 NF



LE GRACIEUX

6 transistors + DIODE - Luxueux coffret bois gainé - Prise antenne voiture, push-pull - 2 piles 4,5 V, sensibilité, musicalité parfaites.

PRIX NET
165 NF

Ce mois, housse gratuite en prime
GARANTIE UN AN 100 %

RADIO ROBERT

49, rue Pernety - PARIS (XIVe)
C.C.P. PARIS 839-57 — Tél. : SEG. 89-24

Expédition rapide contre mandat à la commande ou contre remboursement. — Frais de port et d'emballage en sus.

QUELQUES DISQUES SÉLECTIONNÉS POUR VOUS

★ Jean Sablon. — Jean Sablon incarne le charme de notre époque... Combien de chanteurs l'ont imité, mais combien ont réussi ?... Le voici en très belles mélodies qui feront rêver toutes ses admiratrices et battre plus d'un cœur. Les quatre chansons sont excellentes : « Rien ne va », « Reviens », « Qui vivra verra », « Le fils à son père » (*V.S.M. - EGF* - 539).

★ René-Louis Lafforgue. — S'il est bien agréable de pêcher des perles fines, même en boîtes de conserve, comme il nous a été donné de le faire il n'y a pas très longtemps, il est bien agréable aussi d'entendre René-Louis Lafforgue nous chanter cette chanson pleine d'esprit, avec sa voix inimitable. René-Louis Lafforgue a su allier à sa carrière de vedette de la chanson celle d'amuseur public; pour ceux qui sont habitués à le voir sur le petit écran, c'est une joie que de le retrouver tout entier dans ses disques ! (*Pathé - EG* - 551).

★ Jean Lumière. — En écoutant Jean Lumière, nous nous sentons rajeunis de bien des années ! C'est un enregistrement qui est un peu un souvenir de la Belle Epoque, tout au moins de la Belle Epoque d'avant-guerre. Et ce sont de bien jolies chansons que nous offre cet interprète au nom si lumineux que la génération la plus ancienne n'est pas près d'oublier. Vous voudrez entendre par lui « Femmes, que vous êtes jolies », « Sur deux notes », ou bien encore « Derrière les volets » ou « Chanson d'automne (*V.S.M. - FFLP* 1146).

★ Tino Rossi. — Tino Rossi nous propose ce mois-ci quatre chansons charmantes : « Une simple carte postale » pleine de souvenirs ; un tango très dansant avec « Le temps d'un tango » ; enfin deux chansons pleines de mélancolie et qui raviront les cœurs sentimentaux : « Si doucement » et « Retour » (*Columbia - ESVF* - 1052).

★ Pierre Spiers. — Beaucoup de violonistes ont essayé d'imiter le style de Grappelly, mais aucun n'a réussi ces sortes d'arabesques rythmées, qui font de lui un interprète unique. Quelle heureuse idée d'avoir marié la belle sonorité de son violon à celle de la harpe de Pierre Spiers ! Nous obtenons là un disque d'ambiance, rythmé pour la danse, mais bien agréable à écouter, qui nous change de notre routine quotidienne... Voilà du nouveau pour les amateurs de belles sonorités et d'arrangements bien faits (*Columbia - FP* - 1135).

★ Jerry Mengo. — Brillants arrangements de quatre succès, avec des rythmes faits pour la danse, c'est ce que nous propose Jerry Mengo. Un côté fox avec « Muskrat Ramble » et « La môme whisky » ; un côté cha-cha avec « El Paso Cha Cha », avec la voix de Line Renaud, et « Ramona » (*Columbia - ESRF* - 1322).

★ Armée soviétique. — Après l'immense succès remporté par le microsillon 30 cm paru il y a quelques semaines, ce super-45 tours sera le bienvenu pour un grand nombre de discophiles qui avaient peut-être reculé devant la dépense et qui aujourd'hui trouveront sous ce format 17 cm quatre des titres les plus populaires et les plus significatifs de la première édition : « Kalinka » est connu depuis longtemps, c'est l'un des chants russes les plus célèbres, mais il est très certain que les Chœurs de l'Armée Soviétique en donnent la meilleure interprétation que l'on puisse rêver. Il y a aussi sur ce petit disque le « Chant de la jeunesse », « Flocons de neige », et le très célèbre « Bouleau » (*Columbia - ESDF* - 1346).

★ Maxim Saury. — Maxim Saury se devait de nous révéler ces quatre inédits de Sydney Béchet, et qu'il les joue bien, dans le style New Orleans qu'il a su faire revivre comme par miracle ! Un disque certainement dansant, mais qui reste de l'excellent jazz (*Pathé - EA* - 462).

★ Yvette Horner. — Yvette Horner se devait de nous donner sa version de « A la pétanque ». Voilà qui est fait, et fort bien fait ! A ce, elle ajoute trois succès, avec sa virtuosité habituelle et sa sonorité incomparable. Quel accordéon ! (*Pathé - EA* 472).

★ Jacqueline Danno. — La jeune Jacqueline Danno se défend bien, et avec quelle gentillesse ! Elle a su se trouver un répertoire plein de bons sentiments, et comme vous aimerez sa voix exquise dans « Toi maman », dans « Le bouquet blanc », comme dans « Mon petit bleu » et « Pour nous seuls... » (*V.S.M. - EGF* - 542).

★ Arturo Diaz. — Pour ceux qui aiment les cha-cha, l'ensemble d'Arturo Diaz, si parfaitement rythmé, les enthousiasmera. Il y a déjà un titre, qui est maintenant un best-seller : « A la pétanque », et qui a repris un thème déjà assez connu et lui aussi best-seller, « Faut rigoler » ; il y a également trois autres cha-cha aux rythmes différents d'ailleurs, les uns rapides, les autres lents : « Ave Mario Lola », « Tombe de l'eau » et « C'est pas parce que c'est nous » (*Pathé - EA* - 480).

★ Nick Kartoon. — Bruits étranges : réveille-matin, cornes d'automobiles, casseroles frappées, tout ceci en d'excellents arrangements, c'est ce que nous propose Nick Karton, très humoriste. Vous placerez ce super-45 tours sur votre tourne-disques, et vous commencerez par entendre un bébé qui pleure : ce n'est autre que le début, fort réjouissant, du célèbre « Faut rigoler », qui trouve ainsi un arrangement très original ! (*Ducretet* - 450 - *V* - 385).

★ Luis Mariano. — On aurait pu croire, en écoutant les « lyrics » de « West Side Story » qu'ils étaient intraduisibles et qu'ils ne rendraient pratiquement rien séparés de l'action. Luis Mariano, entre autres, nous en apporte le démenti ; son super-45 tours nous donne une version excellente des quatre principaux airs de l'opérette de Léonard Bernstein, qui a triomphé pendant plus de quatre ans aux U.S.A. et à Londres. Vous aimerez la rumba : « Si tu vas en America » et nous sommes certains que « Maria » deviendra très vite l'un des best-sellers de la chanson (*Voix de son Maître EGF* - 530.)

PRÉAMPLIFICATEUR CORRECTEUR A 3 TRANSISTORS

Les préamplificateurs correcteurs sont indispensables sur les amplificateurs BF à haute fidélité alimentés par des pick-up électrodynamiques de faible niveau de sortie. Le rôle de ces préamplificateurs est d'amplifier les faibles tensions de sortie de ces pick-up selon une courbe de réponse bien définie, qui n'est pas une droite, mais une courbe caractéristique dépendant du standard d'enregistrement (courbe RIAA).

Tous les amateurs savent que le câblage des étages préamplificateurs est le plus critique sur un amplificateur BF. Cet étage est responsable, en partie, du souffle, de la microphonie et est sensible aux inductions parasites du secteur. Il est donc logique, pour éviter en particulier les inductions parasites, d'utiliser des transistors sur un préamplificateur-correcteur, l'amplification de puissance étant toujours assurée par des lampes, moins coûteuses que des transistors de puissance.

Les performances des amplificateurs-correcteurs à transistors, en particulier celles de correction, sont étroitement liées aux caractéristiques des transistors qui, malheureusement, sont différentes d'un échantillon à un autre, en raison de la dispersion des caractéristiques des transistors courants. Il est donc indispensable d'étudier un montage qui permette d'éliminer ce défaut.

La solution adoptée sur le préamplificateur à trois transistors décrit ci-dessous est la suivante : le transistor d'entrée est monté en collecteur commun avec un pont d'alimentation du circuit de base limitant l'impédance d'entrée et évitant, dans une certaine mesure, les variations d'impédance d'entrée selon les transistors. L'impédance d'entrée est, dans ces conditions, de l'ordre de 100 kΩ, c'est-à-dire de valeur adéquate pour un pick-up électrodynamique.

La correction est obtenue par contre-réaction sélective sur un seul étage — en l'occurrence l'étage de sortie — afin de diminuer la distorsion sur les signaux d'amplitude élevée et de diminuer le souffle aux fréquences élevées. En effet, la contre-réaction étant sélective pour l'obtention de la courbe de réponse RIAA, il est intéressant de placer cette correction après les deux premiers étages, de manière à ne pas amplifier le bruit de ces deux transistors. Pour que la correction obtenue ne dépende pas trop du gain du transistor utilisé, le taux de contre-réaction de cet étage est élevé. Il faut, toutefois, signaler que pour obtenir la correction RIAA à ± 0,5 db, un transistor sélectionné est nécessaire.

L'étage de sortie amplifiant peu et celui d'entrée n'amplifiant pas, mais jouant le rôle d'adaptateur d'impédance, un troisième étage amplificateur porte le niveau de sortie à 500 mV pour une tension d'entrée de 7 mV.

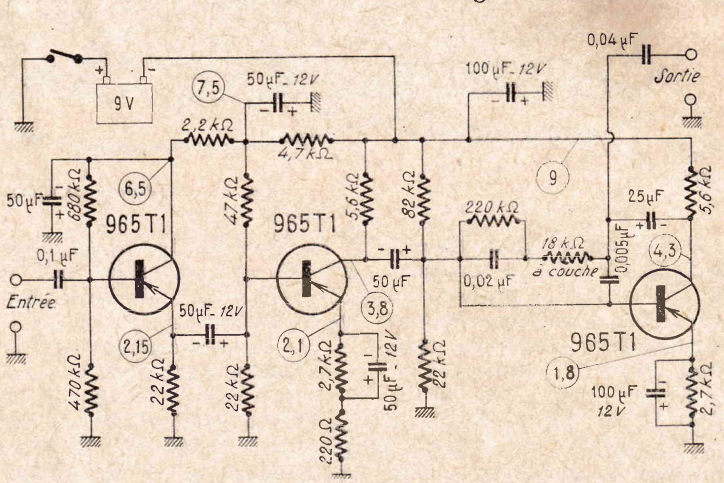


Fig. 2. — *Schéma du préamplificateur-correcteur.*

L'ensemble des trois étages procure un gain de 70 environ, ainsi que la correction RIAA à ± 0,5 db conformément à la courbe de la figure 1. La tension de sortie maximum est de 1 V pour 0,1 % de distorsions.

Les tensions dont la fréquence est inférieure à 25 c/s sont affaiblies fortement, ce qui limite les bruits mécaniques des platines de tourne-disques et le ronflement.

Le niveau de souffle, de l'ordre de — 85 db est meilleur que celui des préamplificateurs à lampes. Pour obtenir ces caractéristiques, il est conseillé d'utiliser les 3 transistors 965T1 spécialement sélectionnés pour ce montage, en raison de leur gain élevé et de leur faible courant de fuite en base ouverte.

Cet ensemble est monté sur un petit châssis qui s'incorpore dans un boîtier en aluminium oxydé anodique, avec porte-pile contenant les deux piles standard de 4,5 V montées en série. Ces piles, dont le débit est de l'ordre de 2 mA, peuvent assurer un service de plusieurs mois.

Le coffret est, en outre, conçu pour recevoir deux châssis de préamplificateurs utilisables avec une tête magnétique stéréophonique.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 2 montre le schéma de principe complet du préamplificateur correcteur à 3 transistors et les tensions principales du montage.

Le pont d'alimentation de base du premier transistor 965T1 à collecteur commun est de 680 kΩ-470 kΩ. Le collecteur est à la masse en alternatif par le condensateur de 50 µF qui constitue, avec la résistance de 2,2 kΩ, une deuxième cellule de découplage à partir du — 9 V.

Les tensions de sortie sont prélevées sur la résistance de charge d'émetteur de 2,2 kΩ et appliquées à la base du deuxième transistor 965T1. Le

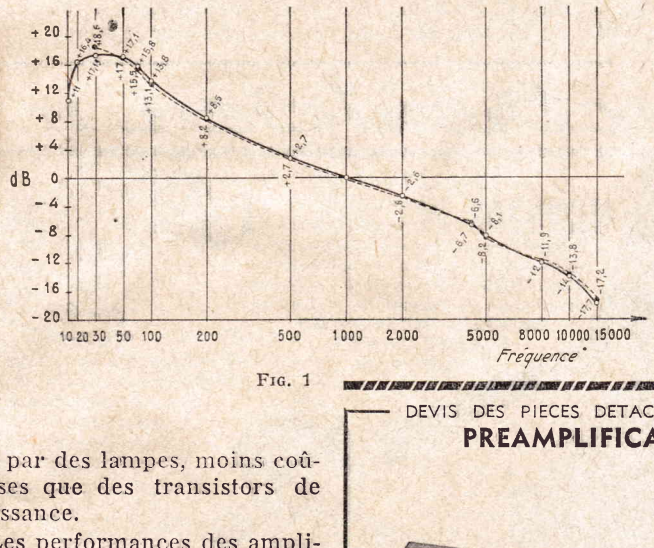


Fig. 1

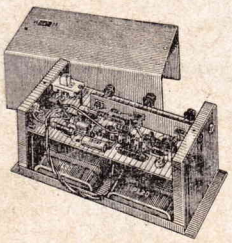
DEVIS DES PIECES DETACHEES NECESSAIRES AU MONTAGE DU

PREAMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

POUR TETE A RELUCTANCE VARIABLE

« LE KRICKET G.E. »

Décrit ci-contre



— 1 châssis cadmié	5,40
— 3 supports transistors	1,95
— 1 prise blindée mâle et femelle	0,95
— 1 jack Miniature mâle et femelle.	1,90
— 1 inverseur Tumbler	1,40
— 1 boîtier spécial piles + bouchon.	2,80
— 2 piles standard 4,5 V	1,80
— 1 jeu de résistances	3,40
— 1 jeu de condensateurs	2,05
— 1 jeu de condensateurs électrochimiques miniature	8,90
— Décolletage, relais, fils divers, soudure, etc.	1,85
TOUTES LES PIECES DETACHEES	**32,40**
— 1 jeu de **3 transistors** 961T1. **Sélectionnés**	30,78
SOIT AU TOTAL	**63,18**

Dim. : 180 x 80 x 75 mm

PRIX FORFAITAIRE pour l'ensemble. ACQUIS EN UNE SEULE FOIS 50,54

FACULTATIF : 1 coffret aluminé couleur or : **12,55.**

48, rue Laffitte, 48 PARIS (9e) — **48, rue Laffitte, 48 PARIS (9e)**

Alfar

Tél. : TRUdaine 44-12 — Tél. : TRUdaine 44-12

Les prix s'entendent taxes **2,83 %**, port et emballage en plus

C.C. Postal 5775-73 Paris

MIEUX QU'UN CATALOGUE : Un recueil complet d'**APPAREILS HI-FI** et **TELEVISION** avec **Analyses techniques. Schémas et plans**

Envoi contre 2 NF pour frais

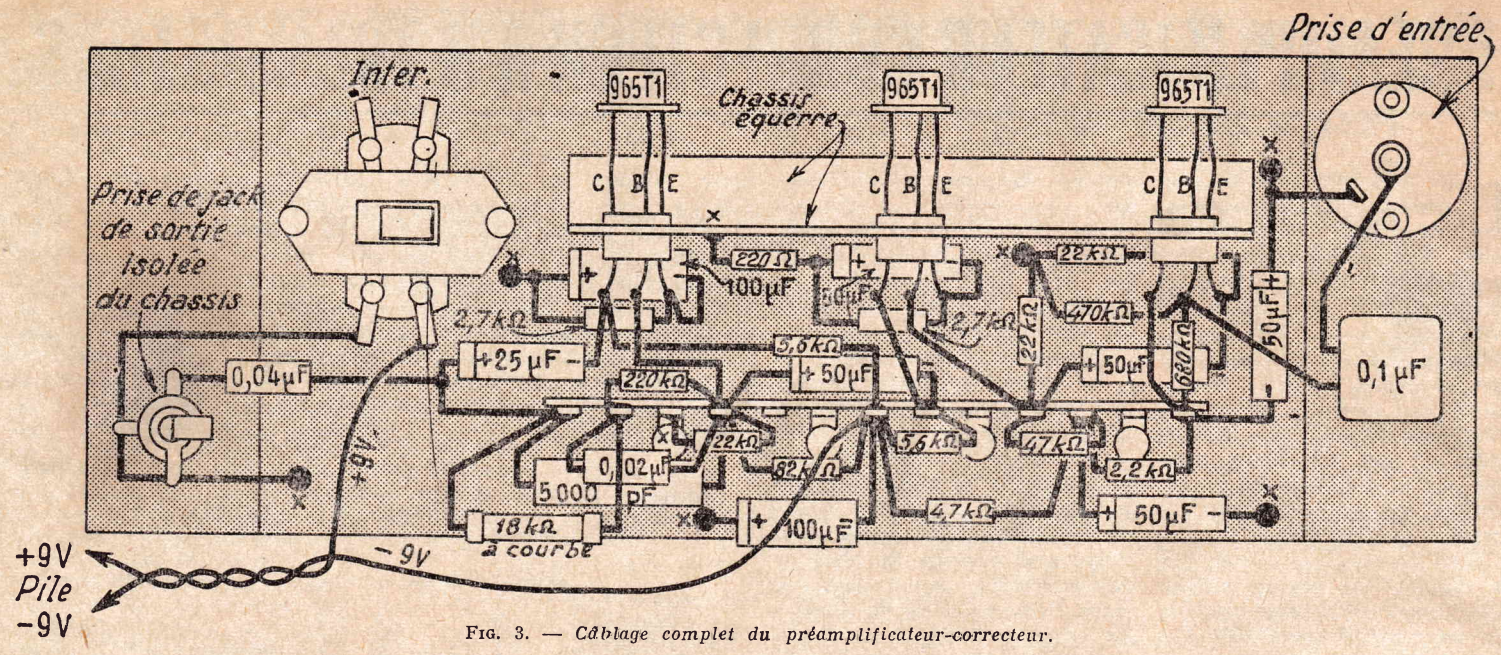


FIG. 3. — *Câblage complet du préamplificateur-correcteur.*

pont d'alimentation de base est de 47 kΩ-22 kΩ et la résistance de charge de collecteur, de 5,6 kΩ. La stabilisation d'émetteur est obtenue par une résistance de 2,7 kΩ, découplée par un électrochimique de 50 µF-12 V. La résistance de 220 Ω, non découplée, est destinée à diminuer le gain par contre-réaction.

La base du troisième étage 965 T1 est polarisée par le pont 82 kΩ-22 kΩ. La charge de collecteur est de 5,6 kΩ et le réseau correcteur est disposé entre collecteur et base. Il comprend le condensateur de liaison de 25 µF, le condensaueur de 5 000 pF, la résistance série de 18 kΩ (modèle à couche), la résistance de 220 kΩ shuntée par un condensateur de 20 000 pF.

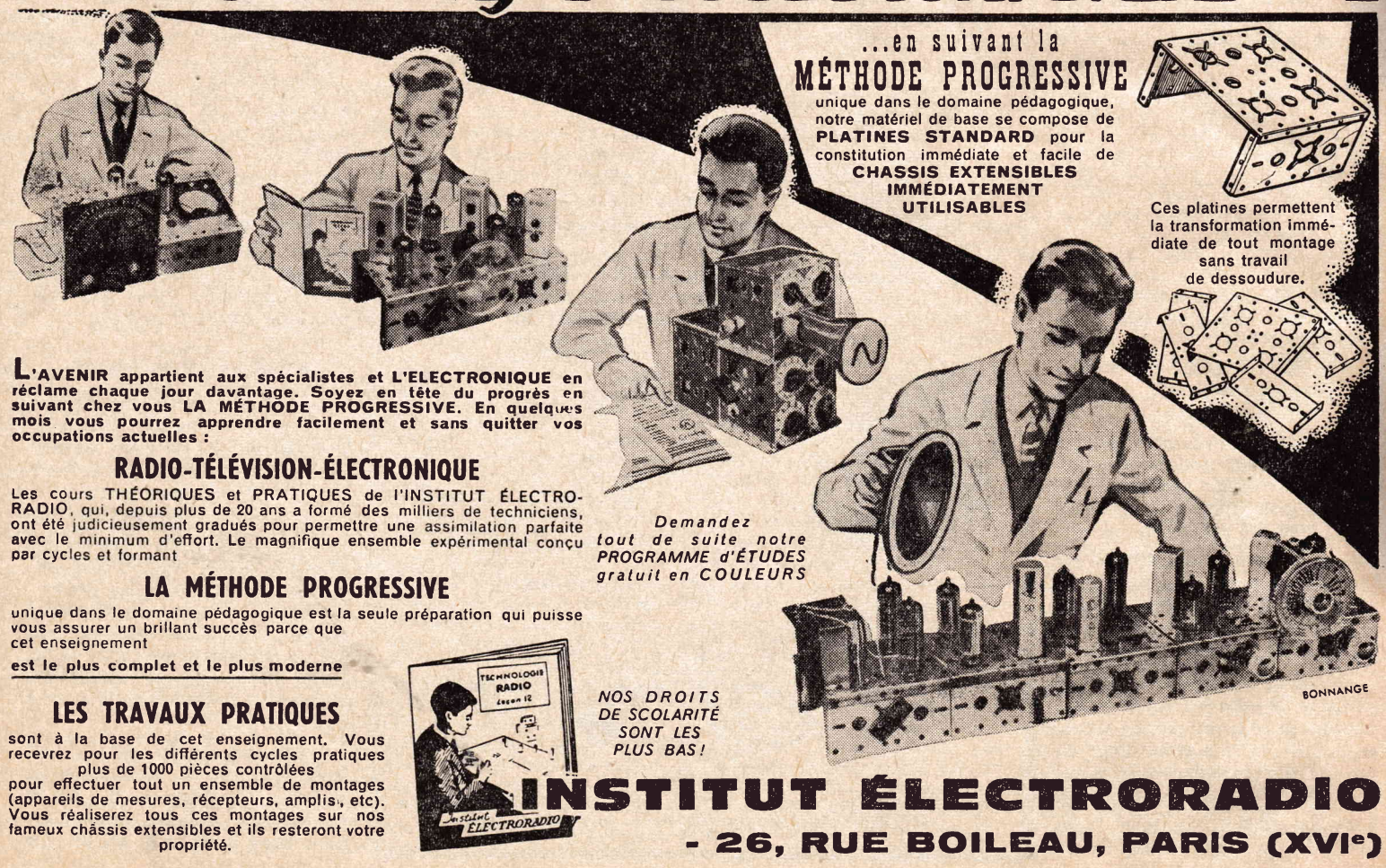
Les tensions de sortie sont prélevées par un condensateur de 0,04 µF.

MONTAGE ET CABLAGE

La figure 3 montre le câblage complet du préamplificateur à transistors. Le petit châssis utilisé est de 150 × 70 mm. Les deux côtés, de 25 mm de hauteur, sont représentés rabattus. Le côté droit supporte la prise coaxiale d'entrée et le côté gauche la prise de jack de sortie, isolée du châssis.

Les trois supports subminiatures des transistors sont fixés sur un petit châssis équerre de 100 × 20 mm, dont l'emplacement correspond à celui qui est indiqué sur le plan.

Vous serez l'électronicien n° 1



Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION
dévoilés aux débutants
N° 99

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNE RADIO - TV - ÉLECTRONIQU

LES CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES ET LEUR PRATIQU

DANS notre récente étude, nous avons étudié les nouveaux condensateurs à fil plastique, dont l'intérêt augmente constamment. Il y a d'autres modèles récents tels les condensateurs céramiques qui méritent une étude spéciale, et sur lesquels nous reviendrons; mais, d'autres modèles plus classiques ont conservé leur importance essentielle dans la pratique et ont reçu, d'ailleurs, d'importants perfectionnements. Il en est ainsi pour les condensateurs électrolytiques ou électrochimiques que nous allons étudier.

Dans différentes branches de l'électronique, on fait constamment usage de très grandes capacités, pouvant atteindre plusieurs milliers de microfarads.

En considérant la formule fondamentale :

$$C = \frac{K.S}{4\pi e}$$

on constate que l'on peut obtenir de grandes capacités en choisissant l'épaisseur e du diélectrique aussi faible que possible.

Considérons deux plaques d'aluminium plongeant dans un électrolyte; en appliquant une tension continue à ces plaques, il se produit un courant qui donne naissance à une couche d'oxyde sur l'anode (pôle positif); il est évidemment nécessaire que l'électrolyte soit composé de façon spéciale et que l'aluminium soit aussi pur que possible (99,99 %). La couche d'oxyde ainsi obtenue constitue le diélectrique dans le condensateur électrolytique. Son épaisseur est microscopique, ce qui permet d'obtenir des capacités considérables avec un volume réduit; en principe, ce condensateur électrolytique ou électrochimique se compose donc de deux plaques d'aluminium, dont l'une est **oxydée** ou **formée.** Celle-ci est l'anode ou pôle positif, la seconde non oxydée est la cathode ou pôle négatif (fig. 1).

On distingue, en principe, deux sortes de condensateurs électrolytiques, les **liquides** dans lesquels la cathode et l'anode sont immergées dans une électrolyte liquide, et les **secs,** dont l'anode et la cathode sont séparées par de la gaze ou du papier imprégné d'électrolyte.

D'après ce qui précède, le condensateur électrolytique classique construit suivant ce principe doit être employé uniquement sous courant continu et toujours dans

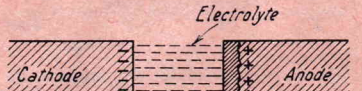


FIG. 1. — *Principe du condensateur électrolytique.*

le même sens, car si l'on inverse la polarité, on détruit la couche d'oxyde, c'est-à-dire le diélectrique lui-même.

L'électrolyte n'est donc pas, comme on le croit souvent, un diélectrique, mais a un rôle bien défini, celui **d'entretenir la couche d'oxyde** lorsque le condensateur est sous tension, et aussi de remplir toutes les irrégularités des surfaces de façon à ce que les électrons puissent passer de chaque point de la cathode à chaque point de la couche d'oxyde.

Le passage du courant de la cathode à l'anode dans un bain électrolytique oxyde cette dernière qui doit être en aluminium aussi pur que possible; cette première opération s'appelle **formation.** L'épaisseur de cette couche d'oxyde varie en fonction de la tension appliquée et de la durée de la formation; elle est directement proportionnelle. On obtient donc pour de petites tensions et pour une même surface efficace, de plus grandes capacités qu'avec des tensions plus **élevées.**

La figure 2 représente la relation entre les capacités moyennes obtenues par différentes tensions de formation, avec des condensateurs de dimensions constantes, soit 50 × 30 mm. On peut obtenir de plus grandes capacités par une augmentation de la surface efficace, mais elles exigent, pour le même procédé de fabrication, des dimensions plus élevées, et inversement. La tension de formation ne peut être augmentée indéfiniment; elle est limitée par la tension de perforation de la couche d'oxyde.

Les condensateurs électrolytiques ont, généralement, en dehors de leur tension de service normale, une surtension de courte durée à supporter; pour cette raison chaque condensateur porte l'indication de la tension de service et de la tension de pointe qu'il peut supporter pendant un temps très court.

Quand le condensateur électrolytique est soumis à sa tension de travail, il circule à travers ce dernier un certain courant appelé **courant de fuite;** celui-ci, de très petite valeur, est nécessité par le travail d'entretien de la couche d'oxyde de l'électrolytique. Si l'on dépasse la tension de pointe du condensateur, ce courant de fuite augmente, ce qui indique que la couche d'oxyde commence à se détériorer (fig. 3).

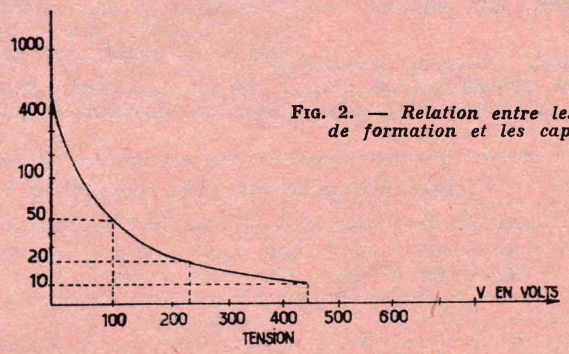


FIG. 2. — *Relation entre les tension de formation et les capacités.*

STRUCTURE ET AVANTAGES DU CONDENSATEUR ELECTROLYTIQUE

Le condensateur électrolytiqu doit ses avantages à sa structur spéciale. Il se compose donc comme tout autre condensateur d'un diélectrique et de deux armatures; l'une de ces armatures es l'anode en aluminium, la deuxièm est formée par l'électrolyte. La cathode ne sert qu'à amener le courant; elle a une grande surfac et réduit ainsi la résistance d l'électrolyte et, par là, les perte

Le diélectrique du condensateu est la couche d'alumine formée su la surface de l'anode. L'épaisseu de cette couche augmente avec l tension appliquée; la valeur d cette tension dépend des condition de fonctionnement auxquelles condensateur devra satisfaire.

L'alumine est un diélectriqu très intéressant; on peut lui appl quer des tensions de fonctionnement beaucoup plus élevées qu tous les autres matériaux connu Le champ admissible est de 5 10 × 10^6 V/cm, de sorte qu l'épaisseur de la couche nécessai à un fonctionnement sous 450 est de 0,5 μ environ et celle po un fonctionnement sous 30 V 0,03 μ !

La constante diélectrique de l'oxyde, de 6,5 à 7, est relativement élevée ; par suite du champ admissible élevé et de la grande constante diélectrique, la capacité par cm² de surface ou capacité spécifique, est très grande, d'où le faifaible encombrement de ces condensateurs pour des tensions de fonctionnement élevées. Ce faible encombrement est encore plus notable pour les éléments fonctionnant sous faible tension.

Les tensions de service usuelles s'étendent de 6 à 500 V ; les procédés de formation de l'alumine pour des tensions encore plus élevées sont connus, mais n'ont pas encore reçu d'applications pratiques.

Au cours de la formation, lorsque la tension est appliquée, un courant important circule au début, diminue lentement pour atteindre une valeur faible, mais limitée à la fin de l'opération.

Un tel courant circule également lors de l'utilisation pratique du condensateur après application de la tension de service ; c'est le **courant résiduel** ou courant de fuite. Il est plus élevé que celui des condensateurs au papier ; sa valeur dépend de l'électrolyte, baisse avec la tension appliquée et croît avec la température de régime du condensateur.

Après un stockage d'assez longue durée, pendant lequel le condensateur n'a pas été mis sous tension, son courant résiduel est d'abord relativement élevé, mais reprend rapidement la valeur normale.

Quand la polarité d'un condensateur électrolytique n'est pas respectée lors du branchement, la feuille en aluminium nu ou cathode devient anode ; il se forme sur elle une couche d'alumine avec forte production de gaz, ce qui entraîne un échauffement exagéré et une pression élevée ; il faut donc veiller absolument à ce que le branchement soit effectué correctement.

La couche d'alumine présente des pertes diélectriques plus élevées que les autres diélectriques usuels ; de plus, la résistance ohmique de l'électrolyte, qui peut être considérée comme étant en série avec la capacité, augmente l'angle des pertes. Le condensateur électrolytique **ne peut donc être utilisé dans les cas où sont exigés de faibles angles de pertes**, en particulier lorsqu'il s'agit de hautes fréquences. On l'utilise cependant avantageusement partout où l'on peut admettre une certaine variation de la capacité, un faible isolement, et un angle de pertes assez grand.

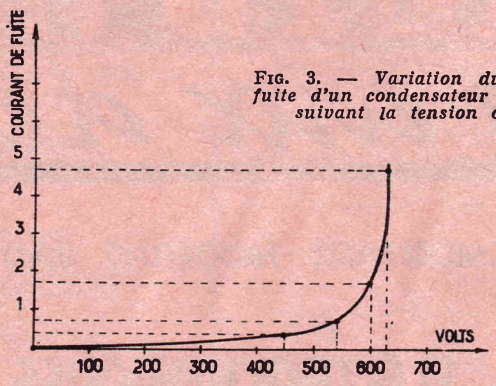


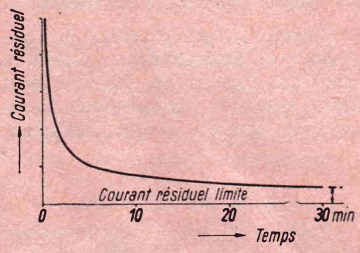
Fig. 3. — *Variation du courant de fuite d'un condensateur électrolytique suivant la tension appliquée*

Entre les électrodes, des couches de papier spécial donnent l'écartement généralement et servent de support à l'électrolyte ; l'anode peut être **frittée** par voie électrochimique, de sorte que sa surface et, par suite, la capacité du condensateur sont augmentées dans de larges proportions ; on obtient ainsi un condensateur aux dimensions encore plus réduites.

On distingue suivant la tension appliquée, **les condensateurs basse tension des condensateurs haute tension** ; les condensateurs basse tension sont ceux dont la tension nominale s'élève jusqu'à 100 V inclus ; les condensateurs haute tension sont ceux dont la tension de service est supérieure à 100 V.

D'autre part, on distingue **les condensateurs polarisés, et non polarisés** ; les condensateurs polarisés n'ont qu'une électrode formée, l'anode, et sont les seuls employés en électronique habituelle.

En tout endroit où il peut se produire une inversion de polarité, il faut cependant utiliser les modèles non polarisés, afin d'éviter la destruction du condensateur. Une telle inversion peut se produire dans les circuits d'alimentation à courant continu, lorsque ceux-ci ne sont pas munis de prises de courant à pôles dissemblables. Il faut également utiliser des condensateurs non polarisés comme condensateurs électrolytiques de démarrage, ceux-ci étant soumis pendant un temps très court à une tension alternative. Ces condensateurs ont une couche d'alumine sur les deux électrodes, ce qui entraîne une augmentation du volume et, par conséquent, une augmentation du prix de revient.



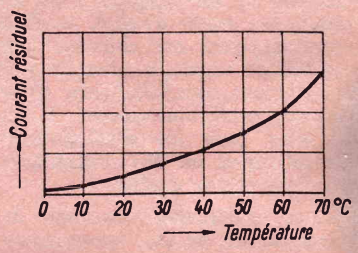


Fig. 5. — *Variation du courant de fuite suivant la durée de service et la température.*

LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES A DIMENSIONS REDUITES

En reprenant la formule :

$$C = \frac{K.S}{4\pi e}$$

on constate que l'on peut obtenir une plus grande capacité en augmentant S, c'est-à-dire la surface ; on est parvenu à ce résultat en gravant l'anode par un moyen mécanique ou chimique. Les condensateurs fabriqués avec de telles anodes ont des dimensions sensiblement réduites.

L'EMPLOI DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

L'emploi de ces condensateurs est très intéressant dans les relais et autres appareils similaires, dans lesquels on cherche à obtenir un retard appréciable ; le temps de décharge d'un système à retard composé d'un condensateur et d'une résistance ohmique est donné par la formule :

$$t_{secondes} = R_{ohms} \times C_{farads}$$

L'important problème du **soufflage des étincelles** a également trouvé une solution rationnelle par l'emploi de condensateurs électrolytiques ; l'énergie qu'ils peuvent accumuler est restituée au moment voulu. Les hautes tensions induites lors de l'ouverture des contacts, peuvent être compensées par le branchement de fortes capacités, dont l'impédance agit en sens inverse de celle de la self-induction ; les brûlures des contacts peuvent être éliminées. La valeur de la capacité à adopter est fonction de la tension induite ; elle peut être déterminée facilement au moyen d'un oscillographe.

C'est cependant comme condensateurs de filtrage que les condensateurs électrolytiques ont trouvé le plus d'applications. Leur tension de service relativement basse limite leur emploi aux redresseurs à basse tension, parmi lesquels il convient de citer tout spécialement les redresseurs à tubes pour appareils électroniques.

Jusqu'au point 450 volts de la figure 3 par exemple qui est la tension de service du condensateur, le courant de fuite reste à peu près à la même valeur ; entre A et B, il monte légèrement et à partir du point B, tension de pointe, il s'accroît très vite. Si cette surtension ne disparaît pas en un temps très court, le condensateur est détruit.

La composante alternative du courant continu à filtrer ne doit pas non plus dépasser une certaine valeur ; les pertes diélectriques engendrées devenant trop grandes, on aura un échauffement qui provoquera également une détérioration du condensateur.

LES CARACTERISTIQUES DES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

Les caractéristiques des condensateurs électrolytiques sont les suivantes :

a) Capacité nominale ;
b) Tension de pointe ;
c) Tension de service ;
d) Courant de fuite ;
e) Angle de pertes ;
f) Isolement entre éléments pour plusieurs éléments assortis séparés ;

La **capacité nominale** est la valeur de la capacité pour laquelle le condensateur a été construit.

La **tension de pointe** est la valeur de crête de la tension ondulée, appliquée au condensateur et qui ne doit être dépassée en aucun cas, même pendant un temps très court.

Capacité nominale µF	Tension alternative superposée admissible en V~							
	pour 12 V—		pour 30 V—		pour 70 V—		pour 100 V—	
	50 Hz	100 Hz	50 Hz	100 Hz	50 Hz	100 Hz	50 Hz	100 Hz
5	2	2	3	3	4	4	5	5
10	2	2	3	3	4	4	5	5
25	2	2	3	3	4	4	5	4,9
50	2	2	3	3	4	4	5	4,25
100	2	2	3	2,7	4	3,3	5	3,6
250	2	2	3	2,3	4	2,9	5	3,2
500	2	1,9	3	2,1	—	—	—	—
1 000	2	1,6	2,9	1,8	—	—	—	—
2 500	2	1,2	2,1	1,3	—	—	—	—
5 000	1,5	0,9	—	—	—	—	—	—

Fig. 4. — *Tension alternative superposée admissible pour des tensions nominales de 12 à 100 V (Siemens).*

La **tension de service** est la valeur de crête de la tension ondulée, pour laquelle le condensateur est établi, et qu'il doit pouvoir supporter de façon continue.

Pour le choix de la tension limite, on tient compte des circonstances d'utilisation ; variation de la tension d'alimentation, surtension pouvant se produire à la mise en circuit des appareils, excès de tension fournie par le transformateur d'alimentation, etc...

Il est recommandable de ne pas dépasser pour l'amplitude maximum de la composante alternative appliquée au condensateur électrolytique, les valeurs exprimées en centièmes de la tension limite de service, pour une fréquence de 100 cycles, et une température de 50° C indiquées sur le tableau 7.

Le **courant de fuite** est le courant continu qui traverse le condensateur après 3 minutes de fonctionnement, et sous la tension limite de service.

La **tension de pointe** pour une tension de service donnée, doit être au moins égale à la valeur indiquée dans le tableau de la figure 7.

Le **courant de fuite** ne doit pas dépasser la limite exprimée par la formule ci-dessous :

$$i = \frac{1}{CV} + \frac{V}{4} + 25$$

Dans laquelle :

i représente le courant de fuite exprimé en micro-ampères ;

C, la capacité nominale des condensateurs exprimée en microfarads ;

V, la tension de service des condensateurs exprimée en volts.

Cette formule n'est cependant applicable que pour une température de 20° C.

La valeur de la tangente de l'angle de pertes doit être au plus égale à 0,15 pour les condensateurs de tension de service inférieure ou égale à 100 volts, et à 0,10 pour les condensateurs dont la tension de service est supérieure à cette valeur. Ces limites sont portées respectivement à 0,23 et 0,15, dans le cas des condensateurs à anode rugueuse.

La **valeur effective de la capacité** correspond à la capacité apparente mesurée sous une fréquence de 50 Hz.

Elle diminue avec la température.

La variation de la capacité du condensateur électrolytique est supérieure à celle du condensateur au papier, par suite de la structure spéciale. Les **tolérances normales** sont les suivantes :

1) Condensateurs basse tension (tension nominale $\leqslant$ 100 V).

Lisses :

$< 25\ \mu F + 50 - 20\ \%$
$\geqslant 25\ \mu F + 30 - 20\ \%$

Frittés :

$\geqslant 1\ \mu F + 50 - 20\ \%$

2) Condensateurs haute tension (tension nominale > 100 V).

Frittés :

$< 4\ \mu F + 50 - 20\ \%$
$\geqslant 4\ \mu F + 50 - 10\ \%$

La **tension nominale** du condensateur est la tension de service maximum admissible, pour laquelle le condensateur est calculé, construit, et d'après laquelle il est dénommé ; elle fixe la valeur de crête de la tension continue modulée, (tension continue + valeur de crête de la tension alternative superposée)à laquelle le condensateur peut être continuellement branché. Lors de sa détermination, il faut tenir compte des conditions de fonctionnement et des cas de surtension possibles (surtension du réseau, tolérance sur le transformateur, variation de la tension avec la charge, etc.).

Dans tous les cas, la tension alternative doit être telle que la tension nominale ne soit pas dépassée par la valeur de crête et qu'il ne se produise pas une inversion de polarité supérieure à 2 V. Le courant dû à la tension alternative superposée ne doit pas provoquer un échauffement supérieur à l'échauffement admissible ; le condensateur peut fonctionner sans inconvénient sous une tension inférieure à la tension nominale.

LA TENSION DE POINTE PRATIQUE

La tension de pointe correspond environ à la tension de formation, c'est-à-dire à la valeur de la tension pour laquelle le diélectrique a été formé. Pour cette raison, elle ne doit en aucun cas être dépassée,

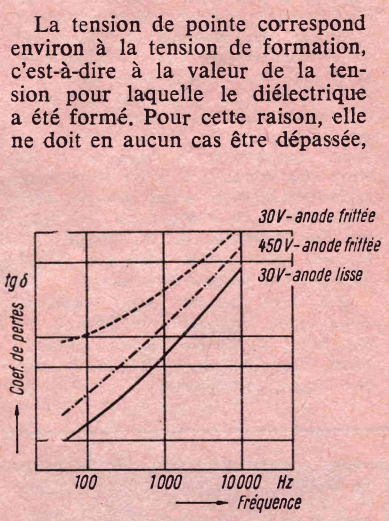


Fig. 6. — *Variation du coefficient de pertes en fonction de la fréquence à 20° C*

même pendant un temps très court. De plus, elle ne doit pas être appliquée plus d'une minute sur le condensateur, par exemple pendant le temps d'échauffement des tubes. Il faut donc prendre garde à ce que n'apparaissent pas sur le condensateur des tensions supérieures à la tension de pointe, compte tenu des conditions de fonctionnement les plus défavorables (surtension du réseau, surtension de démarrage, etc...).

Les tensions de pointe correspondant aux tensions nominales usuelles sont indiquées dans la liste suivante :

6/8, 12/15, (15/18), 30/35, (35/40), 70/80, 100/110 V.
150/165, 250/275, 350/385, 450/550 V.

Lorsque l'on se trouve dans le cas d'une tension de valeur intermédiaire, il faut toujours choisir la valeur immédiatement supérieure au tableau.

LE COURANT DE FUITE PRATIQUE

Lorsqu'une tension est appliquée sur le condensateur, un courant permanent circule, c'est le courant résiduel, nécessaire à l'entretien du diélectrique. Sa valeur dépend de la durée de service ; alors que ce courant est élevé, immédiatement après la mise sous tension, il diminue rapidement lorsque la durée de fonctionnement augmente et tend vers une valeur finie, pratiquement constante. La valeur de ce courant est un critère de la qualité d'un condensateur électrolytique et dépend de l'électrolyte, de la pureté des matériaux employés, ainsi que du procédé de fabrication. De plus ces courants dépendent de la tension appliquée et de la température. (Voir courbes des fig. 5.)

Le courant résiduel est mesuré à 20° C, une minute après la mise sous tension et ne doit pas dépasser :

0,2 μA par V et μF + 200 μA.

Cette valeur s'entend pour une durée de stockage ne dépassant pas trois mois ; en fonctionnement, les courants résiduels peuvent atteindre à 60° C des valeurs 5 fois plus grandes que celles atteintes à 20° C, et à 70° C des valeurs 7 fois plus grandes.

Lors de la mesure du courant résiduel, on applique la tension nominale aux bornes d'un ensemble formé par une résistance de 1 kΩ en série avec le condensateur.

Après un stockage assez prolongé, le condensateur, n'ayant pas été sous tension, peut avoir un courant résiduel plus élevé pendant un certain temps ; ce courant décroît rapidement pour atteindre de nouveau la valeur nominale.

LE FACTEUR DES PERTES

Les pertes des condensateurs électrolytiques dépendent de la nature de l'électrolyte et du procédé de fabrication, et sont de beaucoup supérieures à celles des condensateurs au papier (10 fois environ) ; ces pertes augmentent avec la fréquence mais diminuent lorsque la température s'accroît (fig. 6).

Le facteur de pertes tg δ rapporté à une fréquence de 50 c/s et une température de + 20° C est < 0,2 pour les condensateurs à basse tension et < 0,1 pour les condensateurs à haute tension.

LA TEMPERATURE DE SERVICE

Les condensateurs électrolytiques classiques fonctionnent dans la gamme de températures :

— 20° C + 70° C

La température de service maximum admissible de + 70° C est celle mesurée à la surface du condensateur ; elle comprend également la température due à l'échauffement propre pour lequel on compte + 10° C lorsque la tension ou le courant alternatif superposé ont les valeurs indiquées aux tableaux des pages 7 et 8. La limite inférieure de la température de service des condensateurs est de — 20° C ; si le condensateur subit une température < — 20° C pendant le transport, cela n'a aucun inconvénient.

LES MISES SOUS TENSION REPETEES

Lorsque le courant aux bornes d'un condensateur électrolytique est coupé, la charge qui se trouve sur l'anode circule à travers l'électrolyte vers la cathode et provoque la formation d'alumine sur cette cathode, qu'on peut considérer dans ce cas comme anode. L'épaisseur de la couche d'alumine s'accroît avec la fréquence des mises en circuit. Lorsque les mises en circuit sont très nombreuses, par exemple dans les circuits à relais, ce phénomène peut entraîner une diminution de la capacité plus forte pour des anodes frittées que pour les anodes lisses.

Nous reviendrons encore sur le progrès et la pratique de ces éléments essentiels dans notre prochaine étude H.-P.

Condensateurs construits		Limite supér. de l'amplitude max. de la composante alt. appliqu., en % de la tension serv.
pour une tension de service V (Volts)	pour une capacité nominale C (microfarads)	
V ⩽ 15	C ⩽ 5000	25
15 < V ⩽ 35	C ⩽ 5000	15
35 < V ⩽ 60	C ⩽ 1500	10
60 < V	C ⩽ 200	10

Tension de service V (Volts)	Valeur minimum de la tension de pointe (Volts)
V = 6	1,33 V = 8
6 < V ⩽ 20	1,25 V
20 < V ⩽ 50	1,2 V
50 < V	1,1 V

Fig. 7. — *Amplitudes maxima de composante alternative pour un fréquence de 100 c/s, et tensions de pointe pour une tension de service donnée.*

ÉCOUTEZ RADIO-CANADA EN UTILISANT UNE ANTENNE EXTÉRIEURE

LA grande sympathie des Français pour le Canada, pour les Canadiens et plus particulièrement pour les Canadiens de langue française n'est plus à dire tant elle est naturelle.

Les Français ont, en général, pour les Canadiens l'affection qui unit les membres d'une même et grande famille. Mais combien de Radio-auditeurs savent qu'ils peuvent chaque jour vivre la vie des Canadiens, goûter leur folklore, connaître dans ses moindres détails la vie au Canada ? Que faire pour cela ? Ecouter chaque soir de 20 h. à 20 h. 45 *tmg* Radio-Canada sur 19 m 58 ou sur 25 m 60. Je sais que la grosse majorité des auditeurs vont se récrier : Rien à faire sur ces ondes-là ! Est-ce bien certain ? Amis, détrompez-vous. Il est facile de capter Radio-Canada si vraiment vous le désirez.

Tout d'abord, faisons le point. Depuis un certain nombre d'années les postes modernes, depuis le plus modeste, permettent de capter à l'aide d'un cadre incorporé, fixe ou mobile, la majeure partie des postes européens sans aucune difficulté et partout où l'on dispose d'une source d'alimentation ou même, plus récemment par piles grâce aux transistors. Eh bien ! il faut bien se dire que la plupart de ces portes modernes permettent aussi l'audition dans de bonnes conditions des postes lointains sur ondes courtes (à condition bien sûr que la bande O.C. y soit prévue).

Mais, il y a un seul « MAIS », c'est de disposer d'une antenne. Rassurez-vous, point n'est besoin d'une antenne considérable, nous allons le voir. Permettez-moi d'ouvrir une petite parenthèse.

Certes si vous vous contentez de l'écoute des postes européens, inutile d'adapter une antenne extérieure à votre poste. Mais si vous voulez lui faire rendre tout ce qu'il peut, élargir xos programmes, connaître la vie de nos frères canadiens, alors n'hésitez pas et vous serez fort agréablement surpris.

Combien d'auditeurs se servent de la bande O.C. ? Trop nombreux sont ceux qui ignorent encore ce qu'elle recèle ! Bien sûr, sans antenne extérieure les exercés captent *des* ondes courtes de 16 à 25 m, en tournant le bouton du cadre amovible avec beaucoup d'attention. Mais une antenne extérieure révélera l'existence des postes lointains.

Cette antenne ? pas compliquée : un fil de cuivre nu 10/10 d'une longueur de 5 à 10 mètres tendu le plus haut possible au-dessus du sol ou d'un toit et le mieux dégagé possible, fera l'affaire. Toutefois puisqu'il s'agit de capter des ondes de la bande 19 m, l'idéal sera de pouvoir disposer d'un fil de 9 m 50 de longueur utile entre isolateurs, la descente étant soudée à 3 m 15 de l'extrémité la plus proche du récepteur. La longueur de la descente importe assez peu à la condition que cette descente soit très bien isolée. On vend dans le commerce du fil parfaitement garni, hautement isolé mais qu'il est bon cependant d'écarter des murs, descentes d'eaux et autres. L'entrée dans le local de réception se fera soit dans le bois d'une fenêtre, ou à travers mur dans un tube verre ou un morceau de tube nylon. Pour conduire le fil jusqu'à l'appareil, le fixer soit à 2 ou 3 cm du plafond sur isolateurs, ou des murs, soit, s'il y a une baguette de retombée de plafond, en le fixant sur ladite baguette. Comme il est vendu du fil sous gaine de différentes couleurs il est facile de poser le fil pour qu'il passe absolument inaperçu ; rien ne s'oppose non plus à ce qu'il soit peint. Surtout pas de raccords *sans soudure ;* ne fixez pas l'antenne sans bons isolateurs *en pirex* ou autres nouvelles matières légères et bien isolantes comme on en trouve maintenant dans toutes les maisons spécialisées.

Enfin pour que tout soit parfait : une bonne prise de terre raccordée soit à la conduite de gaz, soit à la conduite d'eau ou aux deux réunies à un certain point. Mais personnellement quand cela est possible, je préfère une barre de fer de la grosseur du petit doigt et longue de 1 m 50, plantée à fond dans le sol, un trou percé au préalable au bout émergeant permet d'y adapter le fil relié au poste.

Tout cela paraît élémentaire et vieux jeu, c'est vrai, surtout pour les lecteurs du *Haut-Parleur,* mais cependant c'est pour négliger cela que « Votre poste est muet » !

Si vous prenez toutes ces précautions, passez à l'écoute vers 19 mètres. Si vous n'êtes pas habitué aux ondes courtes, *allez-y lentement, très lentement,* tournez le bouton de recherche des ondes de façon imperceptible et vous rencontrerez de nombreux postes ; si vous allez trop vite vous n'en trouverez que deux ou trois, à la chance. Mais ce sera déjà un résultat.

Le fait de capter un poste sur la bande des 19 ou 20 mètres et de l'entendre, en français, vous indiquera sa longueur d'onde exacte, vous permettra de « localiser » Radio-Canada sur 19 m 58. Et vous aurez peut-être la chance, *en y allant lentement* de « tomber dessus » du premier coup... un soir où tout passe bien et où Radio-Canada est très puissant. En tout cas, un peu de patience et de persévérance, vous en serez récompensé.

Evidemment, il y a des jours où tout est « bouché », des périodes même, où passent seulement les postes les plus puissants et que je ne citerai pas, vous les trouverez vous-mêmes. Il y a aussi le fading, l'évanouissement passager. Tout est aussi question de propagation. Mais si vous tenez compte des quelques conseils que je vous donne, sans aucune prétention d'ailleurs, que celle de vous aider, vous serez émerveillé prochainement des résultats obtenus. Vous constaterez à l'écoute « du Coin des Auditeurs » de Radio-Canada combien ce poste compte déjà d'auditeurs en France, en Belgique, au Luxembourg, en Allemagne, en Suisse, dans *toute l'Europe* et en Afrique (de langue française).

J'en suis certain, vous voudrez, vous aussi, devenir très bientôt un des Amis de Radio-Canada, groupement dont on parle beaucoup sur les Ondes canadiennes.

Mais je ne voudrais pas terminer sans vous dire qu'à d'autres heures vous aurez *n'en doutez pas,* la possibilité d'entendre, avec votre poste ainsi complété d'une antenne extérieure, d'autres nombreux postes émettant *en français :* Américains, africains, *Radio-Japon,* et même, si votre antenne est bien dégagée, *Radio-Australie.* Ainsi grâce à votre antenne extérieure, à *votre doigté,* vous aurez tiré de votre poste tout ce qu'il peut vous donner : il vous attend ! Bientôt vous direz : Prendre Radio-Canada, ce n'est pas une prouesse ! C'est très simple ! *et c'est vrai.*

Bien des constructeurs eux-mêmes méconnaissent les possibilités de leurs postes, les lettres que j'ai reçues me le confirment. On a délaissé l'antenne et l'on se figure qu'il faut un poste spécial, coûtant très cher, pour écouter les postes lointains. J'ai fait des essais sur un poste très quelconque en 1939. J'ai très bien pris Radio-Canada. Et sur ce même poste j'ai capté plusieurs fois Radio-Japon. Actuellement un poste (GO-PO-OC) payé 22.000 anciens francs dans le Commerce, et tout de même *plus sélectif* que celui de 1939, me donne, en période de bonne propagation, une multitude de postes lointains. Il y a beaucoup mieux comme poste : à chacun selon *sa bourse* mais, quel qu'il soit, adaptez-lui une antenne et il vaudra dix fois plus !

Nos constructeurs devraient s'inquiéter de l'expansion que prend l'écoute des postes lointains et amis, sur ondes courtes, et nous fabriquer des postes *plus sélectifs* sur cette bande, ce ne serait pas très difficile. Je sais que certains y réfléchissent sérieusement.

Quant à moi, je serai heureux si, en vous invitant à passer à l'écoute de Radio-Canada, j'ai pu contribuer à vous révéler toutes les possibilités de votre poste.

André RENAULT, Amiens.

P.S. — Pour recevoir le Programme des Emissions, le demander à Radio-Canada, boite postale 6 000, Montréal (Caanda).

ELECTRONIQUE = MATHS

LES COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE

NOUVELLE DOCUMENTATION N° 161 y compris « Transistors » sur simple demande, sans engagement de votre part

12 formules de paiement échelonnées à votre convenance

★ Perpétuant la tradition des Méthodes Fred Klinger !...

LE PREMIER COURS de TRANSISTORS vraiment PRATIQUE

● Vous comprendrez ce que vous construisez et vous améliorerez vos appareils.

● Vous dépannerez en toute connaissance de cause et vous vous familiariserez avec les mesures.

● Vous découvrirez toutes les applications modernes et industrielles des transistors.

ET AUSSI :

NOTRE COURS PRATIQUE TECHNICIEN RADIO

NOTRE COURS SPECIAL « MATHS » RADIO

NOTRE COURS DE MONTEUR-CABLEUR

NOTRE COURS DE REGLEUR-ALIGNEUR

NOTRE COURS COMPLET AGENT TECHNIQUE — Niveau « Sous-Ingénieur Electronicien »

700 pages avec 22 questionnaires et corrigés-types

● Nature de l'Electricité et ses divers effets - Loi de LENZ - Self-induction mutuelle - Electricité statique et constante de temps - Courant alternatif et circuits complexes ● Acoustique : Calcul pratique d'une salle de concert, couplage des H.-P. - Calcul des transfos de modulation ● Redressement et filtrage - Polarisation - Calcul des transfos d'alimentation - Caractéristiques des lampes - Amplification RC - Calcul complet d'un Ampli BF - Calcul de la Contre-Réaction ● Circuits oscillants - Détection - Modulation de Fréquence - Calcul complet de la Mono-Commande - Calcul des Bobinages MF ● Filtres et Calcul des Filtres - HF ● Pratique des Mesures - Dépannage Rationnel - Alignement.

LE TOUT COMPLETE par notre gamme de TRAVAUX PRATIQUES UN LABORATOIRE CHEZ VOUS, A DOMICILE qui vous fera réaliser 3 MONTAGES BF et 2 MONTAGES HF

TRANSISTORS = LES COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE, 67, boulevard de Clichy - PARIS (9e)

au maximum 0,5 W et le plus souvent 0,25 W ou encore moins.

Il en résulte que R se détériorera rapidement, mais pendant ce temps la plaque diode, dans le cas du branchement a — d, est à 300 V et la diode s'abîmera également.

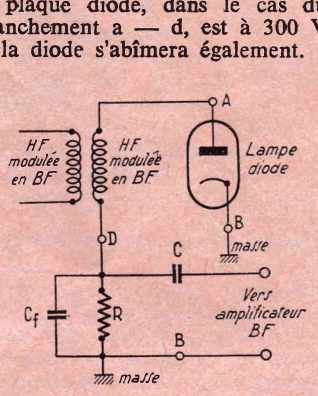


Fig. 6

Si c'est la cathode qui est connectée à R (branchement a — c), le mal semble moindre. En effet aucun courant n'est possible si la cathode est positive par rapport à la plaque, mais c'est alors le filament qui entre en jeu.

Une tension de 300 V entre cathode et filament peut produire un claquage entre ces deux éléments de la lampe.

Toute usure de diode détectrice se traduit par une image peu contrastée et par une synchronisation défectueuse. Si la diode est complètement hors service, il n'y aura pas d'image mais l'écran peut rester lumineux.

Enfin, des mauvais contacts entre cathode et filament se manifestent par des points et taches parasites sur l'image et par une synchronisation qui ne « tient pas ».

Pour les diodes à cristal, la vérification se fera soit directement sur la diode à l'aide d'un appareil de mesure convenable soit par substitution en comparant la diode suspecte à une diode neuve exactement du même type.

VERIFICATION DYNAMIQUE D + VF

Du fonctionnement de la détectrice dépend le signal VF qu'elle fournit à la sortie.

S'étant assuré que tout est en ordre depuis la détectrice incluse jusqu'au tube cathodique inclus également, il est bon d'effectuer une vérification « dynamique ». Cette expression savante veut dire « en fonctionnement ». Il faut, pour effectuer cette vérification, disposer d'un générateur BF et d'un générateur HF modulé. Pour vérifier la partie VF on se sert d'un générateur BF d'abord. On enlève la diode et, entre la broche du support correspondant à son électrode de sortie (cathode ou plaque diode) et la masse, on branche la sortie du générateur BF. Une tension de l'ordre du volt est nécessaire et on verra apparaître sur l'écran des bandes parallèles : verticales ou horizontales suivant la fréquence du générateur et suivant celles des bases de temps.

Supposons que celle d'image soit de 50 c/s et celle de ligne 20 475 (cas du 819 lignes).

Si la fréquence du générateur est de 50 c/s, la brillance aura varié sinusoïdalement d'une période complète pendant la durée complète d'exploration de haut en bas de l'image. On verra donc sur l'écran une bande blanche entre deux noires ou une bande noire entre deux blanches, ces bandes étant horizontales. La figure 8 A montre une des figures possibles. La bande unique est deux fois plus large que les deux autres. On peut aussi voir une bande blanche et une bande noire, toutes deux de même largeur, comme le montre la figure 8 B. Passons à 100 c/s. Il y aura deux périodes de sinusoïde par période de base de temps image et on verra deux bandes blanches et deux noires. A 150 c/s on verra trois paires de bandes et, d'une manière générale, pour n × 50 c/s on fera apparaître sur l'écran n bandes blanches et n bandes noires entrelacées et horizontales. Ceci tant que 50 n est inférieure à la fréquence des lignes, c'est-à-dire dans notre exemple 20 475 c/s.

Si le générateur transmet cette fréquence à l'entrée VF, à chaque ligne correspond une sinusoïde complète de la tension du générateur. L'image est comme celles des figures 8 A ou 8 B, mais les bandes sont verticales.

Si la fréquence du générateur est 2 × 20 475 c/s il y aura deux bandes blanches et deux noires entrelacées verticales. Enfin, si la fréquence du générateur est m ×

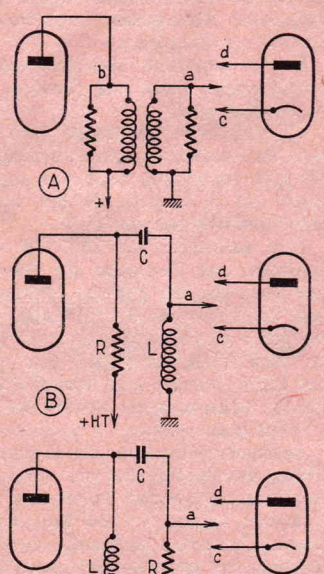


Fig. 7

20 475, on verra m bandes blanches et m bandes noires verticales.

Il est bien entendu que si le générateur est à basse fréquence, sa limite supérieure est 10 000 c/s ou 20 000 c/s, rarement 50 000 c/s. On peut continuer l'expérience avec un générateur HF commençant à 50 000 c/s ou plus haut. Ainsi, pour f = 10 . 20 475 c/s = 204,75 c/s, on obtiendra dix bandes blanches et dix noires (fig. 9).

A l'aide de ces bandes on peut aussi étudier ou régler la linéarité qui sera parfaite lorsque les bandes seront également espacées, mais ceci est une autre histoire qui sort du cadre du présent exposé.

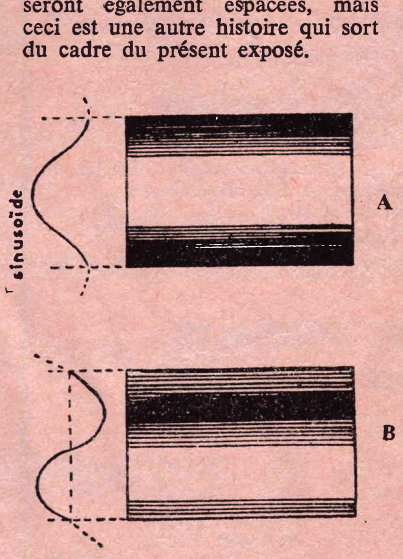


Fig. 8

La vérification en MF est possible si le générateur HF dont on dispose « monte » jusqu'à la fréquence sur laquelle est accordé l'amplificateur MF qui précède la détectrice.

Cette fréquence est 20 à 50 Mc/s environ s'il s'agit de MF.

On branchera la sortie du générateur, accordé sur la fréquence convenable, aux bornes du circuit plaque de la dernière amplificatrice. Pour éviter les court-circuits on connectera le fil « froid » du générateur à la masse et le fil « chaud » à la plaque de l'amplificatrice, par l'intermédiaire d'un condensateur de 200 pF au mica et de haut isolement (1 500 V essai). Si la HF produite par le générateur est pure on ne verra rien sur l'écran. Pour obtenir des bandes noires et blanches il faudra moduler la HF avec une fréquence plus basse qui agira exactement comme si elle seule était appliquée à l'entrée VF (expérience précédente).

Ainsi, si la HF est modulée par 400 c/s, on a : 400 = 8 . 50, n = 8, et on fera apparaître huit bandes noires et huit blanches horizontales. Il est presque inutile de faire remarquer que le contraste entre les bandes blanches et noires sera d'autant plus accentué que la tension des générateurs sera grande.

C'est encore un moyen pour vérifier une lampe. Une bonne lampe donnera lieu à un meilleur contraste qu'une lampe usée.

Pour mener à bien l'expérience de vérification avec le générateur HF modulé, l'accorder sur le milieu de la bande de l'amplificateur MF.

Rappelons que l'on désigne sous le nom de fils ou points « froids » ceux qui sont reliés au + HT ou à la masse. Un « point chaud » présente une différence de potentiel HF, MF ou BF par rapport à la masse.

LA BANDE VF

La vérification de la bande VF est indispensable, car si cette bande est réduite, par exemple 5 M ou bien 10 Mc/s, l'image manqu de détails.

Ainsi un amplificateur VF de cepteur à 405 lignes devrait am fier uniformément depuis 50 jusqu'à 3,8 Mc/s. Un bon amp cateur VF pour le 625 lignes am fiera jusqu'à 5,5 Mc/s et mê 6 Mc/s. Enfin, pour un 819 lig la fréquence maximum de la ba est 10 Mc/s pour les très bons cepteurs et 9, 8, 7... pour « moins bons ». La vérification p se faire convenablement si l'on p sède des appareils de mesure lonnés en tensions. Si les géné teurs dont on dispose ne sont étalonnés en tensions de sortie, se contentera d'une simple vérif tion des bandes verticales de mire jusqu'à la fréquence la p élevée.

Soit 10 Mc/s cette fréquence 20 000 c/s celle de la base temps lignes. Comme nous l'av montré précédemment, le nom des bandes blanches, égal au nc bre des bandes noires, est m, nombre étant donné par le rapp

$$\frac{f_g \text{ (générateur)}}{f_l \text{ (base de temps lignes)}}$$

Dans notre exemple f_g = Mc/s et f_l = 20 kc/s, ce donne :

$$m = \frac{10\,000\,000}{20\,000} = 500$$

Le seul fait de pouvoir bien tinguer 500 bandes noires altern avec 500 bandes blanches prouv que l'amplificateur VF amplifie fréquence de 10 Mc/s, ce qui déjà beaucoup, car même si l'a plification à 10 Mc/s était plus

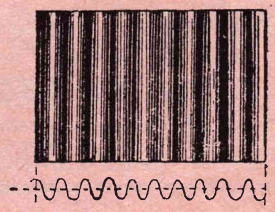


Fig. 9

ble qu'à 2 000 c/s, les résul obtenus indiqueraient qu'il n'y pas de coupure de l'amplificat VF avant 10 Mc/s.

Cependant, pour construire courbe de réponse de l'amplif teur VF, il faudrait connaître, p chaque fréquence, la valeur de tension d'entrée et celle de tens de sortie.

Si, en maintenant constante l' d'entre elles, l'autre reste consta l'amplification est uniforme.

Si l'on constate que la tens de sortie diminue lorsque la quence augmente, l'amplificat varie avec la fréquence et dimi lorsque celle-ci augmente.

Un générateur HF montant qu'à 10 Mc/s et possédant un i cateur de tension est un appa de précision, donc coûteux.

De plus, il est nécessaire de c necter à la sortie un voltmètr lampe, précis jusqu'à 10 M C'est encore un appareil de pri

SOPRADIO

55, Rue Louis-Blanc - PARIS-10e

C.C.P. 9648-20 PARIS - Nord 76-20

DISTRIBUTEUR OFFICIEL « PATHE-MARCONI » en PLATINES « MELODYNE »

GROSSISTE, Transistors, Téléviseurs et Electrophones « REELA » (Sur demande : prix confidentiels pour Patentés)

★ **AVANT FERMETURE ANNUELLE DU 29 JUILLET (12 HEURES) AU 21 AOUT** ★

PROFITEZ DES AFFAIRES SPÉCIALES qui sont récapitulées ci-dessous ; à des PRIX DE LIQUIDATION

- **Mallettes** pour montage électrophones, tourne-disques, magnétophones (en bois gainé tissu plastique lavable deux couleurs, couvercle dégondable, décor or, etc.).
1° Dim. : 37 x 30 x 16 cm, valeur 38, vendue **19**
2° Dim. : 51,5 x 37,5 x 25,5, valeur 85. vendue **45**

- **Électrophone** « PROGRAMMATIC » 4 vitesses, à changeur automatique 45 tours + **10 disques** 45 tours Hi-Fi, pour le prix total de **195,30**

Pour le prix d'un électrophone une radio en plus, en combiné portatif, valise 20×44×30 cm. HP 19 cm, 5 lampes, 5 stations préréglées, T.-D. 4 vit. Valeur 398. **Avec remise 50 %** **199**

- **Réfrigérateurs** **en baisse fin de saison** (neufs, sans défauts, garantis 5 ans) :
le 170 litres : dernier modèle Foire de Paris, à groupe Tecumseh et tous perfectionnements **760**
le 115 litres : « TABLE TOP » groupe Tecumseh **480**
le 115 litres : « TABLE TOP » groupe Tecumseh, série « luxe » .. **480**
(Préciser 110 ou 220 volts, pour expédition, emballage : **15**)

- **Récepteur AM/FM,** 7 tubes, clavier 6 touches, grand cadre orientable, 5 gammes : OC-PO-GO - BE - FM, prises PU antenne HPS. Dimensions : 45 x 31 x 24 cm, démultiplicateur gyroscopique précis **230**

- **Radio-Phono** « POLLUX 61 », luxueuse ébénisterie acajou. Dimensions : 48 x 33 x 28, clavier 7 touches (Europe et Luxembourg préréglées) ; 6 tubes, cadre à air, prise HPS, 4 vitesses Teppaz. Prix 480. Vendu **298**

- **"MINI 45"** tourne-disques complet P.U. 110/220 V pour les disques 45 t. Valeur : 60. Vendu **25**

- **Aspirateur "VOLENDAM"** luxe, chromé, avec sept accessoires, 110 ou 220 volts, valeur 380 NF. Vendu **189**

Plus : UN MAGNÉTOPHONE
marque « AVIALEX » - type Ma 90 perfectionné - complet avec micro, 2 bobines, 45 mètres de bande - 2 entrées micro - 1 entrée PU - 1 sortie HP - Poids 3 kg 5 - 110/220 volts. Valeur 420 NF. Vendu **305**

Enfin tous les transistors habituels (*grandes marques, 12 modèles au choix, garantie totale.*)

« **COROMON** » : 6 trans. + diode, dim. 185 x 115 x 50, coffret 2 tons **120**
« **BIJOU** » : pocket 13,5 x 9 x 4, GO-PO. Gainé façon sellier, poignée.. **120**
« **GRIMM** » : 6 transistors + 2 diodes, PO-GO. Coffret cuir, dimens. : 20 x 12 x 6 cm **130**
« **ESCAPADE** » : Clavier 4 touches. Prise antenne commutée-gainé **145**
« **MESSAGER** » : avec HP spécial 13 cm, diffusion 2 faces (pour auto, intérieur et extérieur) **155**
« **TENTATION** » : PO - GO - OC : le meilleur marché des 3 gammes.. **169**
« **PRESENCE** » : le meilleur marché des 4 gammes et 7 transistors plus 2 diodes **199**
« **RIVIERA 62** » : avec OC - 3 gammes (chalutier) **199**
« **SPORTING** » : à double cadran modèle « compact » **228**
« **PPI** » : le Compact Clarville, à réglage tonalité, prises pour chaîne Hi-Fi-HPS, écouteurs, double cadran, etc. **272**
Antennes amovibles, portière auto **15**
Sacoches à partir de NF **10**

PLATINES (Pathé Marconi, type « Mélodyne » : derniers modèles :

Réf. 520 GO	64,50	Semi-professionnelle 999 Z (monau-stéréo)	280
520 Z (stéréo monau)	71,50	Changeur 45 t. 310 GO	121
530 GO	68,50	Changeur 45 t. 320 GO	125
619 (en 6 Volts)	80,00	(Supplément pour stéréo)	7

Prix T.T.C. - Frais d'expédition 2,50 à 10,00 NF suivant poids. Paiement à la commande ou envoi contre remboursement.

Ouvert tous les jours de 9 à 13 h. et de 14 à 19 h. 30 (sauf dimanche)
Métro : Louis-Blanc ou La Chapelle (près gare du Nord).
RAPY

Il existe cependant une autre méthode qui n'exige aucun appareil de mesures.

Elle consiste simplement dans l'examen de la mire des fréquences.

LE CHANGEMENT DE FREQUENCE

Tous les téléviseurs actuels sont à changement de fréquence donc du type superhétérodyne.

L'étage changeur est presque toujours précédé d'un étage HF accordé sur le canal VHF (bandes I et III) à recevoir. Dans les téléviseurs les plus modernes on trouvera un bloc UHF pour recevoir le second programme s'effectuant en bandes IV ou V (400 à 900 Mc/s).

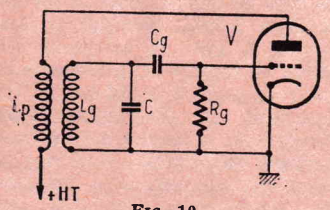


FIG. 10

OSCILLATEUR LOCAL

Dans tout superhétérodyne, il y a un oscillateur local. Qu'est-ce que ce montage ? C'est tout simplement un tout petit émetteur, c'est-à-dire un générateur de signaux ayant une fréquence déterminée exactement comme les émetteurs.

Il y a cependant des différences considérables entre ces derniers et les oscillateurs.

La puissance électrique fournie par un émetteur peut atteindre 100 kW, tandis que celle d'un oscillateur est de l'ordre de 0,1 watt, soit 1 000 000 fois moins.

Une puissance de 100 kW est rayonnée par l'antenne de l'émetteur sous formes d'ondes transportant de l'énergie et l'antenne du récepteur en recueille une toute petite part. Cela se traduit par une très faible tension aux bornes d'entrée du téléviseur, de l'ordre de 50 à 1 000 microvolts.

Après amplification par la lampe HF et éventuellement par un préamplificateur spécial, la tension atteint une valeur 5 à 20 fois supérieure. Une autre lampe dite modulatrice reçoit cette tension en même temps que celle fournie par l'oscillateur local. Elle les mélange et fournit à la sortie la tension à moyenne fréquence.

La figure 10 donne le schéma d'un oscillateur. Il ne diffère de celui d'un amplificateur que par la disposition des bobines de grille L_g et de la plaque L_p (voir figure 11).

Dans un amplificateur, la tension à amplifier est transmise à l'aide d'une autre bobine L_a à la bobine L_g. La lampe amplifie et la tension amplifiée se trouve aux bornes de L_p et de L_s.

Passons maintenant à la figure 10. On voit que L_a et L_s ont été supprimées et que d'autre part on a tout simplement couplé L_p à L_g.

Ce couplage a pour effet de reporter au circuit de grille la tension qui existe au circuit de plaque. Avant la mise en marche de l'oscillateur, il n'y a évidemment aucune tension à haute fréquence ni aux bornes de L_p ni à celles de L_g, mais le fait même de mettre sous tension le montage crée l'amorçage du phénomène d'oscillation, c'est-à-dire qu'une très faible tension HF prend naissance aux bornes de L_g si certaines conditions particulières sont remplies. Cette faible tension est amplifiée par la lampe et une tension plus élevée existe aux bornes de L_p qui la transmet à L_g en raison du couplage de ces bobines. Finalement, il y a une augmentation de la tension jusqu'à une limite supérieure dite tension l'oscillation dont la fréquence est celle du circuit accordé L_gC de la figure 10.

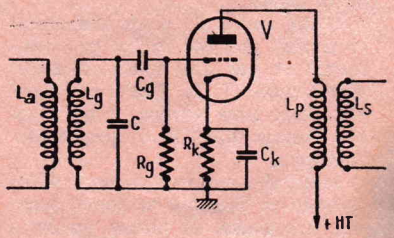


FIG. 11

La modulatrice qui reçoit les deux signaux, le signal local délivré par l'oscillateur et le signal incident délivré par la sortie de l'étage HF qui a amplifié le signal provenant de l'antenne, fournit à la plaque les signaux MF image et MF son.

Nous étudierons dans le prochain article les montages complets de changeurs de fréquence.

F. J.

LA VÉRITABLE "HAUTE FIDÉLITÉ"

PLATINES : P. CLEMENT - LENCO - GARRARD

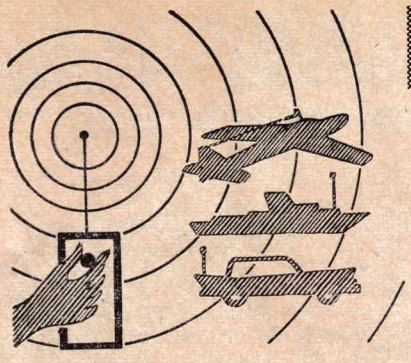
HAUT-PARLEURS GEGO - STANTORIAN - CABASSE WHARFEDALE - GOODMAN'S

LE MEILLEUR MATÉRIEL HI-FI AUX MEILLEURES CONDITIONS

DOCUMENTATION et TARIF CONFIDENTIEL contre 1,50 en timbres
EN SUS : Taxes 2,83 % - Port et emballage

RADIO-BEAUMARCHAIS

85, boulevard Beaumarchais - PARIS (3e)
Tél. : ARChives 52-56 **FERME EN AOUT** C.C.P. PARIS 3140-92
GALLUS-PUBLICITÉ



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE ★ *des modèles réduits*

Chronique présentée par l'Association Française des Amateurs de Télécommande

LES PARASITES EN RADIOCOMMANDE

LES descriptions d'émetteurs récepteurs de télécommande ne manquent pas, mais beaucoup d'amateurs, après avoir réussi, souvent après beaucoup de mal, à faire fonctionner leur ensemble radio, sont désolés de constater que si tout va bien à vide, il n'en est plus de même lorsque le relais sensible et les accessoires électro-mécaniques sont mis en circuit.

Les moteurs surtout sont à l'origine de parasites. Ils agissent exactement de la même façon que les émetteurs ; à ceci près qu'ils sont certainement bien moins puissants, mais hélas plus rapprochés, du récepteur.

En comparant les parasites à un émetteur indésirable, le problème est alors posé de la façon suivante : Pour obtenir un bon fonctionnement, il faut et il suffit que le niveau soit supérieur au niveau du signal reçu de la part des émissions parasites. Remarquons qu'il faudra ensuite ajuster la sensibilité du récepteur de telle façon que son relais sensible ne soit jamais actionné sous l'action parasite.

De cette première affirmation découlent deux premières précautions qu'il n'est pas superflu d'utiliser simultanément.

I. Ramener à un minimum la perturbation.

II. Amener à un maximum l'émission.

Ce préambule, digne de Lapalisse fera sûrement sourire les « anciens », mais je pense qu'il peut être utile aux débutants, et dans l'ensemble cet article leur est plus spécialement consacré.

Nous verrons que cette façon de voir les choses est un peu sommaire ; il y a heureusement d'autres manières de se tirer d'affaire, mais en attendant approfondissons ces deux méthodes.

I. — REMEDES PERMETTANT DE LIMITER LES PARISITES

Disons tout de suite que ce sont de loin les plus délicats.

Les blindages, pourtant si souvent utilisés en radio, sont d'une efficacité très discutée ! Pour ma part, ils ne m'ont jamais apporté de bons résultats.

Il est bien plus intéressant de placer le récepteur tout près de son alimentation et le plus loin possible des moteurs. La sortie d'antenne sera le plus court possible. On pourra la blinder. Le récepteur sera suspendu.

Dans le récepteur même, on branchera un condensateur de 10 µF 70 V entre le + et le —HT. Attention, dans ce cas, il faut prévoir une interrupteur double (un pour le chauffage, un pour la HT).

Les étincelles aux contacts sont limitées par le montage bien connu: une résistance de 100 Ω en série avec un C de 0,1 µF, le tout en

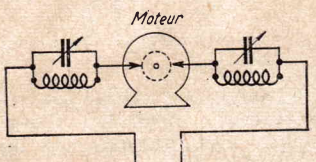


FIG. 1

parallèle sur le contact à protéger. Toutefois, un remède bien plus sûr concernant les contacts de commande des relais consiste à shunter les bobines de ceux-ci par une varistance de valeur appropriée.

Abordons l'antiparasitage des moteurs électriques. C'est encore beaucoup plus difficile, et même parfois certains moteurs sont inutilisables. Personnellement, je me souviens de beaucoup d'efforts infructueux, mais de toutes ces expériences, je pense que la plus efficace est celle des bouchons accordés.

Vous reproduisez le circuit oscillant du récepteur (condensateur ajustable 0,30 pF et self) en deux exemplaires. Les monter provisoirement sur un manche isolant et les approcher du circuit du récepteur. Celui-ci décrochera (disparition du bruit de souffle ou sursaut de l'aiguille du milli placé en série avec le relais sensible) lorsque le circuit bouchon sera accordé. C'est le procédé d'accord dit par absorption. Il sera bon de faire un repère sur l'ajustable. Les deux bouchons seront alors montés en série le plus près possible des balais du moteur. On les retouchera en dernier lieu en constatant le résultat sur le milli du récepteur (fig. 1).

Attention, voici un tuyau de dernière minute. La self des bouchons sera faite de fil fin (suivant l'intensité demandée par le moteur).

Il est évident que l'on pourra disposer de tels bouchons, partout où l'on craindra l'acheminement des parasites, et notamment sur les deux conducteurs qui relient inévitablement le relais sensible aux servo-mécanismes.

Il est intéressant de faire fonctionner les moteurs et relais manuellement, sans ces deux fils. On constate ainsi la part de parasites, souvent grande, qui emprunte ce chemin. Le fait de boudiner ces fils peut également apporter des résultats.

Dites-vous bien que de toute façon il s'agit de limiter et non de supprimer (il en est des modèles réduits comme des modèles réels). Quant au remède universel, il n'existe pas, c'est affaire de tâtonnement et de patience.

II. — PUISSANCE MAXIMUM A L'EMISSION

Je conseille au débutant de construire des émetteurs de 5 watts, tout en leur assurant que, par la suite, ils obtiendront des portées de 2 km avec quelques dixièmes de watts seulement.

En fait, si les watts alimentation sont facilement contrôlables, il n'en est pas de même de la puissance antenne, surtout pour un émetteur modulé. En constatant que la boucle de Hertz donne une indication infaillible de la puissance en onde pure, voici une méthode de réglage devant permettre d'obtenir une puissance modulée maximum.

a) Monter l'émetteur en onde pure en éclairant au maximum une boucle de Hertz.

b) Vérifier la portée avec le récepteur en remarquant que la réception d'une onde pure fait disparaître le bruit de souffle. On profitera d'ailleurs de ces essais pour la mise au point du récepteur, c'est-à-dire 99 fois sur 100, des éléments HF (lampe oscillatrice, résistance de grille (2 à 5 MΩ), condensateur de grille 10 pF à 100 p céramique). Condensateur et se d'accord bobine d'arrêt (peu crit que), condensateur papier 2 000 5 000 pF et résistance de charg 10 kΩ à 50 kΩ. Je pense que to le secret de la télécommande co siste à savoir jongler avec ces que ques éléments seulement ! Par co tre, je ne crois pas du tout que l'o puisse faire osciller une lampe que conque à coup sûr avec des valeu indiquées sur un schéma, et c'e un fait bien regrettable. Fermo vite cette parenthèse, elle pourra être trop longue.

Lorsque la portée ainsi obten sera satisfaisante, on pourra alo monter une modulation. Je ne s pas du tout partisan des montag dits de relaxation constitués si plement par un condensateur shu par une résistance. Nous savo tous que des résultats peuvent ê obtenus ainsi, et à bon marc mais il en résulte une instabil supplémentaire. Il n'y a qu'à co parer la note pure d'une vraie m dulation, avec le bruit produit relaxation pour ne plus hésiter. numéros 1 034, 1 036 et 1 037 m trent des émetteurs modulés séri sement.

On vérifiera alors à nouveau portée de l'émetteur ainsi mod en prenant soin, bien sûr, de ne retoucher au récepteur. Cette po devra rester suffisante (bien que puissance d'émission soit mo grande en modulé qu'en onde pu Faute de quoi, seule la modulat sera défectueuse.

Il ne faut pas oublier que le de pouvoir localiser une défect sité est déjà un grand pas dans de la mise au point.

REGLAGE DE LA SENSIBIL DU RECEPTEUR

Admettons maintenant que n ayons limité au mieux les paras et que notre émetteur de son soit à peu près bien réglé. Res ajouter la sensibilité du récept

Il faut en premier lieu mo une polarisation variable (fig. 2) potentiomètre, du type submi ture, pourra être de 1 MΩ à 5 Il sera bon de retirer la pile surdité) entre les essais ou de n

ter un interrupteur en A par exemple.

On pourra, grâce à ce perfectionnement, régler rapidement la valeur du courant de sortie du récepteur sous la seule action des parasites. A ce sujet, on constate l'intérêt offert par un relais sensible de bonne qualité qui doit coller et décoller sous une différence d'excitation de deux ou trois dixièmes de milliampère.

On peut aussi agir sur la résistance de charge du circuit oscillant. La remplacer par une résistance variable (Matera R.A.) en gardant cependant une résistance de 10 kΩ en série, pour sécurité. On pourra faire varier la charge de 10 kΩ à 50 kΩ environ. Le fait que le tube HF oscillera avec des réglages différents dénotera d'une certaine stabilité du montage. On constatera ensuite que l'aiguille (non amortie) du milli est plus ou moins folle suivant RA. Cette sensibilité peut être excessive, et le récepteur est alors instable. Dans ce cas, il décroche ou accroche pour un rien. De plus, les parasites ont alors sur lui une action prépondérante. (A noter aussi que les valeurs de la self et du CV ont aussi une action sur cette sensibilité; on essayera souvent d'augmenter la première au détriment de la valeur du 2°). Bien que là encore de nombreux tâtonnements soient nécessaires, on peut essayer d'appliquer la méthode suivante :

Régler RA pour une grande sensibilité. Faire décrocher le récepteur (en touchant le circuit de la main). Il doit osciller de nouveau lorsque l'on retire la main. Mettre alors les moteurs en marche. Polariser suffisamment pour décoller sûrement le relais sensible. Faire un essai de portée en retouchant l'accord avec l'émetteur. Si cette portée est insuffisante, retoucher la valeur de RA. On pourra alors dépolariser puis faire un autre essai de portée, etc.

Si après tout ceci les résultats ne sont pas satisfaisants, ne cassez rien surtout, vous êtes à peu près au bout de vos peines.

Le monocanal dit « classique » est l'école à peu près indispensable aux futurs vrais amateurs. Il permet, aux moindres frais, d'obtenir des résultats pas toujours encourageants, et en tout cas instables dans bien des cas, mais qui sont suffisants pour inoculer le virus de la télécommande. Nous y sommes tous passés, mais au fond, nous ignorons si ce stade est maintenant indispensable et je ne veux pas prendre parti. Je conseillerai simplement aux novices d'essayer d'obtenir le plus possible du monocanal classique, mais surtout de ne pas s'y désespérer, de ne pas s'y accrocher à outrance. Non seulement cela risque de rebuter les plus patients, mais aussi cela devient vite du bon marché qui coûte cher.

Nous allons maintenant approfondir le problème parasite et voir que finalement, ce qui était la bête noire, devient un problème insignifiant.

Les parasites s'apparentent à une émission essentiellement modu-

(*Suite page* 46)

TÉLÉCOMMANDE sur 144 MHz

par C. PEPIN (F 8 JF/1.001)
Président d'Honneur de l'A.F.A.T.

PAR une lettre du 14 mars 1961 l'Administration des P.T.T. me faisait officiellement part des nouvelles fréquences attribuées aux amateurs de télécommande à la suite de la Conférence de **Genève.** Réjouissons-nous, puisque non seulement les fréquences antérieurement autorisées, c'est-à-dire 27,12 MHz (± 0,6 %), de 72 à 72,5 MHz et de 144 à 145 MHz restent utilisables, mais que nous gagnons « la bande de fréquences comprise entre 436 et 437 MHz », accordée à ma demande.

Nous parlerons peut-être un jour de 436 MHz. Parlons aujourd'hui de 144 MHz, fréquence rarement utilisée, sinon jamais, en radiocommande. Je crois bien n'avoir jamais rien lu à son sujet depuis l'article paru dans « Le Haut-Parleur » n° 825, du 9 septembre 1948, c'est-à-dire **depuis bientôt 13 ans !** Outre le procédé des créneaux qui ne connaît de succès en France, que depuis qu'il nous est revenu de l'étranger, j'y décrivais un récepteur 144 MHz à deux tubes ECF1, mais les résultats ne furent guère encourageants. Comme je le signalais dans « Le Haut-Parleur » du 21 avril 1949 ce type de tube présentait un « trou », l'empêchant de fonctionner correctement justement sur 144 MHz, ce qui obligeait à sélectionner les tubes.

Depuis cette époque, les tubes miniatures et subminiatures nous sont devenus familiers, et nombreux sont les amateurs qui ont utilisé et qui utilisent encore mon récepteur RA5 qui fonctionne sur 72 MHz avec une 3A5 et deux 1L4. Qu'ils sachent qu'ils peuvent le modifier très facilement pour l'adapter sur 144 MHz, et même pour fonctionner à volonté sur 144 ou sur 72 MHz.

Le circuit d'accord du récepteur RA5 « classique » (voir « Le Haut-Parleur », n° 1 010 du 15 décembre 1958, et **Pratique de la Télécommande,** de C. Pépin, Fig. 45 et pages 64 à 80) est formé d'une bobine de 9 spires de fil 10/10, de 8 mm de diamètre intérieur, et d'un condensateur ajustable de 25 pF. Pour travailler sur 144 MHz, il suffit de remplacer cet ensemble par un mandrin **Lipa** type F 1559, de 8 mm de diamètre et à noyau magnétique à vis, sur lequel sont bobinés 6 tours de fil 10/10. Espacer les spires pour que la longueur totale de la bobine soit 12 mm; le réglage exact se fait en vissant ou dévissant le noyau magnétique et il est beaucoup plus facile qu'avec le condensateur ajustable **Transco** classique. Autre modification simple indispensable : remplacer la résistance 33 kΩ du circuit anodique par une résistance 10 kΩ si l'on part du récepteur RA5 bis du « Haut-Parleur » n° 1 010, et adopter une tension anodique de 45 volts; l'accrochage en super-réaction se fait alors parfaitement et si la sensibilité est peut-être (ce n'est pas certain) un peu moindre que sur 72 MHz, elle reste bien suffisante pour nos besoins. La bobine d'arrêt servant sur 72 MHz peut être conservée pour 144, quoiqu'une bobine n'ayant plus qu'une trentaine de spires (la longueur totale de fil doit être voisine de 50 cm) semble faciliter l'accrochage en super-réaction.

Or, ce nouveau circuit d'accord se trouve accordé sur 72 MHz dès qu'on soude un condensateur céramique, fixe, de 10 pF, entre les deux extrémités de la bobine. L'accord est encore ajusté par la manœuvre du noyau magnétique. On ne peut certes pas imaginer plus simple pour utiliser l'une ou l'autre des deux bandes qui nous sont accordées.

Une seule précaution lors des essais sur 144 MHz : couper très légèrement l'antenne et la bobine d'accord. Faire une simple boucle d'un centimètre de diamètre, reliée à la masse et à l'antenne, et ne pas trop l'approcher de la bobine d'accord. Avec une antenne de 50 cm de longueur seulement, les résultats m'ont semblé comparables à ceux obtenus sur 72 jusqu'à plus de 100 mètres de distance au ras du sol ou de l'eau. Au-delà, des ondes stationnaires apparaissent quand l'émetteur et le récepteur sont au ras du sol; elles cessent dès que l'un ou l'autre s'élève, même peu, et le 144 MHz pourrait servir aussi bien que le 72 MHz pour des avions, avec l'avantage d'antennes plus réduites.

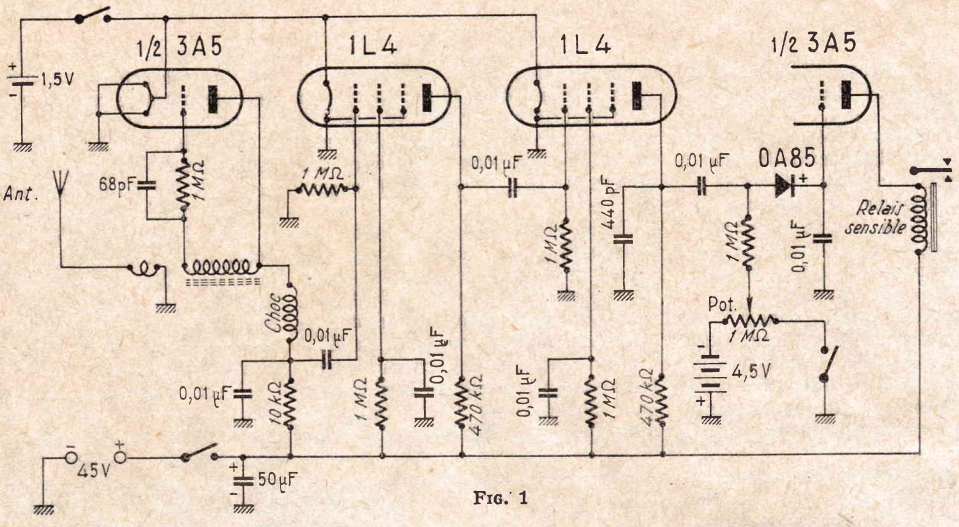


FIG. 1

Enfin, il est inutile de préciser que ce récepteur RA5 transformé pour 144 MHz — que nous appellerons RB5 si vous le voulez bien — peut attaquer directement un relais sensible ou bien, par l'intermédiaire d'un transistor OC72 ou OC76, un relais ordinaire, solution plus économique.

Et voilà de nombreux amateurs, possesseurs de mon récepteur RA5, en mesure maintenant de recevoir sur 144.

EMETTEUR 144 MHz AUTO-MODULE

La plupart des lampes qui oscillent encore facilement sur 72 MHz mettent de la mauvaise volonté à fonctionner sur 144. C'est pourquoi j'ai imaginé l'émetteur très simple de la figure 2 qui emploie une 3A5, comme le récepteur. La bobine d'accord a 6 spires de fil 10/10, son diamètre intérieur est de 8 mm et sa longueur totale 13 mm; évidemment ses 2 pattes terminales sont fort courtes et soudées directement sur les 2 cosses 2 et 6 du support miniature en stéatite. Sans condensateur, elle donne une fréquence très voisine de 144 MHz, facile à diminuer légèrement en resserrant la bobine, ou à augmenter quelque peu en allongeant la bobine à 15 ou 16 mm. N'oublions pas

(*Suite page* 46)

LES PARASITES EN RADIOCOMMANDE

(*Suite de la page 44*)

lée, mais dont la fréquence de modulation est désordonnée.

Nous voyons tout de suite que si un récepteur est conçu de façon à ne recevoir que certaines fréquences de modulation, il sera d'autant moins perturbé que la bande reçue sera étroite.

C'est là un bon point pour les récepteurs à lames vibrantes. On sait, en effet, qu'une lame ne vibre que si elle est excitée par un courant sinusoïdal d'une fréquence très pointue, de l'ordre de quelques périodes seulement.

Prenons un exemple : Une lame réglée sur une fréquence de 300 c/s ne sera perturbée que par un parasite compris entre 290 à 310 c/s. En fait, les lames ont une certaine inertie, et les parasites sont si instables que le temps de passage entre ces fréquences ne sera pas assez bon pour faire vibrer la lame.

Hélas, l'émetteur lui aussi, s'il veut agir sur ladite lame, devra délivrer une modulation de 300 périodes avec fort peu d'écart ; c'est là l'envers du décor : les récepteurs à lames vibrantes exigent des émetteurs à modulation très stable. De

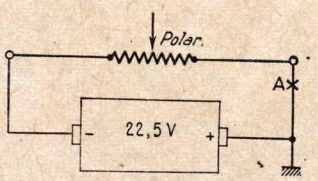


Fig. 2

trop rares amateurs y sont parvenus ; nous souhaitons qu'ils nous livrent leurs secrets.

Ajoutons qu'il n'est pas du tout ridicule, et certains l'ont fait, de monter un ensemble à une seule lame vibrante.

Je pense que chacun aura compris pourquoi les monocanaux, qui eux reçoivent n'importe quelle modulation, sont les plus sensibles aux parasites.

Examinons maintenant l'action d'un émetteur délivrant une onde pure. Nous constatons que le récepteur qui reçoit cette onde est bloqué. On n'entend plus son bruit de souffle. L'aiguille du milli branché dans le circuit du relais sensible devient inerte, alors que sans cette onde pure elle était plus ou moins affolée.

Ainsi bloqué, le récepteur devient bien moins sensible à des parasites qui sans cela provoqueraient un courant de sortie maximum. Il est même facile de constater, si l'on a monté une polarisation variable, que le courant de sortie diminue sensiblement sous l'action de l'onde pure.

Voilà donc un phénomène des plus intéressants ; il suffit d'émettre en continu cette onde bénéfique en la modulant juste au moment des signaux. C'est le procédé adopté par la plupart des amateurs confirmés. Je l'emploie personnellement sur une vedette équipée d'un moteur de propulsion consommant 15 A sous 24 V. Trois micros moteurs et une bonne dizaine de relais assurent différentes fonctions. Il n'y a aucune précaution de prise contre les nombreux parasites, les contacts eux-mêmes ne sont pas protégés. Le récepteur (HP 1 037) est d'ailleurs perturbé tant que l'émetteur ne délivre pas l'onde pure, mais sitôt sa mise sous tension, tout rentre dans l'ordre et cet excellent remède agit toujours à plus de 500 m.

Bien entendu, il y a un petit envers de décor. Pour émettre en permanence pendant les évolutions d'un modèle, il ne faut plus compter sur les trop coûteuses piles HT.

Une première solution est celle adoptée par M. Lecomte (HP 1034) qui utilise des piles ordinaires 4,5 V montées en série.

L'autre procédé, de loin le plus utilisé, est de consentir le sacrifice supplémentaire au montage d'une alimentation à vibreur ou à convertisseur qui fournira la HT à partir d'un accumulateur facilement rechargeable. Dites-vous bien que de toute façon cette méthode est rentable :

Prix approximatif de 2 piles HT 67,5 V : 22 NF.

Prix approximatif d'une alimentation vibreur : 30 à 40 NF plus accus.

Prix approximatif d'une alimentation convertisseur : 60 à 70 NF plus accus (H.P. 1012-1037).

Je signale au sujet de ce dernier que le transformateur spécial 6 V - 150 V se trouve tout monté dans le commerce (25 NF) (1).

Dernière remarque. L'onde pure qui a une efficacité totale d'antiparasitage sur le récepteur à filtre BF (HP 1037) perd de son action sur un monocanal classique.

Je voudrais, avant de conclure, vous communiquer un principe inédit de télécommande, tout au moins à ma connaissance, car je ne doute pas que d'autres ont dû y penser avant moi. Attention, je ne l'ai pas expérimenté ; je vous le livre plutôt à titre d'amusement.

Plaçons dans une maquette un micromoteur générateur de parasites de telle façon que le relais sensible colle sous leur action. A la réception d'une onde pure, le relais décollera et en se servant du contact repos, on disposera d'un ensemble monocanal formé d'un émetteur onde pure n'émettant que pendant les tops, et d'un récepteur classique qui devra être sensible aux parasites !...

CONCLUSION

L'auteur de cet article est certes un passionné de télécommande. Il est maintenant sorti du dangereux tournant où, prêt à abandonner, il s'entêtait à vouloir obtenir trop de performances de petits montages au fonctionnement capricieux. Il se souvient de ces heures difficiles durant lesquelles, pourtant, il a accompli l'essentiel de son apprentissage.

D'autre part, s'il peut reproduire matériellement les ensembles mis au point par les vrais radios (ou les laboratoires des firmes commerciales), il ne peut ensuite que tâtonner de-ci de-là, à l'aide surtout d'un écouteur et de son contrôleur universel.

Il pense donc être dans le cas de beaucoup d'entre nous. Pourquoi alors ne pas faire bénéficier tout de suite les nombreux nouveaux amateurs de son expérience de praticien ? C'était le but de ces lignes, que l'on peut résumer ainsi :

a) Commencez par le montage du débutant en faisant du monocanal classique.

e) Ne vous butez pas exagérément en voulant obtenir du parfait à partir du trop simple.

c) Mieux vaut finalement l'ensemble un peu plus difficile à construire, mais stable, que le simple trop capricieux.

C. BORDIER.

(1) **Toute La Radio,** 4, rue Paul-Vidal, Toulouse.

TÉLÉCOMMANDE SUR 144 MHz

(*Suite de la page 44*)

que les mesures aux Fils de **Lecher,** pratiquement impossibles sur 27 MHz (les lectures sont très floues et les erreurs atteignent plusieurs %), faciles sur 72 MHz, sont **très faciles** et très précises sur 144.

Comme dans le cas du récepteur, le couplage de l'antenne doit être très faible avec cet émetteur. Je l'ai réalisé par une boucle de fil 10/10 de 20 mm de diamètre entourant la bobine d'accord, mais tellement tordue que son plan est presque perpendiculaire à celui des spires de la bobine. Son orientation est correcte quand la mise en place de l'antenne de 50 cm de longueur fait monter le courant anodique de 0,2 à 0,3 mA, pas plus. Si le couplage est trop serré la mise en place de

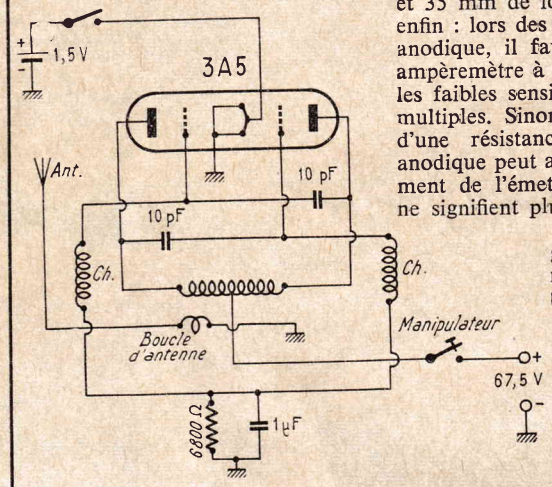


Fig. 2

l'antenne fait cesser la modulation et le courant anodique peut atteindre 7 à 8 mA ; découpler alors en tordant la bobine. Si le couplage est trop faible, la présence de l'antenne ne modifie rien ou presque, et le courant anodique reste voisin de sa valeur sans antenne, soit 2,5 à 2,6 mA.

Cet émetteur doit être alimenté sous 67,5 volts, et il serait vain d'attendre une augmentation de la portée en accroissant la tension anodique ; au contraire, le courant mesuré à la sortie du récepteur serait probablement moindre. Il faut de même respecter les valeurs que j'indique pour la cellule résistance (6 800 Ω)-capacité (1 µF) qui donnent la meilleure forme aux impulsions produites. Si la forte valeur de la capacité peut inquiéter des amateurs désirant monter un émetteur portatif, de faible volume, qu'ils se rassurent : les nouveaux condensateurs **Capa** d'un microfarad n'ont que 15 mm de diamètre et 35 mm de longueur. Un conseil enfin : lors des mesures du courant anodique, il faut utiliser un milliampèremètre à faible résistance, ou les faibles sensibilités des appareils multiples. Sinon, la seule présence d'une résistance dans le circuit anodique peut altérer le fonctionnement de l'émetteur et les mesures ne signifient plus rien.

Depuis ses origines, la technique radioélectrique s'est toujours orientée vers des fréquences de plus en plus élevées. La radiodiffusion de qualité se fait maintenant sur des ondes métriques et les liaisons intercontinentales, commencées jadis sur les ondes de plusieurs kilomètres de longueur, n'emploient plus que des ondes décamétriques. Les radars ont passé de 10 mètres à l'origine, à quelques centimètres maintenant. Il y a, à cela, quelques excellentes raisons : l'augmentation du nombre des stations d'émission oblige, pour réduire les risques de brouillage, à s'orienter vers les très hautes fréquences, et cette raison est aussi bien justifiée en radiocommande qu'en d'autres domaines. A égalité de rendement, les antennes ont des dimensions d'autant plus réduites que la fréquence est plus élevée et, là encore, les ondes les plus courtes paraissent les plus avantageuses pour les émetteurs portatifs utilisés en télécommande.

Abonnez-vous

15 NF par An

(12 numéros plus

(2 numéros spéciaux

Le "CHANTILLY 7" Récepteur à 7 transistors

GAMMES PO-GO CABLAGE IMPRIMÉ

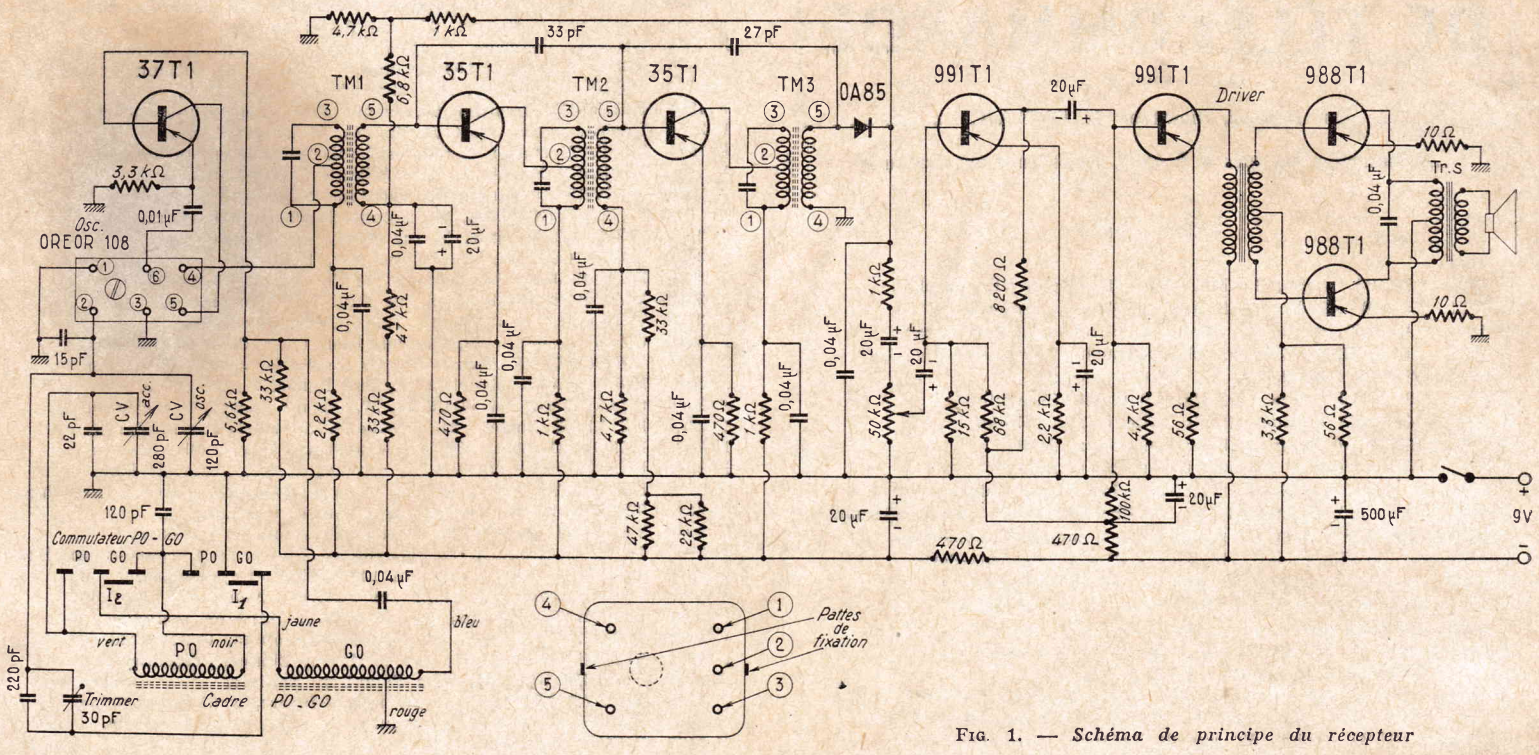
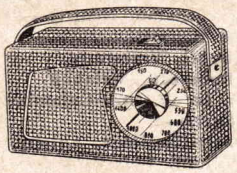


FIG. 1. — *Schéma de principe du récepteur*

DEVIS DU RECEPTEUR

CHANTILLY 7

décrit ci-contre



1 coffret	17,00
1 châssis circuits imprim.	5,00
1 jeu de bobinages	15,60
1 jeu de transfos, sortie et driver	11,70
1 HP	11,30
1 CV + cadran	9,75
1 jeu de petit matériel	27,50
1 jeu de 7 transistors + 1 diode	48,00
	145,85

FORFAIT POUR L'ENSEMBLE EN PIECES DETACHEES PRIS EN UNE SEULE FOIS

130,00

FORFAIT POUR L'ENSEMBLE COMPLET, EN ORDRE DE MARCHE

160,00

Expéditions immédiates contre mandat à la commande

NORD-RADIO

149, rue La Fayette, Paris-10e

C.C.P. PARIS 12 977-29

PUB. J. BONNANGE

LE « Chantilly 7 » est un récepteur de faible encombrement que l'on peut classer dans la catégorie des récepteurs de poche, bien qu'il soit de dimensions légèrement supérieures à celles des plus petits récepteurs de cette catégorie.

Il présente l'avantage d'être facile à câbler grâce à l'utilisation d'une plaquette à câblage imprimé supportant tous les éléments, sauf le haut-parleur. Malgré ses dimensions réduites, il comprend tous les éléments d'un superhétérodyne classique à 7 transistors. La série de transistors utilisée est d'ailleurs la même que celle d'un récepteur de grandes dimensions. L'amplificateur basse fréquence comprend un préamplificateur 991 T1, un driver 991 T1 et un push-pull de deux 988 T1.

Les éléments constitutifs essentiels : cadre, oscillateur PO-GO et transformateurs moyenne fréquence sont de marque Oréor. L'oscillateur est constitué par une petite plaquette de 7 × 15 mm supportant un bobinage oscillateur commun PO-GO avec 6 cosses de sorties accessibles sur la partie inférieure.

Le commutateur PO-GO est un modèle rotatif miniature ayant l'aspect d'un bouchon à 6 broches pour support de tube noval. La disposition des broches est en réalité différente de celle d'un bouchon noval. Ce commutateur est à deux positions et permet d'assurer deux commutations simultanées.

Le potentiomètre est un modèle miniature à interrupteur.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du récepteur avec branchement pratique des cosses de sortie du bobinage oscillateur est indiqué par la figure 1.

Le cadre PO-GO de 140 mm de longueur comporte 5 cosses de sortie. Ces sorties sont repérées par les fils vert, noir, jaune, rouge et bleu sur le schéma. Le fil rouge correspond à une extrémité commune du bobinage GO et du bobinage d'adaptation relié à la base du transistor convertisseur 37 T1 par un condensateur série de 0,04 µF.

Sur la position PO, le condensateur variable d'accord de 280 pF est relié à une extrémité des deux bobinages du cadre en parallèle. La mise en parallèle s'effectue par le circuit I_2, le circuit I_1 reliant à la masse une extrémité du bobinage marqué PO (bobinage en fil divisé).

Sur la position GO, les deux bobinages du cadre se trouvent reliés en série par le circuit I_2, un condensateur de 120 pF reliant le point commun des deux bobinages à la masse. Le circuit I_1 branche en parallèle sur les lames fixes du condensateur variable oscillateur, de 120 pF, un condensateur fixe céramique de 220 pF, shunté par un trimmer de 30 pF.

Le condensateur variable est un modèle miniature à diélectrique plastique, de 280 + 120 pF. Les trimmers d'accord de ce condensateur ne figurent pas sur le schéma. Le condensateur de 22 pF, qui shunte le condensateur variable d'accord, est en conséquence à ajouter.

Le bobinage oscillateur est de marque Oréor (réf. 108). Ses six cosses de sortie sont vues par dessous du côté du câblage. Un seul bobinage à noyau réglable est utilisé, étant donné que l'oscillateur est commun aux gammes PO et GO.

Le schéma de principe de cet oscillateur n'est pas représenté. Il comporte sur un même mandrin deux enroulements : un primaire monté en série avec la sortie collecteur du transistor convertisseur et avec la prise n° 2 du primaire du premier transformateur moyenne fréquence TM1; un secondaire dont une extrémité est reliée à la masse et l'autre au condensateur variable oscillateur. Une prise de ce secondaire est connectée à l'émetteur du 37T1 par un condensateur série de 0,01 µF. L'entretien des oscillations est donc obtenu par un couplage émetteur-collecteur. La base du transistor 37T1 est polarisée par le pont 33 kΩ-5,6 kΩ.

Les transformateurs moyenne fréquence sont de marque Oréor (réf. TM1, TM2 et TM3). Ils sont accordés sur 480 kc/s. Ces modèles de transformateurs sont utilisés sur de nombreux récepteurs à transistors. Nous rappelons sur la partie inférieure du schéma la disposition asymétrique de leurs cinq cosses de sortie, ce qui évite toute erreur de branchement. Il est d'ailleurs impossible, avec la plaquette à câblage imprimé fournie pour cette réalisation, de monter ces transformateurs incorrectement, car les trous de la plaquette ne correspondraient pas aux cosses de sortie et aux pattes de fixation des boîtiers.

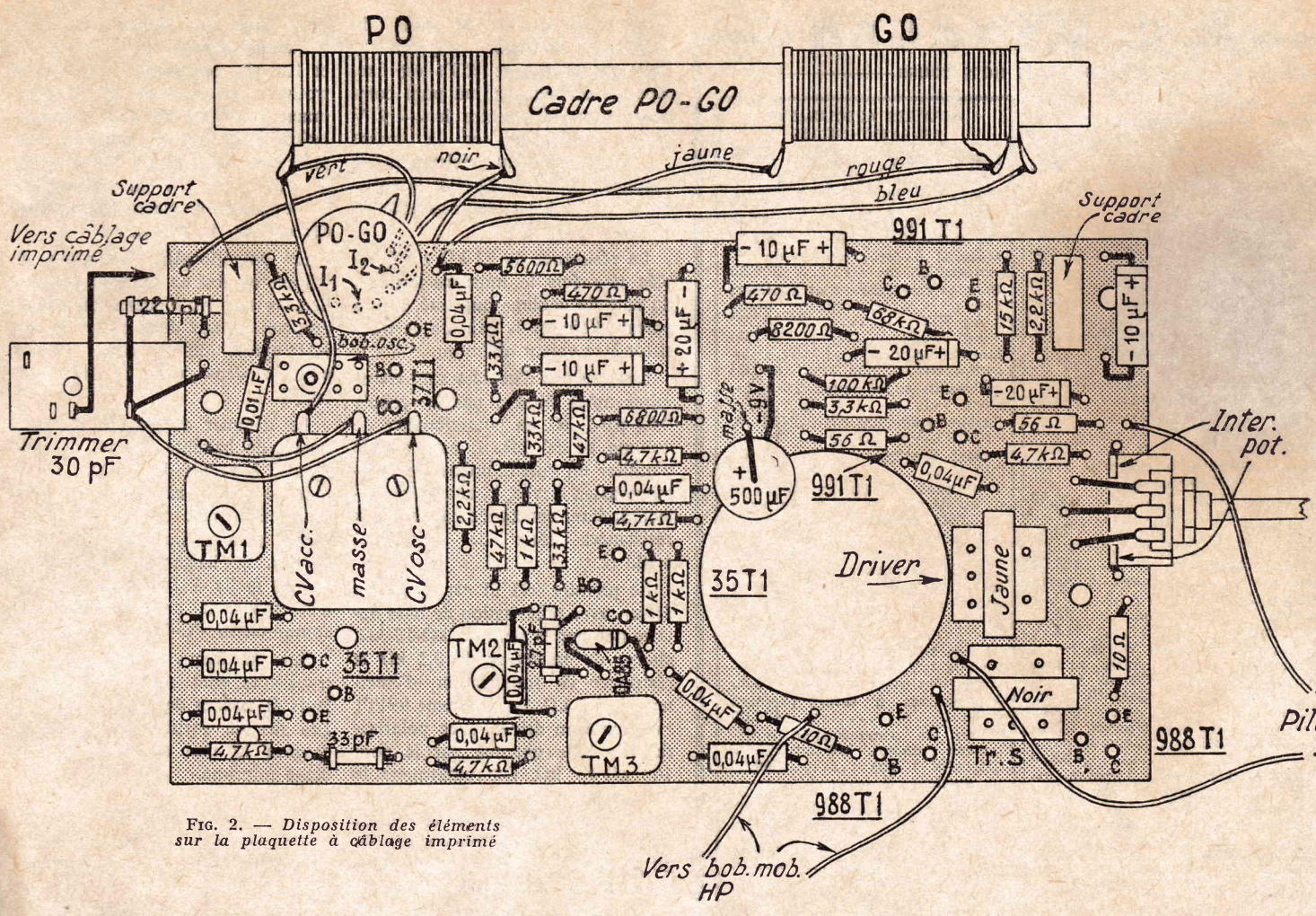


FIG. 2. — *Disposition des éléments sur la plaquette à câblage imprimé*

Le premier transistor amplificateur moyenne fréquence 35T1 a sa polarisation de base commandée par les tensions positives d'antifading prélevées sur la cathode de la diode détectrice OA85 par les deux résistances de 1 kΩ et 6,8 kΩ en série. La première résistance, en série avec celle de 4,7 kΩ constitue la charge de détection. La résistance de 6,8 kΩ étant reliée au point de jonction des deux résistances précitées, on ne prélève qu'une fraction des tensions positives disponibles.

La polarisation négative de base, au repos, est déterminée par les deux résistances de 33 kΩ et 47 kΩ, reliées au — 9 V après découplage et par les deux autres résistances série de 6,8 kΩ et 4,7 kΩ reliées à la masse, cet ensemble constituant un diviseur de tension. La résistance de 33 kΩ peut être à ajuster de façon à obtenir le meilleur gain et la stabilité optimum avec le transistor utilisé.

Le neutrodynage du pre 35 T1 est obtenu par un conde teur céramique de 33 pF. La r tance de stabilisation d'émetteur 470 Ω, est découplée par un densateur de 0,04 µF. Une ce de découplage de 1 kΩ-0,04 µF utilisée dans l'alimentation du lecteur par l'intermédiaire du maire du transformateur TM2

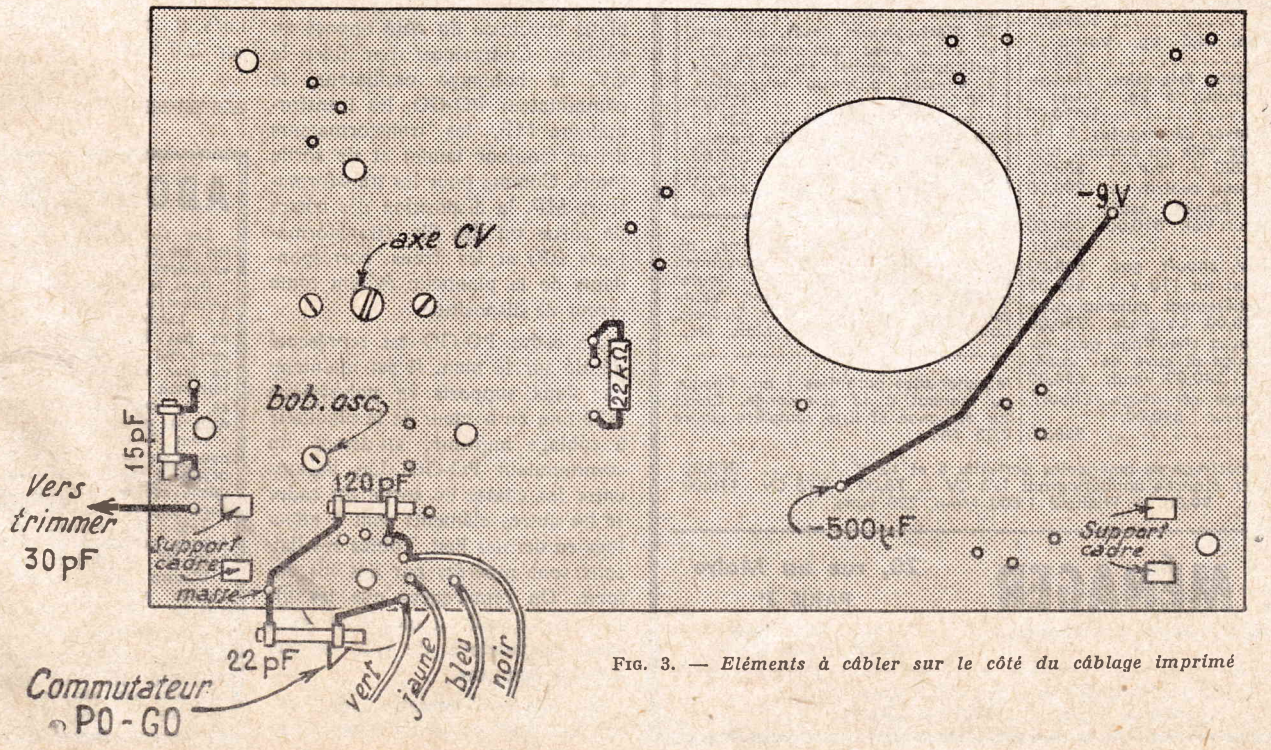


FIG. 3. — *Eléments à câbler sur le côté du câblage imprimé*

B. G. MÉNAGER

MARCHANDISES HORS COURS

Postes transistors **110,00**
Téléviseur 43 cm. Ecran plat. **690,00**
— 58 cm **950,00**
Moulins à café élect. 110 ou 220 V JAPY pour 6 à 8 tasses. Prix **9,80**
Aérateur électrique pour cuisine. Prix **59,18**
Rasoirs Philips 2 têtes **60,00**
Poste Transistor **RADIOLA** .. **165,00**
Platine Pathé-Marconi, changeur disque automat. Bras Stéréo .. **119,00**
Très beaux batteurs Rotary, 2 jeux de fouets **26,00**
Moteurs courant lumière, 2 fils (110 et 220 V). Carcasse fonte. Roulement à billes 0,35 CV 1 500 t/mn. **79,90**
0,50 CV 1 500 t/mn **101,50**
Moteurs triphasés 220 x 380 0,75 CV 1 500 à 3 000 t/mn **125,50**
1 CV .. **139,80** 2 CV .. **167,30**
3 CV .. **206,90** 5 CV .. **282,00**
100 réglettes fluo, 1 m 20. **29,50**
Moteurs machines à coudre. **92,00**
Transfos 110/220 réversibles :
1 A .... **17,60** 2 A **24,30**
3 A .... **39,50** 5 A **57,00**
10 A **99,75**
Régulateur de tension automatique 110/220 pour radio et télé. **125,00**
Ensemble moteur tourne-disques - pick-up Pathé-Marconi, 4 vit. **89,00**
Perceuse portative 6 mm .. **78,00**
En 13 mm **126,00**
Groupes électro-pompes Windt, neufs, 110 ou 220, courant lumière, turbine bronze, consommat. 400 W. Elévat. 22 m. Aspirat. 7 m. Garantis 1 an. La pièce **273,30**
Le même groupe avec réservoir 50 litres, sous pression, contacteur automat., crépine **459,00**
Groupes électro-pompes Jeumont, aspir. 8 m, monophasé 110/220 **499,00**
ou triphasé 220/380 ..... **419,00**
Pompes flottantes 110/220, 1/2 CV, pour puits profond 25 m. Débit 3 000 litres-heure. Neuve **485,00**
Chargeurs d'accus auto, belle fabrication, 110 et 220, cordon, fusibles. Prix **41,80**
Pompes centrifuges neuves à transmission flexible immergée. Amorçage automatique max. 2 000 l./heure, 110 ou 220 V **155,00**
2 aspirateurs Tornado. Pièce **149,00**
Aspirateurs état neuf, utilisés en démonstration, complets avec accessoires : **Conord, Electro-Lux** .. **148,00**
Cireuses utilisées en démonstration, état neuf. Garanties 1 an. **Electro-Lux** ou **Conord** **228,50**
Machines à laver utilisées en démonstrat., état nf. Garanties 1 an.
Laden - Monceau, 7 kg. Valeur : 2.500,00 ..... **1.390,00**
Laden - Alma, 4,5 kg. Valeur : 1.390,00 ..... **890,00**
Machine à laver Frigidaire, entièrement automatique, 6 kg. Valeur : 2.390,00 ..... **1.490,00**
Machines à laver démarquées. 5 kg, chauff. gaz de ville ou butane, bloc essoreur 110/220 V. Pour .. **350,00**
Mors n° 2, essor. centrif. .. **280,00**
2 Machines Brandt, essor. centr., pompe et minut. Val. : 810,00 **490,00**
Super Lavix **390,00**
Sauter, 110 V, chauff. gaz. **590,00**
Thomson gaz et sur 110 V.. **590,00**
5 Bendix entièrement automatiques. Valeur : 1.460,00. La pièce. **750,00**
Mors 2 x 3 avec chauffage gaz, essorage centrifuge et cuve de récupération. Val. : 1.240,00. Vend. **690,00**
Conord, essorage centrifuge. Chauff. gaz, 4 kg. Valeur : 890,00. Pour **550,00**

AFFAIRES ABSOLUMENT SENSATIONNELLES

Réfrigérateurs 1960 dernier modèle, neufs, avec groupe compresseur américain. Garantie 5 ans.
95 litres **499,00**
120 litres **629,00** 140 l. **765,00**
180 litres **795,00** 250 l. **1.100,00**
Machine à laver Hoover de démonstration av. ess. ... **340,00**
Groupes compresseurs et gonfleurs 110 ou 220 V, complets, press. 2 kg 800 ..... **187,00**
3 kg **375,00**
Machines à laver bloc Mors, essor. centr., chauff. gaz **490,00**
50 rasoirs super coupe Thomson, pièce **75,50**
Rasoirs américains nfs SUNBEAM, 110/220. Val. 224,00 .. **152,95**
Rasoirs Remington neufs, 110 ou 220 V **109,00**
1 machine à laver de démonstr., 6 kg Vestale **Conord.** Valeur : 1.585,00. Vendue **845,00**
100 petites Pompes pour mach. à laver ou vidange de cuve, etc., 110/220 V, neuves **59,00**
25 souffleries très puissantes équipées av. mot. autom. Claret 1/4 CV. 110/220. Val. : 275,00. Prix **125,00**
50 très belles pendules électriques sur pile 1 V 5, pour 1 an, mouvement rubis, boît. étanch. **56,50**
2 machines à laver Thermor, 6 kg **630,00**
Bendix de démonstration entièrement automat. 110 ou 220 V (garantie 1 an) **750,00**
25 machines à laver, 3 kg, sans essorage **179,00**
Essoreuse centrifuge de démonstration **250,00**
Cuisinières neuves. Valeur : 890, pour **398,00**
1 machine à laver Vedette, 6 kg, gd mod. Val. 2.350,00. **1.160,00**
Essoreuse centrifuge de démonstration **250,00**
3 aspirateurs Hoover, 110 V, type balai, modèle de démonstr. Val. : 400,00. Vendu **195,00**
Moteurs à essence : 1 CV, 2 CV, 5 CV SOMOTHERM.
25 unités hermétiques Tecusemh S.A., à compresseur pour frigo de 110 et 220 avec condens. **380,00**
20 compresseurs nus, 3 kg de pression, état nf. Bloc nu **79,00**
6 machines à laver, 4 kg, 110 ou 220 V, sans chauff. av. bloc d'essor **295,00**
10 Electrophones neufs, complets en valise avec haut-parleur, amplificateur, lampes, tourne-disques 4 vitesses, pick-up microsillon, 110-220 V **179,95**
Avec **2 haut-parleurs** .. **229,00**
20 Postes Radio Portatifs transistors, antenne auto. Val. : 345,00
Vendu **175,00**
10 Mach. à laver Brandt. **499,00**

Stock pièces détachées, cuves, pignons, roulements pour mouvement complet moteurs, etc... pour toutes marques de mach. à laver. Vente échange, réparations Bendix, Vedette, Laden, Hoover, Thomson, Mors, etc...

Marchandises garanties 1 an. Chèque ou mandat à la commande. Crédit sur demande et liste complète contre 0,25 NF.

50 Groupes électrogènes américains portatifs 8 et 12 V **395,00**
Moteurs électr. étanche antidéflagrant 1/3 CV .. **78,00** - 0,75 CV **110,00**
0,50 CV .... **90,00** — Triphasé 1 500 t/mn, 220 volts.

B. G. MÉNAGER
à 20 mètres du Métro Arts-et-Métiers

20, rue au Maire
PARIS 3e
Tél. : TUR. 66-96
C.C.P. PARIS 109-71

Liste gratuite de plus de 200 moteurs de machines à laver et réfrigérateurs.

La polarisation de base du deuxième transistor amplificateur moyenne fréquence 35T1 est fixe. Elle est obtenue par un pont comprenant en série entre le — 9 V après découplage et la masse (+ 9 V) les deux résistances en parallèle de 47 et 22 kΩ, la résistance de 33 kΩ et la résistance de 4,7 kΩ.

La résistance de 22 kΩ a été câblée une fois le montage terminé, du côté du câblage imprimé. Elle a permis d'ajuster le gain de ce transistor à sa valeur optimum.

Les tensions détectées sont transmises après filtrage par la cellule 0,04 µF-1 kΩ au potentiomètre de volume de 50 kΩ. Il est possible d'utiliser un potentiomètre de résistance assez élevée, la charge de détection étant constituée par les deux résistances série de 1 000 et 4 700 Ω.

Le premier 991 T1 est monté en driver, avec polarisation de base déterminée par le pont 68 kΩ-15 kΩ, charge de collecteur de 8,2 kΩ et résistance de stabilisation d'émetteur de 2,2 kΩ. Le deuxième 991T1 est monté en driver, avec polarisation de base obtenue par le pont 100 kΩ-4,7 kΩ. On remarquera le découplage séparé de 470 Ω-20µF pour l'alimentation de ces deux étages, une autre cellule de 470 Ω-20 µF étant utilisée pour les étages convertisseur et moyenne fréquence.

L'étage final push-pull de sortie classe B de deux transistors 988T1 est polarisé par l'ensemble 3,3 kΩ-56 Ω. L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur, de 6 cm de diamètre, est de 2,5 Ω.

MONTAGE ET CABLAGE

La figure 2 montre la disposition des éléments, sur la plaquette à câblage imprimée du côté opposé au câblage. Commencer par fixer le CV, le bobinage oscillateur, le commutateur PO-GO, les transformateurs MF, les transformateurs driver (couleur jaune) et de sortie (noir). Comme pour les transformateurs MF, la disposition des cosses de sortie ou des fils (transformateurs BF) et les trous correspondants de la plaquette évitent toute erreur de disposition.

Le cadre PO-GO est représenté décalé sur le plan. Il est maintenu par deux supports en polystyrène à 20 mm de hauteur de la plaquette à câblage imprimé, au-dessus du commutateur PO-GO. Les liaisons entre les cosses de sortie du cadre et les autres éléments sont à effectuer en dernier lieu. Toutes ces liaisons sont repérées par des fils colorés. On remarquera que les fils vert, jaune, noir et bleu sont reliés sous la plaquette du côté de son câblage imprimé.

La figure 3 montre les connexions à effectuer du côté du câblage imprimé : liaisons au cadre, condensateurs céramique de 15, 22 et 120 pF, résistance de 22 kΩ se trouvant en parallèle sur la résistance de 47 kΩ du pont d'alimentation de la base du deuxième amplificateur MF 35 T1. De plus, un fil relie le — 9 V au pôle négatif du condensateur électrochimique de découplage de 500 µF.

Le potentiomètre miniature de volume est fixé en utilisant pour les liaisons aux trois cosses du potentiomètres et aux deux cosses de son interrupteur du fil rigide (20/10 pour les deux cosses de l'interrupteur.

Le trimmer de 30 pF, sur plaquette de bakélite, est vu du côté opposé à sa vis de réglage. Le fil marqué « vers câblage imprimé » est relié du côté opposé de la plaquette comme indiqué par la figure 2. La liaison en câblage imprimé, facile à suivre, correspond d'ailleurs à la première cosse du commutateur PO-GO.

Sur la figure 2, les différents transistors sont repérés ainsi que leurs électrodes de sortie (E, B, C). Les fils de sortie sont coupés à environ 12 mm et soudés au câblage imprimé.

ALIGNEMENT

L'alignement du récepteur est classique. Les transformateurs moyenne fréquence sont accordés sur 480 kc/s. Les points d'alignement sont sur la gamme PO :

— 574 kc/s (noyau oscillateur et déplacement latéral de l'enroulement PO du cadre) ;

— 1 400 kc/s (trimmers oscillateur et accord du CV).

Sur la gamme GO, régler l'accord cadre (déplacement latéral du bobinage GO, du cadre, sur 160 kc/s et le trimmer GO de 30 pF sur 250 kc/s.

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 1,25 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.

Une autre méthode destinée à augmenter la force coercitive consiste à introduire dans la structure cristalline des cations parasites. Les oxydes produits par cette méthode sont composés de cristaux de forme cubique. Ces cations jouent le rôle de particules hétérogènes, en accord avec la théorie des impuretés, et déterminent des intervalles dans la structure cristalline ferro-magnétique qui produisent l'augmentation de l'énergie du champ magnétique nécessaire pour obtenir les meilleurs résultats. Certains sels magnétiques, surtout ceux de cobalt paraissent donner les meilleurs résultats dans ce sens, lorsqu'ils sont ajoutés à la solution de sulfate ferreux avant la réaction finale et c'est là la solution adoptée pour la fabrication de ces rubans.

CARACTERISTIQUES MAGNETIQUES DES SUPPORTS

Les bandes magnétiques en polyester sont préétirées, c'est-à-dire que la matière brute est soumise mécaniquement à une élongation correspondant au coefficient de résistance le plus élevé possible à l'élongation et à la déchirure, ce qui assure un affinement complémentaire de la matière première, et permet la réduction des effets d'allongement, sous l'effet des efforts excessifs ou du vieillissement.

La résistance à la rupture des feuilles de polyester pré-étiré atteint ainsi 28 kg par mm², alors que celles de l'acier est de 25 à 45 kg par mm².

Comme on le voit sur le tableau ci-contre, la bande de longue durée possède un support de 20 microns et une couche de 15 microns, d'où une épaisseur totale de 35 microns, tandis que la bande de double durée à un support de 15 microns et une couche de 11 microns, soit 26 microns au total.

Une bobine de 13 cm peut ainsi porter 270 m de bande de longue durée, et 360 m de bande double durée, une bobine de 18 cm, 540 m de bande longue durée, et 720 m de bande double durée.

La bande longue durée, en particulier, permet ainsi, pour un même mètre de bobine une durée d'audition plus longue de 50 %, qu'une bande standard de même résistance mécanique.

LES CARACTERISTIQUES MECANIQUES

La rémanence est élevée, ce qui correspond aux caractéristiques de l'oxyde, et permet d'obtenir une dynamique importante, et une grande sécurité contre les risques des surmodulations. Malgré l'emploi d'un support très mince, l'épaisseur de la couche magnétique est suffisante, ce qui conserve les qualités normales du ruban, et un vernis spécial améliore la courbe de réponse sur les sons aigus, en assurant une application complète du ruban sur les têtes.

Le bruit de fond est très faible ; il correspond approximativement à celui déterminé par le tube électronique du premier étage d'amplification ; cette qualité est particulièrement intéressante pour les enregistrements à 4 pistes monophoniques ou stéréophoniques.

Les mesures à la vitesse de 9,5 cm sont effectuées avec des têtes possédant une fente d'une largeur de 7 microns, pour la vitesse de 9,5 cm/s.

LES ACCESSOIRES DE MONTAGE

On trouve également des bandes de marquage en bobines de 11 mm de diamètre d'une longueur de 135 m, des bandes amorces de différentes couleurs en rouleaux de 25 m, des bandes de collage et de contact métallisées à l'argent, en rouleaux de 10 m. Notons, dans le même esprit, des coffrets de montage contenant des bandes amorces de différentes couleurs, une bande à contact argent, des ciseaux anti-magnétiques, et une glissière de collage.

LA BANDE ETALON ET SON EMPLOI

Le contrôle du fonctionnement normal d'un magnétophone et de l'alignement des têtes magnétiques plus particulièrement des machines à trois têtes, sinon davantage, peut être réalisé d'une manière sommaire avec une bande magnétique non enregistrée mais, pour l'exécuter, il est utile, sinon indispensable, d'avoir recours d'une manière rationnelle à un ruban étalon assez difficile à se procurer en France jusqu'à présent.

Les fentes des têtes doivent être normalement à angle droit avec l'axe de la bande, et si le magnétophone ne comporte que deux têtes, l'alignement est généralement facile, puisque la même tête sert, la plupart du temps, pour l'enregistrement et la lecture.

Cependant, si l'appareil doit servir à reproduire des bandes pré-enregistrées éditées industriellement, ou sur une autre machine, il est nécessaire de se rendre compte que la tête est bien alignée, afin d'obtenir une réponse complète pour les fréquences les plus élevées.

Dans une machine à trois têtes, des éléments d'enregistrement et de reproduction doivent être alignés les uns par rapport aux autres, et les bandes déjà enregistrées doivent être reproduites avec les fentes exactement à angle droit par rapport aux axes.

Type de la bande	Métrage m	Diamètre des bobines	Durée d'audition double piste pour 9,5 cm/sec. *) minutes
Bande Longue durée	65	8	2 × 11
	180	11	2 × 30
	270	13	2 × 45
	360	15	2 × 60
	540	18	2 × 90
	720	22	2 × 120
	1 000	25	2 × 180
Bande Double durée	90	8	2 × 15
	270	11	2 × 45
	360	13	2 × 60
	540	15	2 × 90
	720	18	2 × 120
	1 000	22	2 × 180
Bande de marquage	135	11	2 × 22

(*) Pour une vitesse de défilement de 4,75 cm/sec. la durée d'audition est doublée.

FIG. 1. — *Caractéristiques de largeur des bandes magnétiques normales et double durée.*

Pour régler une machine à deux têtes on relie normalement un voltmètre à courant alternatif à la sortie de l'appareil en utilisant un ruban étalon, sur lequel sont inscrits des sons purs de fréquences standardisées ou une série de tonalités et de fréquences variées enregistrées sur une machine correctement alignée, avec les fentes des têtes exactement à angle droit par rapport aux bords et à l'axe du ruban.

On commence par régler le bouton de volume sonore jusqu'à ce qu'on obtienne la déviation maximum de l'aiguille de mesure du voltmètre puis on règle, s'il y a lieu, l'alignement des têtes pour assurer le maximum de déviation possible.

Avec les bandes comportant plusieurs enregistrements de fréquences distinctes, le réglage s'effectue en plusieurs fois ; il existe ainsi pour la vitesse de 19 cm/sec. des fréquences successives de 1 000, 5 000 et 7 500 c/s et pour la vitesses de 38 cm/sec. des enregistrements de fréquence 10 000 et 15 000 c/s. Il est préférable, d'ailleurs, de ne pas rebobiner ces rubans étalons, ce qui pourrait réduire la précision du contrôle. Le ruban est symétrique et peut ainsi être utilisé dans une direction ou dans l'autre.

Avec les machines à trois têtes, on commence par aligner la tête de lecture, et on emploie de préférence une fréquence élevée pour terminer le réglage.

Dans la série de ces rubans nouveaux, on trouve ainsi des bandes étalons d'alignement pour les vitesses de 76, 38, 19 et 9 cm comportant :

1° Une tonalité servant à déterminer un niveau de référence sonore ;

2° Un enregistrement en fréquence élevée de l'ordre de 10 kc/s pour le réglage de la fente ;

3° Une partie étudiée pour assurer la détermination de la réponse en fréquence, entre 30 c/s et 15 kc/s ;

4° Un enregistrement sonore glissant progressivement de 30 c/s à 15 kc/s ;

5° On trouve finalement une partie ne contenant pas d'enregistrement, qui permet d'inscrire le niveau de fonctionnement stadard et la réponse en fréquence et qui est utilisée pour l'essai du canal d'enregistrement.

Au moyen de la partie servant à contrôler la réponse en fréquence de lecture peut être réglée à un niveau constant et ainsi les pertes de la tête magnétique peuvent être équilibrées simultanément.

La partie non enregistrée de ces rubans étalons est ainsi constituée par un ruban conforme aux normes, qui sert à régler le niveau et la courbe de réponse du canal d'enregistrement, et à ajuster la fente d'enregistrement pour effectuer des mesures comparatives.

En pratique, il faut régler le canal d'enregistrement avec le type de ruban employé sur la courbe de réponse de toute la gamme linéaire au point de fonctionnement correspondant au maximum de sensibilité, pour un taux de distorsion et un bruit de modulation minima.

DE PLUS EN PLUS MINCE LA BANDE TRIPLE DUREE

L'utilisation de ce nouveau support permet ainsi de réaliser des bandes de plus en plus minces ; c'est ainsi que les derniers modèles obtenus sont établis sur un support de 12 microns d'épaisseur, ce qui correspond à une épaisseur totale de 19 microns. Grâce à une émulsion magnétique couchée également très mince. On obtient ainsi la possibilité de placer 540 mètres de bandes sur une petite bobine de 127 mm, ce qui permet une heure et demie d'enregistrement à 9,5 cm/s sur une seule piste.

Les oxydes magnétiques et les méthodes de dispersion dans les liants ont été spécialement étudiés, de façon à éviter les défauts de surface ; il arrive en effet que des défauts se produisent sous l'effet de poussières incrustées à la surface de l'enduit, des grains d'oxyde mal dispersés, ou des poussières des supports. Ces défauts déterminent des chutes de niveau très élevé pendant un temps très court, de l'ordre de quelques centièmes de seconde. Il n'en résulte pas une diminution de puissance sonore, mais une augmentation du bruit de fond. Cette bande extrêmement mince présente pourtant une dynamique d'écho remarquable pratiquement égale à celle de la bande standard ; elles sont utilisées généralement avec une tête d'enregistrement de 8 microns, et une tête de lecture de 6 microns, le courant de prémagnétisation optimum est de l'ordre de 5,5 mA et le bruit de fond sans modulation atteint 70 dB ; le bruit de fond de modulation est de 45 dB, la dynamique d'écho est de 5,5 dB ; la variation de sensibilité est inférieure à 0,5 dB, sur toute la longueur d'une même bande.

LES DIODES ZENER ET LEURS APPLICATIONS

C'EST en 1934 que Zener signala, pour la première fois, le phénomène qui porte aujourd'hui son nom. Un champ électrique suffisamment intense, dépassant une certaine valeur critique, peut rompre les liaisons interatomiques d'un cristal et libérer un grand nombre d'électrons de valence. On assiste alors à un effondrement de la résistivité du cristal, caractérisé par l'apparition d'un courant très élevé. Ce n'est qu'en 1951 que Mc Afer, Ryder, Shockley et Sparks utilisèrent l'effet Zener pour expliquer la brusque augmentation du courant inverse au-delà d'une certaine tension critique, prenant naissance dans une diode à semiconducteur.

Cependant les dernières théories établies rapportent l'effet d'effondrement de la résistivité du cristal dû à un effet d'avalanche pour les diodes à grande résistivité, c'est-à-dire à grande tension de référence, si bien qu'il y a lieu de distinguer deux phénomènes nettement distincts :

— le phénomène de Zener dû à l'action d'un champ électrique seul pour les diodes basse tension ;

— le phénomène dit « d'avalanche » dû à l'action simultanée d'un champ électrique et d'une multiplication des porteurs pour les diodes hautes tensions.

Passons rapidement en revue ces deux phénomènes.

EFFET ZENER

Le courant traversant une jonction p-n, suit la loi bien connue :

$$I = I_s\,(eV/UT - 1) \qquad (1)$$

où U_T est la tension thermodynamique

$$U_T = \frac{k_T}{q}$$

Dans cette dernière formule :

k est la constante de Boltzman $= 1{,}4.10^{-16}$ erg./K ;

T = température absolue en °K ;

q = charge d'un électron $= 1{,}6.16^{-19}$ coulomb ;

V est la tension appliquée.

Nous constatons que pour une jonction polarisée en sens inverse (V négatif) le courant est dû uniquement aux porteurs minoritaires créés par agitation thermique :

$$I_s = \left(q\,\frac{D_p}{L_p}\,p_n + q\,\frac{D_n}{L_n}\,n_p \right) A \qquad (2)$$

P_n, n_p : densité des porteurs minoritaires en cm³ ;

D_n, D_p : constante de diffusion cm²/s ;

L_n, L_p : longueur de diffusion en cm ;

A : section du semiconducteur en cm² ;

ce courant, pour une température fixe, est constant et indépendant de la tension appliquée. En réalité, si l'on augmente la tension inverse d'une jonction p-n, au-delà d'une tension critique V_Z (ou V_A), il y a brusque augmentation du courant caractérisé par un effondrement de la résistivité. La variation du courant, au niveau de la jonction, est alors celle de la figure 1.

Suivant la résistivité de la région N ce phénomène sera dû à l'effet Zener ou à l'effet d'avalanche (que nous distinguerons par les lettres V_Z et V_A).

L'effet Zener est dû au champ électrique E qui règne dans la zone de transition, lui-même proportionnel à la tension appliquée V.

Rappelons que dans la zone de transition seuls subsistent les atomes donneurs ou accepteurs qui sont fixes et liés au réseau par les

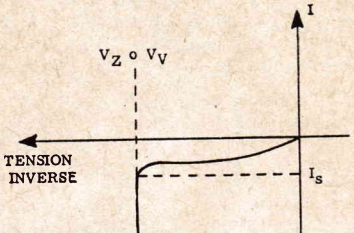


FIG. 1

liaisons covalentes. Les porteurs libres ont été éliminés et les atomes ionisés. Il s'établit donc un champ électrique E qui devient de plus en plus important lorsque la zone de transition augmente d'épaisseur, c'est-à-dire lorsque la tension inverse appliquée augmente. Le champ électrique E croît en même temps en intensité jusqu'au moment où celle-ci est suffisante pour rompre les liaisons par covalence du réseau. Il y a alors création d'électrons et de trous par paires qui vont s'ajouter au courant inverse I_s. Le phénomène n'est pas limité et la résistivité du matériau s'effondre rapidement.

Un courant **inverse** très important traverse alors la jonction uniquement limité par le circuit extérieur. La valeur maximum du champ électrique susceptible d'être appliqué à un matériau déterminé, s'appelle « champ critique ». Il est défini par largeur de la bande interdite et la distance interatomique. Ainsi pour le germanium, la largeur de la bande interdite est de 0,78 eV et la distance interatomique à 300° K de $5{,}65 \cdot 10^{-8}$ cm. Ce qui correspond à un champ critique.

$$E_c = \frac{0{,}78}{5{,}65 \cdot 10^{-8}} = 13{,}8 \cdot 10^6 \text{ volts/cm} \qquad (3)$$

Pour le silicium la largeur de la bande interdite est 1,2 eV et la distance interatomique à 300° K de $5{,}431 \cdot 10^{-8}$ cm, soit un champ critique :

$$E_c = \frac{1{,}2}{5{,}43 \cdot 10^{-8}} = 22 \cdot 10^6 \text{ volts/cm} \qquad (4)$$

Ainsi le champ critique nécessaire pour rompre les liaisons covalentes du réseau, est environ 2 fois plus élevé pour le silicium que pour le germanium. Ces valeurs sont purement théoriques. En réalité les valeurs réelles sont beaucoup plus faibles.

Dans une jonction polarisée en sens inverse, le champ est maximum au niveau de la jonction et dépend de la largeur de la zone de transition, donc de la tension appliquée. On vérifie les expressions suivantes :

$$E_{max} = \frac{q\,N_A\,W_1}{\varepsilon} = \frac{q\,N_D\,W_2}{\varepsilon} \qquad (5)$$

avec :

N_A : concentration des accepteurs en cm³,

N_D : concentration des donneurs en cm³,

W_1 : épaisseur de la charge d'espace dans la région P,

W_2 : épaisseur de la charge d'espace dans la région N.

En supposant, comme c'est le cas général, que la région P est beaucoup plus contaminée que la région N, la charge d'espace s'étend presque totalement dans celle-ci. Dans cette région le champ électrique suit alors la loi :

$$E\,(x) = E_M \left(1 - \frac{x}{W_2} \right) \qquad (6)$$

Le champ maximum au niveau de la jonction peut également s'exprimer en fonction de la tension appliquée et des caractéristiques physiques du matériau utilisé (région N).

$$E_M = \left(\frac{2\,V_A}{\varepsilon\,\mu_n\,\rho_n} \right)^{1/2} \qquad (7)$$

avec :

V_A : tension appliquée en volts,

ε : constante diélectrique absolue en farad/cm,

μ_n : mobilité des électrons en cm²/volt-seconde,

ρ_n : résistivité de la région N en Ω/cm.

Application numérique

Pour le germanium :

$\varepsilon = 1{,}4 \cdot 10^{-12}$ farad/cm,

$\mu_n = 3\,900$ cm²/volt-second

Ce qui se traduit par :

$$E_M = 2 \cdot 10^4 \left(\frac{V_A}{\rho_n} \right)^{1/2}$$

Supposons par exemple une rés vité de 1 Ω/cm et une tension pliquée de 5 V :

$$E_M \approx 100\,000 \text{ volts/cm}$$

Un tel champ est considérabl peut provoquer l'effet signalé.

Pour le silicium :

$\varepsilon = 10^{-12}$ farad/cm,

$\mu_n = 1\,200$ cm²/volt-second

ce qui donne :

$$E_M = 4 \cdot 10^4 \left(\frac{V_A}{\rho_n} \right)$$

Ainsi à égalité de rapport $\frac{V}{\rho}$

le champ maximum, au niveau la jonction, sera environ deux plus élevé avec le silicium qu' le germanium.

En remplaçant maintenant les expressions précédentes par la valeur du champ critiqu on obtient les conditions lim d'utilisation, particulièrement la leur maximum de la tension l'on peut appliquer à la diode.

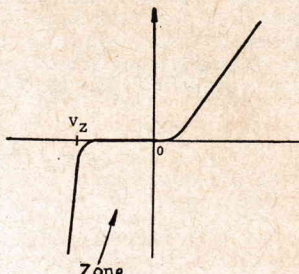


FIG. 2

$$E_c = \left(\frac{2\,V_{A\,Max}}{\varepsilon\,\mu_n\,\rho_n} \right)^{1/2}$$

Soit :

$$V_{A\,Max} = 1/2\,E_c^2\,\varepsilon\,\mu_n\,\rho_n$$

Les valeurs généralement adm pour E_c sont de l'ordre de 600 V/cm pour le germanium, ce conduit à :

$$V_{A\,Max} \approx 112{,}5\,\rho_n$$

Dans le cas du silicium on prétendre que le champ critiqu environ deux fois plus élevé celui du germanium ; avec les leurs correspondantes de ε et de

$$V_{A\,Max} \approx 864\,\rho_n$$

La possibilité, à géométrie égale, d'obtenir des champs électriques plus élevés avec le silicium qu'avec le germanium, donc des tensions de référence plus grandes, conduit à

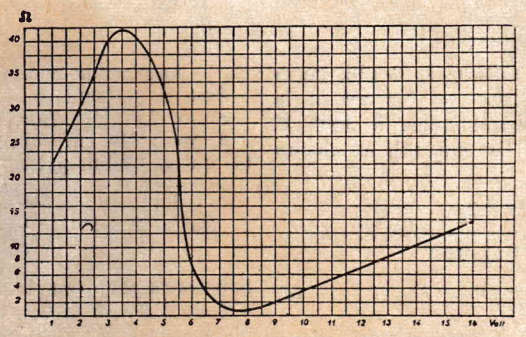


Fig. 3

choisir le silicium comme matériau de base pour la réalisation des diodes Zener. Le silicium offre de plus l'avantage d'un plus faible courant inverse, d'un coude au moment du claquage plus accentué et supporte des températures beaucoup plus élevées. En se reportant aux équations (11) et (12) il semble qu'il y ait proportionnalité entre la tension maximum appliquée et la résistivité de la régoin N, et qu'en doublant ρ_n on double $V_{A\,Max}$. Cette conclusion n'est pas vérifiée pratiquement pour des résistivités supérieures à 0,5 Ω/cm, si bien qu'il faut, pour de telles valeurs de ρ_n, modifier la théorie.

Effet d'avalanche

Pour ces valeur de ρ_n, la décharge observée est rapportée à un phénomène d'avalanche similaire à l'effet d'ionisation des gaz.

Considérons la jonction PN d'une diode polarisée en sens inverse. Le courant qui parcourt la jonction est le courant de saturation I_s. Si l'on augmente la tension collecteur, on augmente ainsi que nous l'avons vu, l'épaisseur de la zone de transition

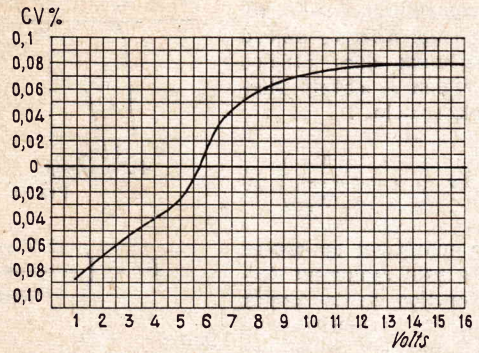


Fig. 4

en même temps que le champ électrique E à l'intérieur de cette zone. Les porteurs de I_s (trous et électrons se déplaçant en sens inverse) sont accélérés par la présence de ce champ électrique. Ils arrachent, par collision, des électrons aux atomes donneurs et accepteurs fixes à l'intérieur du réseau. Ceux-ci s'ionisent de plus en plus et donnent naissance à des trous et électrons. Les électrons et trous secondaires s'ajoutent au courant primitif I_s. Le phénomène est rapidement cumulatif et conduit à l'effet observé : effondrement de la résistivité du cristal.

On définit ainsi un facteur de multiplication M, caractérisant la croissance du courant inverse au voisinage de l'effet d'avalanche, de telle sorte que :

$$I = M\,I_s$$

avec :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V}{V_A}\right)^n}$$

V_A est la tension d'avalanche pour laquelle la résistivité du cristal s'effondre. Cette formule est valable pour des tensions inférieures à V_A. L'exposant n est déterminé expérimentalement et est voisin de n = 3 pour une jonction p — n abrupte.

La tension V_A, caractérisée par :

$$M \to \infty$$

est relié à la résistivité de la région N par la formule empirique, pour le silicium

$$\rho_n \approx 0{,}9 \,.\, 10^{-3}\, V_A^{1,5}$$
(pour $V_A > 10$ V)

En résumé, si la résistivité ρ_n est inférieure à 0,5Ω/cm, l'effet observé est dû à l'effet Zener. Pour des résistivités supérieures le phénomène d'avalanche est primordial. Autrement dit, des diodes à tension de référence élevée (ρ_n grand) devraient être appelées « diodes à avalanche » et les diodes basses tensions « diodes Zener ».

Les diodes Zener sont des diodes à jonction obtenues par alliage. La couche d'arrêt est obtenue par un fil d'aluminium en contact avec une pastille de silicium du type n.

Les diodes sont scellées hermétiquement dans un boîtier métallique de quelques millimètres de diamètre et de hauteur. Elles présentent une grande robustesse et sont insensibles aux chocs et vibrations.

Caractéristiques électriques

La caractéristique électrique d'une diode Zener, est identique à celle de toutes les diodes : courant direct très élevé, faible courant inverse, puis brusque augmentation de celui-ci au-delà d'une certaine tension appelée tension de Zener.

La figure 2 représente une caractéristique type courant-tension d'une diode Zener.

Nous remarquerons l'existence d'un seuil dans la caractéristique directe, seuil qui est commun à tous les types de diodes au silicium, et qui est situé aux environs de 0,7 V.

Pour des tensions supérieures, le courant direct augmente rapidement.

Les diodes au silicium présentent donc une résistance directe très faible pour des tensions supérieures à 1 V, de l'ordre d'une dizaine d'ohms.

Dans le sens inverse, les diodes au silicium présentent une résistance très élevée. Pour une température du cristal de 25° C, elles sont situées entre 20 MΩ et

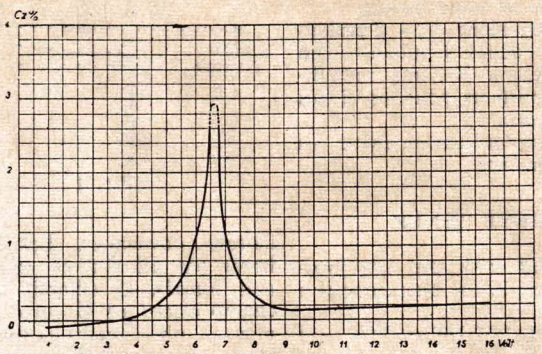


Fig. 5

1 000 MΩ pour une tension inverse de 2 V. Ceci conduit à l'établissement d'un courant inverse de quelques nanoampères.

Lorsqu'on atteint la tension de Zener, le courant inverse croît brutalement et atteint plusieurs mA. On remarquera qu'autour de la tension de Zener, il suffit d'une variation très faible de tension pour provoquer de grandes variations de courant. On peut ainsi définir une résistance dynamique interne :

$$r_z = \frac{\Delta\, U_z}{\Delta\, I_z}$$

on obtient des valeurs de l'ordre d'une dizaine d'ohms.

Inversement, de grandes variations de courant ne provoquent que de faibles variations de tension. Les diodes Zener sont donc particulièrement indiquées pour la stabilisation des tensions d'alimentation. La plage de stabilisation que l'on peut obtenir est limitée, d'une part, par la résistance intérieure r_z, d'autre part par la puissance maximum que peut dissiper la diode.

CONSIDERATIONS RELATIVES AU CHOIX D'UNE DIODE ZENER

Le choix d'une diode Zener en vue d'une application particulière dépend d'un certain nombre de paramètres, à savoir : tension de référence, résistance dynamique inverse, température de fonctionnement.

1° Tension de référence

La caractéristique idéale d'une diode de référence suppose une caractéristique inverse au moment du claquage, parallèle à l'axe des ordonnées.

L'inclinaison de la partie rectiligne par rapport à la verticale ainsi que le coude de la caractéristique inverse dépendent de la tension de Zener.

La tension de référence varie donc avec le point de fonctionnement. La plage de régulation est donc limitée du côté des faibles courants par la courbure de la caractéristique, du côté des forts courants par la puissance maximum que peut supporter la diode.

2° Résistance dynamique inverse

A une température donnée (25° C) la régulation autour d'un point de fonctionnement dépend de la pente, ou mieux de la résistance dynamique de la diode autour de ce point. On mesure cette résistance dynamique en superposant un courant alternatif au courant continu de fonctionnement et en mesurant la tension aux bornes de la diode avec une voltmètre électronique.

La résistance dynamique varie d'une part avec la tension de Zener, d'autre part avec le courant continu traversant la diode (fig. 3).

On remarquera que les résistances dynamiques les plus faibles sont obtenues avec des tensions de Zener situées entre 7 et 8 V.

3° Influence de la température

La température influe d'une part sur la tension de Zener, d'autre part sur la résistance dynamique inverse.

On constate en effet que la tension de Zener croît avec la température pour les diodes de tension supérieure à 6 V et décroît pour les diodes de tension inférieure à 5 V. On définit ainsi **un coefficient de la tension de Zener**, plus communément appelé coefficient de température de la diode.

$$C_{Vz} = \frac{1}{V_z}\,\frac{\Delta V_z}{\Delta t}$$

V_z : tension de Zener initiale à 25° C mesurée au point de fonctionnement.

ΔV_z : variation de la tension de Zener correspondant à la variation de température Δt.

C_{vz} s'exprime en % °C.

La figure 4 donne la variation de C_v pour différentes tensions de Zener correspondant à un courant de fonctionnement de 10 mA.

On constate que le coefficient de température C_v est négatif pour des tensions de Zener inférieures à 5,5 V, s'annule pour 5,5 V et croît ensuite avec la tension de Zener pour atteindre une asymptote horizontale située à environ 0,1 %.

4° Coefficient de température de la résistance dynamique inverse

De la même façon, la résistance dynamique varie avec la température de la résistance dynamique analogue à C_v :

$$C_z = \frac{1}{Z}\frac{\Delta Z}{\Delta t}$$

On constate que le coefficient de température C_z varie notablement suivant les diodes entre 5 et 7 V. Il reste sensiblement constant pour les valeurs supérieures, et devient négatif pour des valeurs inférieures à 4 V (figure 5).

En conclusion :

— le minimum de la résistance dynamique a lieu pour une tension de Zener comprise entre 7 et 8 V ;

— le minimum du coefficient de température de la tension de Zener est situé entre 5,5 et 6 V ;

— la variation relative de la résistance dynamique est la plus importante aux environs de 6 V.

MISE EN SERIE DE PLUSIEURS ELEMENTS

Si l'on désire stabiliser une tension élevée on disposera, de préférence, plusieurs diode en série.

Le coefficient de température global sera plus faible ainsi que la résistance dynamique de l'ensemble.

Soit par exemple à obtenir 24 V. On peut employer 2 diodes 12 V, 3 diodes 8 V, 4 diodes 6 V avec les caractéristiques suivantes :

	Coefficient de température C_v	Résistance dynamique
2 × 12 V	0,08 %	2 × 7 = 14 Ω
3 × 8 V	0,06 %	3 × 1 = 3 Ω
4 × 6 V	0,01 %	4 × 8 = 32 Ω

En utilisant une seule diode 24 V on aurait un coefficient de température de 0,09 % et une résistance dynamique de 30 Ω environ.

REGULATEURS A DIODES ZENER

Les diodes Zener trouvent une application intéressante dans les régulateurs simples et les alimentations stabilisées. Nous allons étudier le cas d'un régulateur simple, dont le facteur de stabilisation en sortie est de l'ordre de 1 à 2 %.

En général, le circuit à étudier se présente sous la forme de la figure 6. La tension à stabiliser est disposée en parallèle avec la sortie et la tension à réguler est appliquée à la diode Zener au moyen d'une résistance série R_s. La pente brutale de la caractéristique inverse maintient la tension de sortie constante en fonction du débit et des variations de tension de l'alimentation (tout au moins dans une certaine plage). Ce type de régulateur est un système à courant constant. Si le courant dans la charge augmente, celui dans la diode diminue et réciproquement, si bien que le courant total parcourant la résistance reste constant. La tension de référence aux bornes de R_L reste inchangée à la condition que la diode soit parcourue par un courant suffisant. Ainsi il faut prévoir un courant minimum I_{Dmin} dans la diode, lorsque la charge absorbe la presque totalité du courant fourni par la source, ceci afin d'éviter de tomber dans le coude de la caractéristique inverse, ce qui provoquerait une diminution de la stabilité.

De même lorsque la tension de sortie est fixe, donc lorsque le débit est constant, une augmentation de la tension d'entrée se traduit par une augmentation du courant dans la diode, donc une augmentation du courant total parcourant la résistance. La chute de tension aux bornes de R_s augmente, maintenant ainsi la tension aux bornes de la charge constante.

La détermination du régulateur, en particulier le choix de la diode Zener, n'est pas évident et est soumis aux conditions particulières imposées par le circuit :

— rapport de la tension d'entrée à la tension régulée en sortie : $\frac{V_e}{V_s}$;

— variations en % de la tension d'entrée autour de sa valeur nominale : ε ;

— rendement régulateur-charge, c'est-à-dire rapport de la puisssance absorbée par le circuit d'utilisation à la puissance dissipée dans la diode : P_S/P_D.

Les éléments à déterminer sont :

— choix de la diode Zener ;

— calcul de la résistance série.

Le calcul théorique donne les résultats suivants :

La régulation n'est possible que si la quantité

$$a = \frac{1 - \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}}{1 + \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}}$$

est supérieure à la variation tolérée à l'entrée ε, si l'on ne désire pas des tensions d'entrée prohibitives :

$$a > \varepsilon$$

Dans ces conditions, la tension d'entrée nécessaire prend la valeur :

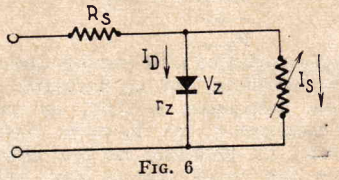


FIG. 6

$$V_e = \frac{c\,V_s}{a - \varepsilon}$$

$$\text{ou } c = \left[a - \left(\frac{1+a}{1}\right)\frac{\Delta V_s}{V_s}\right]$$

et la résistance R_s prend la valeur :

$$R_s = \frac{V_s^2}{P_{D\,Max}} \cdot \frac{2\left[\frac{V_e}{V_s} - 1\right] + \frac{\Delta V_s}{V_s}}{1 + \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}}$$

tant plus faible que le rendem

$\frac{P_S}{P_D}$ — sera grand.

Les courbes des figures (7) et permettent de déterminer la pu sance absorbée par la diode et résistance série R_s en fonction caractéristiques du réseau, dans cas d'une régulation désirée en s tie de 1 à 2 %.

— Si la tension d'entrée est c nue, ainsi que ses variations ma ma éventuelles, le résultat est médiat. Le choix de la diode Ze et de la résistance R_s est imposé

Par contre si la tension d'ent n'est pas imposée, plusieurs so tions peuvent être adoptées. toute façon, à égalité d'efficacité régulation $\left(\frac{\Delta V_e}{V_e} \text{ et } \frac{\Delta V_s}{V_s}\right)$ co tants, le rendement $\frac{P_S}{P_D}$ sera d' tant meilleur que la tension d' trée sera plus élevée.

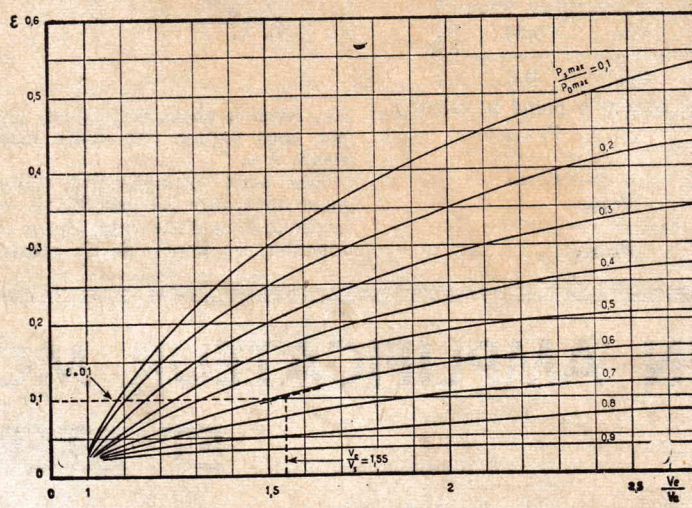


FIG. 7

— A égalité du rapport $\left(\frac{V_e}{V_s}\right)$ plus les variations ε du circuit d'entrée sont importantes, plus le rendement défini haut est faible, c'est-à-dire plus la puissance dissipée dans la diode est importante.

— A égalité de variation de la tension d'entrée, plus le rapport $\left(\frac{V_e}{V_s}\right)$ est grand, c'est-à-dire plus la tension d'entrée est élevée, plus le rendement est important et moins la diode dissipe de puissance.

— A égalité de rendement, plus la tension d'entrée est élevée, plus les variations à l'entrée, que l'on désire réguler en sortie, peuvent être importantes.

— La résistance série R_s, à égalité de rendement, est d'autant plus grande que le rapport $\left(\frac{V_e}{V_s}\right)$ est élevé.

Inversement, à égalité de rapport $\left(\frac{V_e}{V_s}\right)$ la résistance R_s sera d'au-

Exemple d'application

On désire réaliser un régula présentant les caractéristiques vantes :

— Tension stabilisée en so $V_s = 9$ V.

— Facteur de stabilisation sortie : $\frac{\Delta V_s}{V_s} = 1$ %.

— Débit variable en sortie I_s : 3 à 60 mA.

— Variation de la tension trée : ± 10 %.

En se reportant aux courbe la figure, pour un rendement d le rapport $\frac{V_e}{V_s}$ est de 2. D'où la sion d'entrée :

$V_e = 18$ volts.

La puissance maximum absc pour l'utilisation est :

$P_{SM} = 9 \times 60 \cdot 10^{-3} = 0{,}54$

D'où la puissance dissipée la diode :

$$P_{DM} = \frac{0{,}54}{0{,}7} = 0{,}77 \text{ W}$$

Ce qui nous impose le choix de la diode Zener. Le courant maximum qu'elle devra débiter sera :

$$I_{D\,Max} = \frac{P_{D\,Max}}{V_S} = 90 \text{ mA}.$$

Nous choisissons une diode du type 00 Z4 ($I_{D\,Max}$ = 180 mA). La résistance série aura pour valeur :

$$R_S = \frac{P_{DM}}{V_S} = 1{,}25,$$

$$R_S = 150\ \Omega.$$

Le problème conduit de cette façon peut aboutir à l'utilisation d'éléments supérieurs à leurs performances demandées. C'était le cas plus haut. Il est donc préférable de s'imposer au départ le choix de la diode Zener et choisir la tension d'entrée en conséquence.

Dans le cas précédent si nous choisissons une diode Zener du type 109 Z4 ; d'après les caractéristiques du constructeur :

$$V_S = 9 \text{ V},$$
$$I_{D\,Max} = 65 \text{ mA},$$
$$P_{D\,Max} = 0{,}6 \text{ W}.$$

Le rendement est fixé :

$$\frac{P_{SM}}{P_{DM}} = \frac{0{,}54}{0{,}6} = 0{,}9.$$

Le facteur **a** prend la valeur :

$$1 - \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}$$

$$1 - \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}$$

$$a = \frac{M_{D\,Max}}{1 + \frac{P_{S\,Max}}{P_{D\,Max}}} = \frac{0{,}1}{1{,}9} = 0{,}05.$$

Le problème n'est possible que si les variations tolérées à l'entrée ε sont inférieures à 0,05, ce qui n'était pas le cas de notre hypothèse. Le problème ne peut donc pas être résolu avec la diode 109 Z4. Ainsi le choix de la diode Zener nous impose une **limite supérieure à ε.**

Ces deux exemples font clairement apparaître les possibilités et les limitations d'une diode Zener en fonction des impératifs du réseau.

Les régulateurs à diode Zener seule sont donc particulièrement simples à réaliser. Ils présentent cependant certains inconvénients :

1° La tension régulée n'est pas réglable et possède une valeur constante, celle de la tension de Zener de la diode utilisée.

2° Les tensions de Zener des diodes du même type ont une dispersion d'environ ± 10 %, ce qui constitue un grave inconvénient dans le cas d'une interchangeabilité des éléments.

3° Une tension de sortie constante ne peut s'obtenir qu'avec des **éléments dissipant peu, environ 300 mW.**

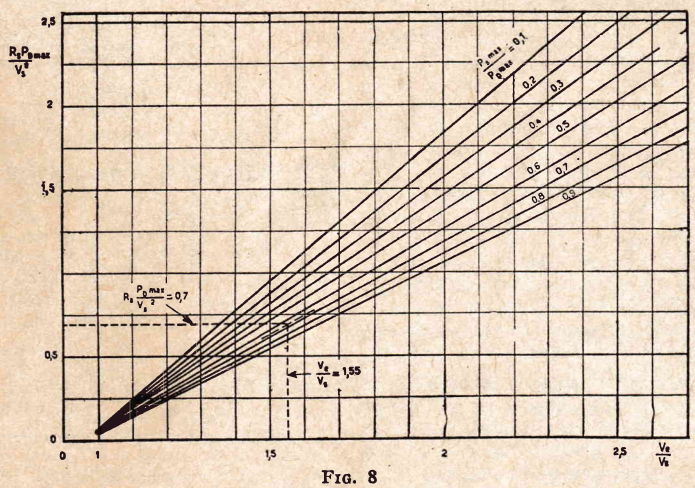


FIG. 8

4° La puissance dissipée maximum des diodes Zener actuellement disponibles ne dépasse pas 25 W (25 V — 11) ce qui limite la puissance régulée en sortie.

REGULATEURS PAR DIODES ET TRANSISTORS

Le principe des alimentations à tubes est bien connu. On compare la tension de sortie à une tension de référence généralement fournie par un tube à gaz. L'erreur est appliquée directement, ou après amplification, entre cathode et grille d'un tube qui sert de résistance variable disposé en série ou en parallèle avec l'alimentation qu'il s'agit de réguler. Les tubes à gaz présentent toutefois certains inconvénients :

— Une tension d'amorçage notablement supérieure à la tension de régime.

— La résistance interne des tubes électroniques est élevée, ce qui réduit considérablement le rendement énergétique de l'alimentation.

Ces inconvénients n'existent pas en remplaçant les tubes amplificateurs par des transistors et la diode de référence par une diode Zener. De plus l'encombrement est extrêmement réduit.

Nous étudierons l'utilisation des diodes Zener dans les circuits de régulation **à diodes et transistors** dans un prochain article.

Documentation extraite des Informations Techniques Thomson-Houston.

UN AMPLIFICATEUR MONOPHONIQUE ET STÉRÉOPHONIQUE ORIGINAL

LES ensembles de reproduction stéréophoniques sont constitués essentiellement par deux amplificateurs monophoniques montés sur un même châssis ou sur deux châssis séparés. Des montages amplificateurs spéciaux à deux voies, que nous avons déjà eu l'occasion de décrire dans ces colonnes (1), permettent de faire l'économie du deuxième amplificateur, ce qui réduit le prix de l'ensemble stéréophonique. Les tubes de sortie de l'amplificateur unique travaillent en parallèle sur un canal et en push-pull sur l'autre.

Nous décrivons ci-dessous le montage utilisé par RCA. Il comprend deux amplificateurs à lampes de sortie uniques, travaillant séparément en stéréophonie et montées en push-pull pour les reproductions monophoniques.

La figure 1 indique le schéma fonctionnel de l'amplificateur RCA à deux voies.

Les sorties de la cellule de pick-up sont branchées de telle sorte que les tensions délivrées et appliquées à l'entrée des deux amplificateurs sont égales et en opposition de phase, à la lecture d'un enregistrement stéréophonique et monophonique. Les tensions sont appliquées aux grilles des tubes préamplificateurs V101 a et V101 b. Elles sont ensuite amplifiées par les doubles triodes V102b et V103b et sont en opposition de phase sur les plaques des amplificateurs de puissance V104 et V105.

Les haut-parleurs doivent fonctionner en phase, aussi bien en stéréophonie qu'en monophonie. C'est la raison pour laquelle la phase des signaux de sortie de l'un des canaux est inversée en inversant le branchement du primaire transformateur de sortie correspondant. Les deux haut-parleurs sont ainsi en phase malgré les deux signaux déphasés de 180°, appliqués à l'entrée des deux amplificateurs comportant le même nombre d'étages.

Le commutateur S fait partie d'un sélecteur d'entrée mono-stéréo pour pick-up, bande magnétique ou tuner. Pour la lecture d'enregistrements stéréophoniques, S est ouvert et les deux amplificateurs sont indépendants. Lorsque S est fermé, les secondaires des transformateurs et les bobines mobiles des haut-parleurs sont branchées en parallèle pour la reproduction monophonique. Les tensions sur les plaques des tubes de sortie étant en opposition de phase et celles des haut-parleurs étant en phase, le fonctionnement est essentiellement le même que celui d'un montage push-pull, avec inversion de phase réalisé par le transformateur de sortie.

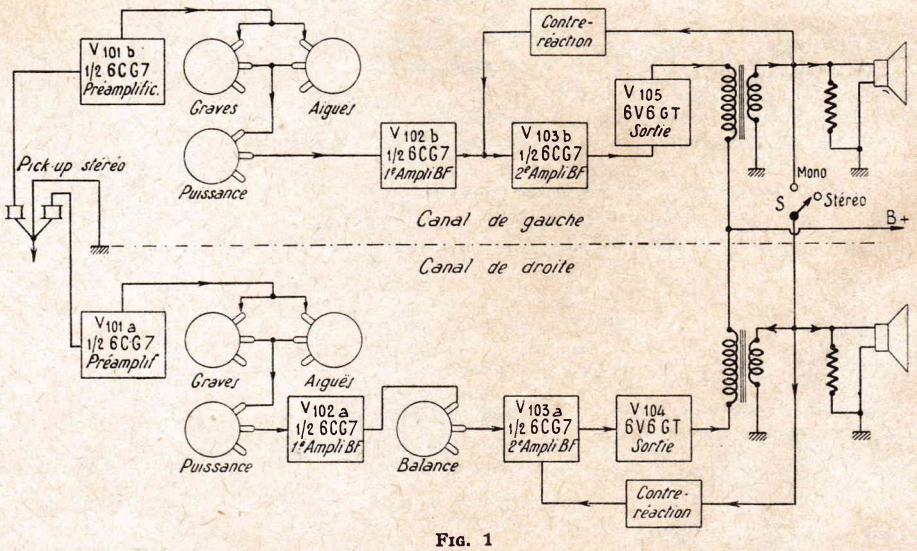


FIG. 1

(1) Voir *Haut-Parleur spécial* du 1er avril 1960.

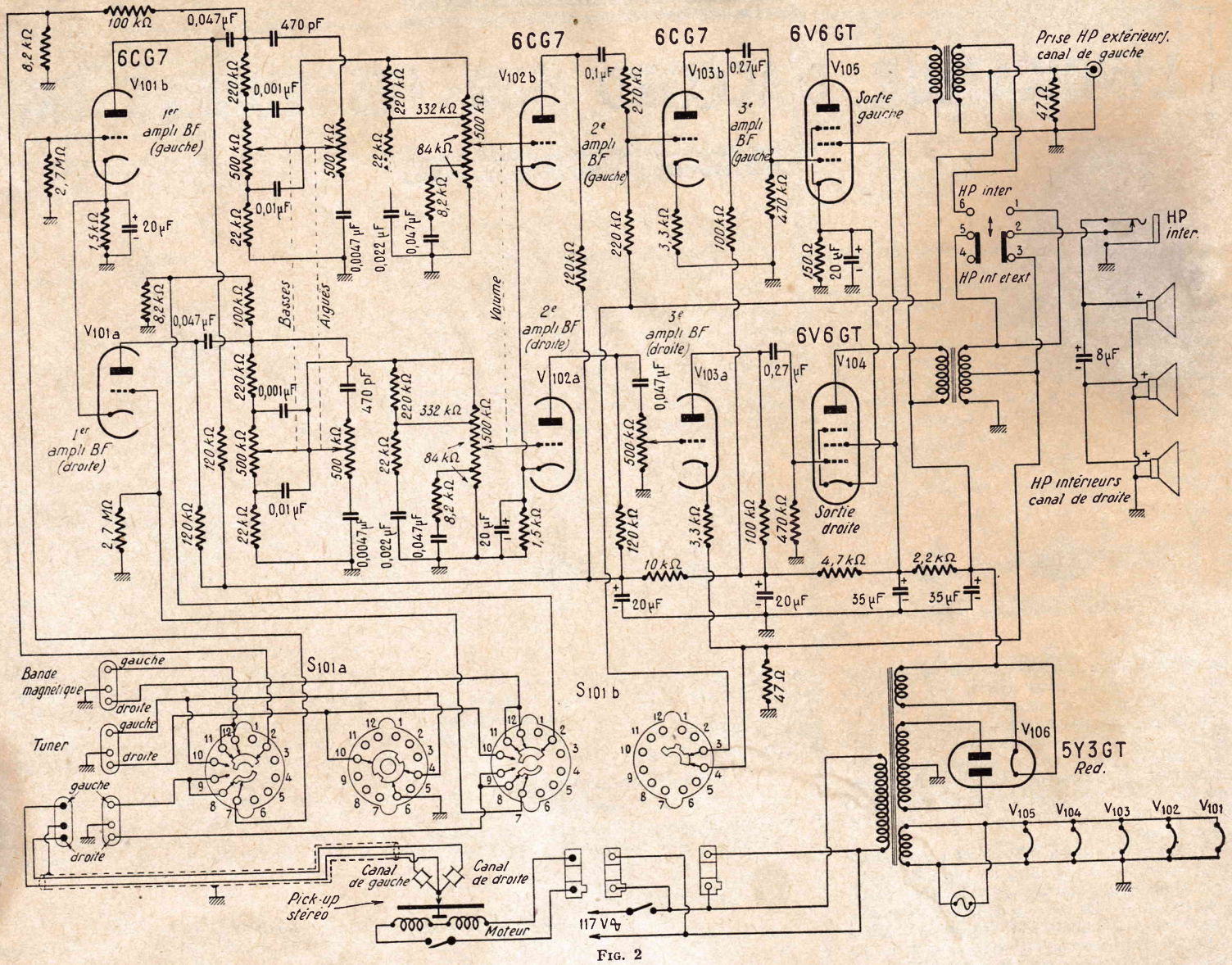


FIG. 2

ANALYSE DU SCHEMA

La figure 2 montre le schéma complet de l'amplificateur à deux canaux RCA types SHC8 et SHC9. Des prises d'entrée séparées sont utilisées pour le branchement d'un tuner, d'une tête magnétique de lecture ou d'un pick-up.

Le sélecteur d'entrée S101a à 5 positions permet de choisir l'entrée et le mode de fonctionnement (mono-stéréo). Sur les positions pick-up et tuner les jacks bande magnétique sont reliés aux plaques des deux préamplificatrices ce qui offre la possibilité de prélever les tensions stéréo appliquées à un enregistreur.

Si l'on utilise cet amplificateur à partir de la sortie d'un tuner AM ou FM, un sélecteur supplémentaire doit être disposé entre la sortie du tuner et l'entrée de l'amplificateur. Ce sélecteur comprend une inverseuse de phase qui permet d'appliquer directement à l'entrée de l'amplificateur de droite les tensions détectées AM ou FM et ces mêmes tensions déphasées de 180° à l'entrée de l'amplificateur de gauche. Le gain de l'inverseuse étant égal à 1, les tensions sont de même amplitude et déphasées de 180°.

Les dispositifs de réglage des graves, des aiguës et de volume sonore, avec correcteur relevant les basses aux faibles niveaux, sont classiques. Les mêmes réglages de chaque amplificateur sont commandés par un même axe d'un potentiomètre double.

Pour assurer de façon simple le réglage de l'équilibrage, les tensions appliquées sur la grille de l'amplificatrice V103b du canal de gauche sont divisées par un chiffre voisin de 2 par le pont des deux résistances de 270 kΩ et 220 kΩ. La grille de commande de l'étage correspondant (V103a) du canal de droite est reliée au curseur du potentiomètre de balance, de 500 kΩ. La fraction des tensions appliquées sur cette grille peut ainsi être réglée de telle sorte qu'elle soit égale à celle des tensions appliquées sur la grille de V103b.

Une contre-réaction d'environ 15 db est appliquée entre les deux derniers étages des deux chaînes amplificatrices. La tension disponible à la prise 4 Ω du secondaire du transformateur de sortie est déphasée de 180° avec les tensions d'entrée de V103b, ce qui permet, sur le canal, l'application des tensions de contre-réaction sur le circuit de grille. Pour le canal de droite, les tensions de contre-réaction et d'entrée de V103a étant en phase, la contre-réaction est appliquée par résistance cathodique.

Les plaques des tubes de sortie sont alimentées avant la cellule de filtrage comprenant la résistance bobinée de 2,2 kΩ et les deux condensateurs électrolytiques. Le ronflement résiduel du secteur est important sur les plaques, mais il est réduit par la contre-réaction. De plus, les tensions de ronflement étant en phase sur les plaques s'annulent au secondaire en raison de l'inversion de phase due à l'un des transformateurs de sortie. Le niveau de ronflement est ainsi comparable à celui d'un amplificateur classique push-pull convenablement équilibré.

Les harmoniques pairs des deux chaînes d'amplification sont en phase et s'annulent lorsque les secondaires des transformateurs de sortie sont montés en parallèle pour les auditions monophoniques.

La distorsion harmonique totale est plus faible, pour une puissance de sortie déterminée, lorsque les lampes de sortie sont utilisées en push-pull, c'est-à-dire pour les auditions monophoniques. Elle est, pour une puissance modulée de 10 watts de 3 % dans le premier cas et de 5 % dans le second.

On remarquera en outre sur le schéma de la figure 2 les haut-parleurs intérieurs connectés au canal amplificateur de droite. Un jack est branché sur le secondaire du transformateur de sortie du canal de gauche pour l'adjonction du haut-parleur nécessaire pour les auditions stéréophoniques.

Lorsque le commutateur est sur la position « HP intérieurs » et que l'on n'utilise pas de haut-parleur pour le canal de gauche, les deux amplificateurs sont en parallèle. Sur la position « HP intérieur et extérieur », le canal de gauche alimente les haut-parleurs extérieurs et une seule lampe de sortie est utilisée pour chaque canal en stéréo, alors que les lampes travaillent en push-pull sur la position monophonique, par le branchement en parallèle des secondaires des transformateurs.

(D'après Radio Electronics.)

L'INDICATEUR D'ACCORD SUR LES TUNERS FM

UN récepteur ou un adaptateur FM doit être accordé exactement sur la station à recevoir, si l'on désire éviter toute distorsion. Un dispositif de commande automatique de fréquence utilisé parfois sur les ensembles de luxe facilite l'accord et supprime les inconvénients d'une dérive éventuelle de l'oscillateur. Toutefois, dans le cas de la réception de plusieurs émetteurs de fréquences assez rapprochées, il peut être utile de débrancher le système de commande automatique de gain, pour éviter, par exemple, lorsque le récepteur est accordé sur une station faible, un désaccord automatique dû à un émetteur voisin plus puissant. Un dispositif d'accord visuel est en conséquence utile, même sur les récepteurs équipés d'une commande automatique de fréquence et à plus forte raison sur les récepteurs qui n'en comportent pas.

Lorsqu'un récepteur FM n'est pas accordé exactement sur la station à recevoir, la distorsion harmonique et d'intermodulation apparaît, en particulier sur les points de modulation. Sur un récepteur FM, les tensions BF à la sortie du discriminateur varient avec la déviation instantanée (écart de fréquence) du signal HF par rapport à la fréquence médiane de la porteuse. Si l'accord est parfait, les déviations de fréquence au-dessus et au-dessous de la fréquence médiane correspondent à la bande passante du récepteur qui est de l'ordre de 200 kc/s. C'est la raison pour laquelle lorsque l'accord n'est pas parfait, on constate de la distorsion sur les pointes de modulation qui correspondent à l'excursion maximum de fréquence.

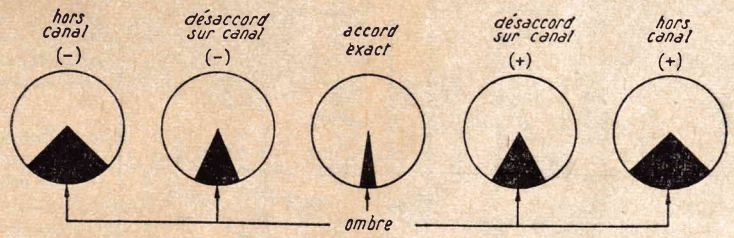


FIG. 1

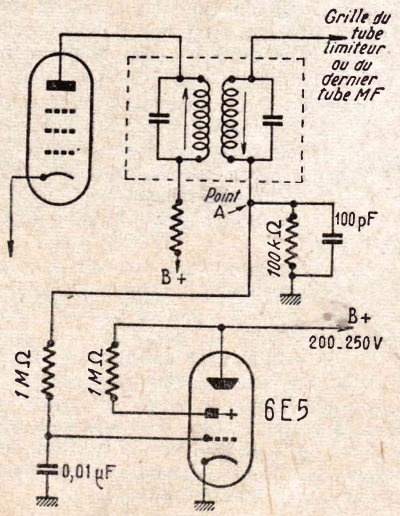


FIG. 2

LES DIFFERENTS TYPES D'INDICATEURS VISUELS

Les indicateurs visuels d'accord peuvent donner, selon leurs types, une ou deux informations concernant l'accord : dans le premier cas, il s'agit de l'amplitude relative du signal, le signal maximum étant obtenu au moment de l'accord parfait. Le deuxième type d'indicateur indique le signal maximum mais en outre permet de savoir le sens du désaccord : fréquence trop faible, fréquence trop élevée ou fréquence exacte. Les informations plus complètes de ce genre d'indicateur permettent un accord plus précis.

MICROAMPEREMETRE OU ŒIL MAGIQUE

Pendant longtemps, l'indicateur cathodique, ou œil magique, a été très populaire, mais il semble que la tendance actuelle sur les réalisations américaines soit l'utilisation d'un micro-ampèremètre de mesure. Les indications d'un tel appareil, bien qu'elles ne soient pas nécessairement plus précises, sont plus faciles à lire que celles d'un indicateur cathodique fluorescent. Le principal inconvénient est le prix plus élevé d'un micro-ampèremètre de mesure.

Nous indiquons ci-dessous plusieurs schémas d'indicateurs équipés d'un œil magique ou d'un micro-ampèremètre et donnant une ou deux informations concernant l'accord.

INDICATEUR D'AMPLITUDE MAXIMUM A ŒIL MAGIQUE

Le tube indicateur 6 E 5 est très utilisé sur les récepteurs FM américains. Son écran fluorescent est circulaire et son secteur d'ombre peut varier de 90 à 0 selon l'amplitude du signal, c'est-à-dire selon sa tension négative de grille. L'œil est ouvert (ombre maximum) lorsque l'on ne reçoit pas de station et partiellement ou complètement fermé pour un signal d'amplitude maximum (figure 1).

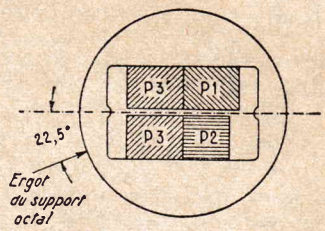


FIG. 3

Le schéma d'utilisation d'un indicateur 6 E 5 sur un récepteur FM est indiqué par la figure 2. Le faisceau électronique issu de la cathode produit une trace circulaire sur l'écran fluorescent. Une électrode spéciale dévie le faisceau. Cette électrode est reliée intérieurement à la plaque amplificatrice triode. Lorsque la plaque devient plus positive en raison de la tension négative de grille plus élevée la déviation provoquée par l'électrode spécialement prévue est plus réduite et le secteur d'ombre est diminué ou supprimé.

Pour une haute tension de 250 V, une tension d'environ — 8 V est nécessaire sur la grille pour fermer complètement l'œil (pas de secteur d'ombre). Cette tension négative peut être prélevée sur le secondaire du dernier transformateur moyenne fréquence, comme indiqué par la figure 2. La tension négative maximum correspond au signal maximum. Si la fermeture de l'œil est insuffisante ou si elle est trop rapide, réduire ou augmenter selon le cas la valeur de la résistance d'alimentation de grille de 1 MΩ.

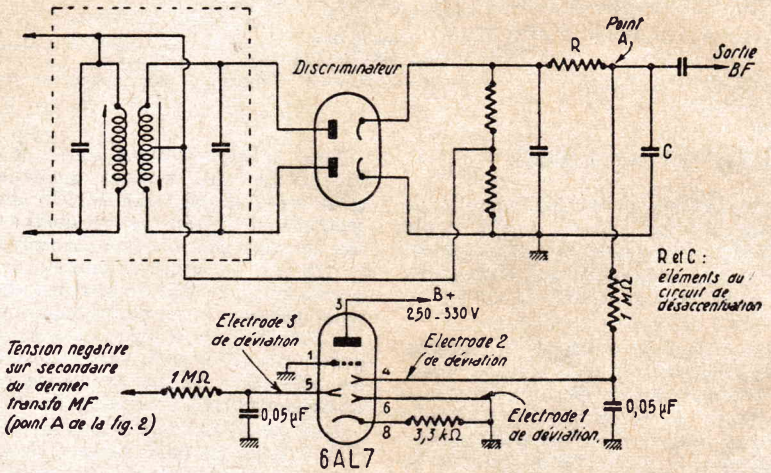


FIG. 4

Lorsque le récepteur FM a un ou plusieurs étages limiteurs, la tension négative de commande de l'œil est facilement disponible comme indiqué sur le schéma. Toutefois, si le récepteur est équipé d'un détecteur de rapport, l'extrémité inférieure du secondaire du dernier transformateur moyenne fréquence se trouve connectée à la masse. On peut alors déconnecter cette extrémité et la relier à la masse par une résistance de 100 kΩ shuntée

par un condensateur de 100 pF. Un réalignement de l'amplificateur MF du récepteur peut être alors nécessaire.

D'autres types d'indicateurs cathodiques tels que les EM 80 et EM 85 de la série noval peuvent être utilisés. Le tube à pente variable EM 85 est particulièrement recommandé, car sa grande sensibilité aux faibles signaux facilite l'accord sur les stations éloignées.

INDICATEUR D'AMPLITUDE MAXIMUM ET DE LA FREQUENCE EXACTE D'ACCORD A ŒIL MAGIQUE

Le tube indicateur spécial 6 AL 7 ou 6 AL 7 GT appelé « balance magique » indique non seulement l'amplitude maximum du signal, mais encore la fréquence exacte et le sens du désaccord. Les différentes électrodes du 6 AL 7 (trois électrodes de déviation) sont indiquées sur la figure 4, la figure 3 représentant les secteurs lumineux commandés respectivement par chacune des électrodes. La disposition de l'ergot du support octal du tube permet de repérer les différents secteurs lumineux.

Sur la figure 5, on peut voir l'aspect de ces secteurs lumineux selon l'accord. Pour un accord exact et un récepteur convenablement aligné, les deux barres verticales sont exactement de la même largeur. De plus, cette largeur minimum correspond au maximum du signal.

La figure 4 représente l'utilisation d'un 6 AF 7 avec un discriminateur Foster-Seeley. L'électrode n° 3 qui commande le côté gauche des deux barres et agit considérablement sur leur largeur est reliée à une source de tension négative, en l'occurrence sur la résistance de fuite de grille de l'étage limiteur (point A de la figure 2). L'électrode n° 1 est reliée à la masse et l'électrode n° 2 est commandée par la composante continue à la sortie du discriminateur après filtrage des composantes alternatives par résistances et condensateurs. Au moment de l'accord exact sur la fréquence porteuse, la composante continue est nulle : il n'y a ainsi aucune différence de potentiel entre les électrodes 1 et 2 et la surface de P_2 est égale à celle de P_1 ; les deux barres sont de même largeur. Dans le cas d'un désaccord, une tension positive ou négative est appliquée sur l'électrode n° 2 qui devient positive ou négative par rapport à l'électrode n° 1. P_2 devient plus large ou plus étroit que P_1 (fig. 3).

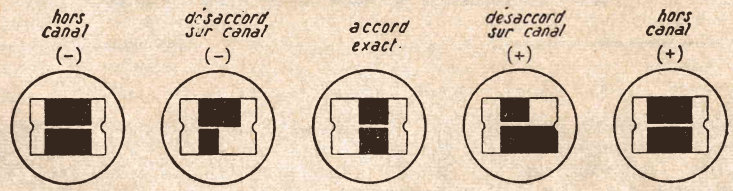


Fig. 5

Sur la figure 6, le 6 AL 7 est utilisé sur un récepteur équipé d'un détecteur de rapport du type symétrique. La tension négative pour l'électrode n° 3 est prélevée sur l'armature négative du condensateur électrolytique du circuit de détection. L'électrode n° 1 est reliée à la masse comme précédemment et l'électrode n° 2 est connectée à la sortie BF par l'intermédiaire d'un filtre à résistance et condensateur destiné à éliminer les composantes alternatives. Seule la composante continue, négative, nulle ou positive selon l'accord est transmise.

Très souvent, le détecteur de rapport n'est pas monté de façon symétrique ; la figure 7 représente le branchement à peu près semblable du 6 AL 7.

Sur la figure 9, un autre type de détecteur de rapport non symétrique est représenté, que le schéma recommandé de brancher du 6 AL 7. On remarquera que le branchement des électrodes n° 1 et n° 3 est différent de celui des autres schémas. Les rectangles lumineux ont également un aspect différent. Pour obtenir la même disposition que celle de la figure 5 il faut brancher le 6 AL 7 de la même façon que sur les montages des figures 6 et 7, sauf l'électrode n° 3, dont la tension négative de commande est à prélever sur la résistance de grille du dernier étage limiteur comme dans le cas de la figure 4.

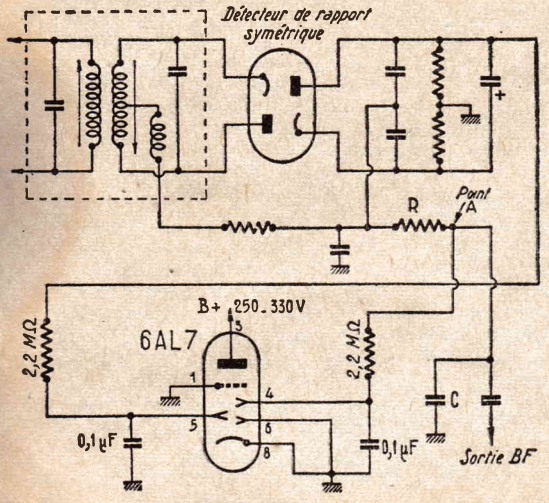


Fig. 6

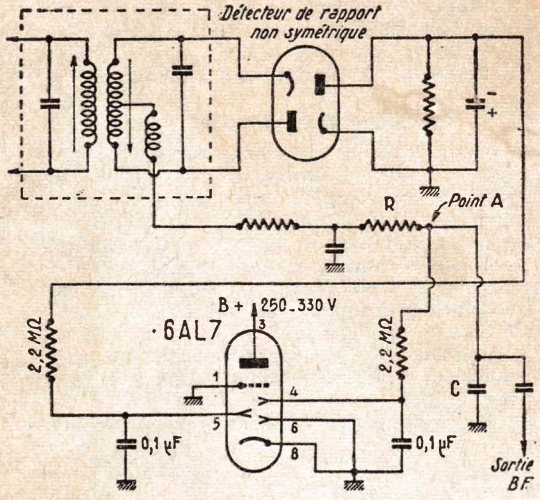


Fig. 7

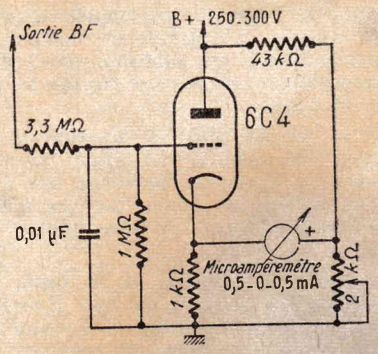


Fig. 8

INDICATION DE L'AMPLITUDE MAXIMUM DU SIGNAL

Le schéma de branchement est celui de la figure 8. Un tube supplémentaire du triode (6 C 4, demi 12 AU 7, etc.) est nécessaire dans le cas de l'utilisation d'un appareil déviant au maximum pour un courant de 1 mA. La grille de commande de l'étage triode est reliée à une source de tension négative (point A de la figure 2).

Pour une tension nulle sur la grille, le potentiomètre est réglé de telle sorte que la tension à son extrémité supérieure soit égale à celle de cathode. Il n'y a ainsi aucune tension appliquée sur le milliampèremètre et aucune déviation de l'aiguille. Lors de la réception d'un signal, la grille devient négative ce qui diminue la tension de cathode (courant anodique plus faible) et produit une déviation de l'aiguille. Si la déviation de l'aiguille est trop importante sur les stations puissantes, on peut augmenter la valeur de la résistance d'alimentation de grille, de 470 kΩ.

INDICATION DE LA FREQUENCE MEDIANE D'ACCORD

Le schéma est celui de la figure 10, la lampe 6 C 4 ou partie triode d'une d

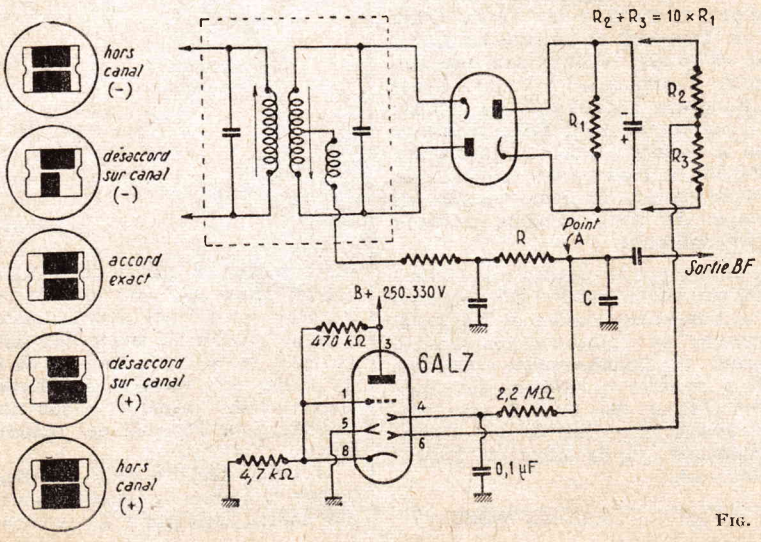


Fig. 9

triode 12 AU 7 montée en amplificatrice de courant continu. L'appareil de mesure, de sensibilité 0,5-0-0,5 mA doit être prévu pour tensions positive et négative, avec zéro au milieu de l'échelle.

Pour une tension nulle sur la grille, le potentiomètre d'équilibrage est réglé de telle sorte que son extrémité supérieure soit à la même tension que la cathode du tube 6 C 4 afin que l'aiguille soit au zéro (milieu de l'échelle).

La composante continue de la sortie BF est appliquée sur la grille du tube. Lorsqu'il y a désaccord et au voisinage de l'accord sur la station à recevoir, la tension appliquée sur cette grille est positive ou négative, ce qui fait dévier l'aiguille à gauche ou à droite. Si la déviation de l'aiguille est insuffisante ou trop importante il est nécessaire d'augmenter ou de diminuer la valeur de la résistance de grille de 1 MΩ faisant partie d'un pont diviseur de tension.

Le prix de revient d'un tel indicateur est d'environ 4 fois supérieur à celui d'un 6 AL 7 remplissant le même rôle. En utilisant un micro-ampèremètre de sensibilité plus élevée que 0,5-0-0,5 mA on peut supprimer le tube 6 C 4 et il suffit de relier l'appareil par une résistance série à la sortie BF (point A des figures 4, 6, 7, 9).

Lorsqu'un récepteur FM sensible est désaccordé de la fréquence centrale d'un signal FM d'un émetteur, sans être complètement hors du canal, la tension au point A précité peut être

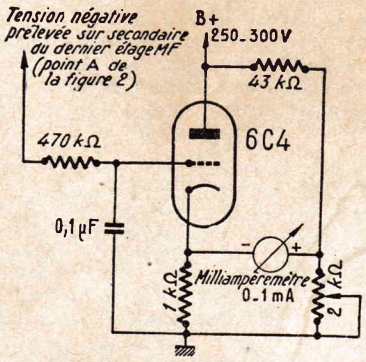


Fig. 10

de ± 5 V ou même d'amplitude supérieure. Un appareil de mesure de sensibilité moyenne peut alors convenir. Par contre, avec un récepteur FM moins sensible la composante continue est plus faible et un appareil de mesure plus sensible est nécessaire.

La valeur minimum de la résistance série doit être, avec la résistance R des figures 4, 6, 7 et 9, d'environ 100 kΩ, afin d'éviter l'effet de charge de l'appareil de mesure en raison de sa faible résistance. En supposant une tension disponible maximum de 5 V, un courant de 50 µA traversera la résistance de 100 kΩ en ne tenant pas compte de la faible résistance de l'appareil de mesure. Ce dernier pourra être de type 50-0-50 µA bien qu'une sensibilité de 100-0-100 µA assurant la demi-déviation de part et d'autre du zéro, permette d'obtenir une indication suffisante.

L'effet de charge par la résistance de 100 kΩ diminue légèrement la sortie BF (environ 3 db avec un micro-ampèremètre de 100-0-100 µA) et augmente de façon très peu sensible la distorsion d'intermodulation (environ 0,5 %). On y remédie en utilisant une résistance de 0,5 MΩ au lieu de 100 kΩ. Dans le cas d'une tension disponible de 5 V, l'appareil de mesure doit être de sensibilité 10-0-10 µA ou 25-0-25 µA.

(D'après « Electronic World ».)

LES TRANSFORMATIONS DU MATÉRIEL D'ENREGISTREMENT CINÉMATOGRAPHIQUE

Les résultats actuels obtenus dans la technique cinématographique et, en particulier, la réalisation des projections panoramiques avec effet stéréophonique ou de relief sonore, n'ont pu être atteints que grâce à l'alliance des dispositifs optiques avec un matériel électro-acoustique de plus en plus perfectionné. La solution du problème de la projection sonore a consisté d'abord dans la mise au point des méthodes d'enregistrement et de reproduction des sons, utilisées pour la première fois, à partir de 1926 et grâce à l'adoption de dispositif d'amplification électronique.

La complexité de ce problème a toujours été très grande, puisqu'il a fallu étudier, à la fois des dispositifs optiques, mécaniques acoustiques, électriques, radioélectriques et même chimiques. L'avènement des procédés d'enregistrement magnétique et de la télévision cathodique a nécessité des recherches d'un ordre nouveau, et ouvre peut-être de nouveaux domaines puisque, pour la première fois dans l'histoire du cinéma, on peut envisager l'emploi d'une méthode permettant tout aussi bien l'inscription des sons que des images, sans avoir recours à une émulsion photo-sensible.

Les débuts français du film sonore

Dès les débuts du cinématographe, c'est-à-dire vers 1900, les techniciens avaient eu l'idée naturelle de combiner un appareil cinématographique et un phonographe, pour obtenir une projection animée et sonore et des combinaisons mécaniques de ce genre figuraient à l'exposition de 1900. Les appareils présentés par la Maisons Gaumont, dès 1902, à la Société Française de Photographie et, en 1910, à l'Académie des Sciences, permettaient la réalisation de projections sonores déjà remarquables.

Des films parlants appelés « **Phonoscènes** » rencontrèrent, à partir de 1910 environ, un accueil favorable du public français et étranger, mais ne pouvait être consacrés qu'à un nombre de sujets très restreints : monologues ou soli d'instrument de musique ou de chant, par exemple. Ce furent plutôt la nouveauté de l'invention et son caractère merveilleux pour l'époque qui séduisirent le public.

Il fallut attendre près de vingt ans pour arriver à réaliser un procédé cinématographique sonore satisfaisant les yeux et les oreilles du spectateur et non plus seulement sa curiosité. L'idée initiale de la projection sonore est cependant essentiellement française et les premières réalisations pratiques ont été présentées par un grand pionnier du cinéma, Léon Gaumont, sans jamais avoir eu recours aux moyens matériels puissants dont disposaient les chercheurs américains.

On peut, d'ailleurs, distinguer deux phases dans l'histoire du cinématographe sonore, comme dans celle des machines parlantes, celle qui précède et celle qui suit l'utilisation des procédés électroniques.

C'est l'électronique qui a permis de réaliser des appareils de cinématographe sonore satisfaisants, comme elle a permis de perfectionner les phonographes à disques microsillons et à assurer, pour la première fois, l'utilisation pratique et de développement de la méthode d'enregistrement magnétique dont le principe était connu depuis 1898.

Le cinématographe sonore primitif

Dans les débuts du phonographe, l'enregistrement des rouleaux, puis des disques, s'effectuait uniquement par un procédé acoustique direct au moyen d'un graveur comportant une membrane vibrant mécaniquement. L'orateur, le chanteur ou le musicien devait s'approcher très près du pavillon enregistreur, et seuls les sons d'un orchestre pouvaient être captés à plusieurs mètres de distance.

Lors des prises de vues sonores synchronisées, l'appareil phonographique devait pourtant être placé en dehors du champ de la caméra, ce qui était fort difficile. Léon Gaumont imagina, dès 1900, la méthode du double enregistrement, qui devait servir de prototype au procédé moderne du « playback ».

Un chanteur ou un orateur se plaçait d'abord devant le phonographe et sa voix était enregistrée sur un disque ; le même personnage était ensuite filmé, pendant qu'on lui faisait entendre l'enregistrement précédent, et il essayait d'adapter ses gestes et ses expressions aux paroles entendues. C'est là, on le voit, le principe de **la cinématisation** moderne encore en faveur auprès de nombreux amateurs de format réduit. L'opération inverse d'adaptation des paroles aux images constitue **la post-synchronisation** actuelle..

Vers 1910, cependant, Léon Gaumont et ses collaborateurs eurent déjà l'idée de remplacer

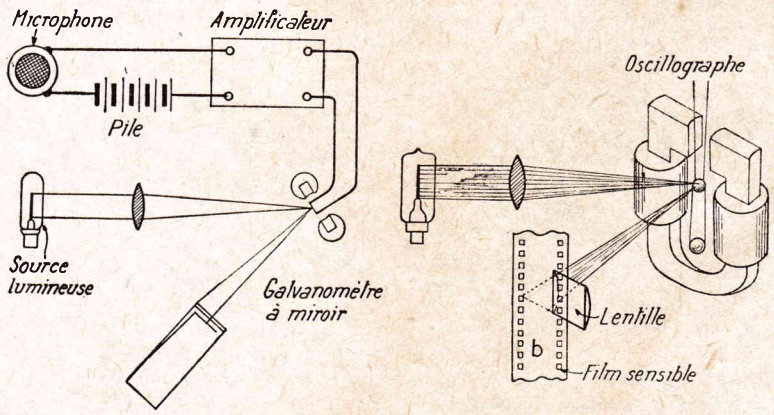


Fig. 1. — *Le dispositif d'enregistrement photographique Gaumont-Petersen*

l'enregistrement purement mécanique des disques par un dispositif d'inscription électrique, avec une sorte d'écouteur téléphonique graveur. Cela permettait de placer le microphone hors du champ de l'objectif cinématographique, ce qui rendait possible l'enregistrement simultané et l'édition des premiers films parlants artistiques ou d'enseignement, à partir de 1911.

La gravure des disques était cependant encore faible et la reproduction mécanique ordinaire des sons enregistrés avait une intensité insuffisante. Léon Gaumont eut alors l'idée d'employer un système d'amplification et, tout d'abord, un procédé à air comprimé, dont le principe avait été entrevu par Edison, et qui fut appliqué pratiquement par G. Laudet.

Dès la réalisation de ces premiers appareils de cinématographie sonore on comprit la nécessité de faire dépendre la vitesse du projecteur de celle du phonographe, un léger décalage de la vitesse de projection étant inaperçue, tandis qu'une très faible variation de l'entraînement de la machine parlante produit une déformation accentuée.

Dès 1902, la maison Gaumont étudiait donc des régulateurs de synchronisme avec aiguille indicatrice et, dès 1910, dans les **Chronophones** le synchronisme était déjà absolument automatique grâce à l'emploi d'un dispositif électro-mécanique fort ingénieux.

En même temps, on utilisait des phonographes à mouvement continu comportant deux plateaux, avec dispositif automatique de changement de disques, qui permettaient, en principe, l'enregistrement de discours, conférences, morceaux de chant, et même pièces de théâtre complètes.

L'apparition de la lampe à trois électrodes permit de transformer la technique du phonographe et de la cinématographie sonore. Les premiers enregistrements électriques sur disques datent de 1925. En août 1926, la société américaine Vitaphone présente à New-York les premiers films parlants, avec accompagnement sonore par disques joués électriquement. Dès 1928, des projections parlantes étaient réalisées dans le monde entier avec ce nouveau procédé à disques.

Les techniciens constatèrent pourtant les défauts pratiques et acoustiques qui subsistaient encore : manipulation délicate, prix élevé, bruits d'aiguille, synchronisme difficile à maintenir, etc.

C'est 1927 qu'apparut aux Etats-Unis le premier film parlant édité par la Société Fox-Films, avec accompagnement sonore obtenu par inscription photographique sur la marge du film d'images.

Les inscriptions graphiques des sons

Dès le début du dix-neuvième siècle, plusieurs physiciens découvrirent des procédés permettant l'enregistrement de sons quelconques, ou plutôt des vibrations sonores de corps quelconques, par des procédés graphiques. Les appareils primitifs ne permettaient pas directement l'enregistrement de la voix, le style enregistreur ne pouvant être actionné par les ondes directes. On peut citer ainsi le **phonoautographe** de Léon Scotte de 1857.

Ce fut seulement le galvanomètre à miroir modifié, ou oscillographe, imaginé dès 1893 par le grand savant français André Blondel, et perfectionné par lui en 1901 et 1902, qui devait servir, après transformation, à constituer l'organe essentiel des appareils d'enregistrement graphique des sons à densité fixe.

Les premières photographies des sons françaises

Le Docteur Marage, à l'aide de l'oscillographe de Blondel, obtint les premières photographies de la voix humaine exécutées en France sur film sensible, mais il s'agissait uniquement d'étudier les défauts de la voix et non d'obtenir une reproduction ultérieure des sons enregistrés.

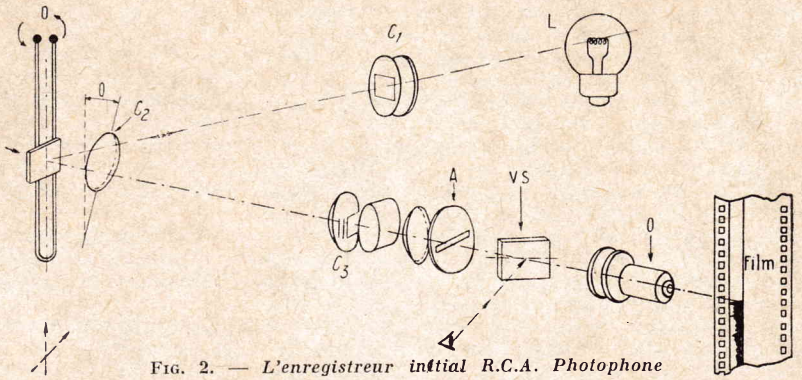


FIG. 2. — *L'enregistreur initial R.C.A. Photophone*

L'Anglais William Duddel établit en 1900, et breveta, un montage à arc à lueur variable modulé par la voix, qui devait être perfectionné par Ruhmer et servir à obtenir les premiers enregistrements photographiques à densité variable.

Le brevet du 10 novembre 1902 du même physicien devait servir, d'autre part, de prototype aux systèmes modernes d'enregistrement à densité fixe, et l'emploi de l'oscillographe bifilaire Blondel était, dès lors, nettement indiqué.

Ernest Ruhmer avait, d'ailleurs, établi en 1901 la première machine pratique permettant l'enregistrement et la reproduction des sons par un procédé à densité variable.

Nombreux furent les inventeurs qui tentèrent de réaliser des enregistrements photographiques de la voix, mais tous les appareils antérieurs à 1900 étaient uniquement enregistreurs.

Ce fut le Français Eugène Augustin Lauste, établi aux Etats-Unis, qui conçut le premier, dès 1906, l'idée moderne des films sonores à enregistrement photographique. En 1900, il construisit une première « valve de lumière » à grille pour l'enregistrement, mais beaucoup de projets furent successivement étudiés, puis abandonnés. En 1904, Lauste s'associa avec William Kennedy et Laurie Dickson et construisit un appareil d'enregistrement rudimentaire. Le premier brevet de Lauset ne fut pourtant pris qu'en 1906, en collaboration avec un inventeur australien, Haines et un ingénieur anglais, John Saint Vincent Pletts. Ce brevet anglais n° 18057 était intitulé : « A new and improved method of and means fort simultaneously recording and reproducing movements and sounds ».

A partir de 1908, Lauste construisit de mu tiples modèles d'appareils électro-mécaniques le plus remarquable était constitué par un galv nomètre à boucle à fil en métal diamagnétiq placé dans un champ magnétique, plus moins analogue à la valve de lumière de Western Electric.

Au moment de la guerre de 1914, Laus avait enregistré des centaines de mètres film sonore et discerné les principes essenti du cinématographe sonore à enregistreme photographique, mais il lui manquait le sy tème d'amplification à lampes à vide pour te miner pratiquement sa tâche.

La première phase industrielle de l'enregistrement photographique

Les recherches sur l'enregistrement phot graphique furent interrompues par la gue de 1914. Il manquait à ce moment, non idées, mais les moyens matériels de réali tion : amplificateurs à lampes à vide, ha parleurs, cellules photo-électriques, cellules Kerr, etc...

Les recherches originales de 1919 à 19 sont presque uniquement constituées par travaux entrepris dans les laboratoires Ga mont par les ingénieurs danois Peters Poulsen, à partir de 1920.

En 1919, trois ingénieurs allemands fo daient la Société Tri-Ergon, à laquelle faisaient apport de brevets fort importants. leur côté, les sociétés A.E.G., Siemens Telefunken devaient fonder la Société Kla Film pour l'étude du cinématographe sono

Ces efforts ont été groupés en 1928 par formation de la Société Tobis (Ton-Bild Sy dicat) qui possédait les brevets Triergon, tersen et Poulsen, Ultraphone et Messter.

Aux Etats-Unis, Lee de Forest réalisa 1918 une première lampe à luminescence po l'enregistrement photographique. Vers la mê époque apparut une lampe à luminescence d Aeo-Ligth, des Ets. Fox-Films.

A ce moment, prirent également naissa les procédés Movietone de la Western Elect à valve de lumière électro-mécanique et appareils de la Radio Corporation of Amer du type R.C.A. Photophone à densité fixe.

Les différents procédés d'enregistrement

L'avènement pratique et industriel du ciné parlant date ainsi de 1930, et l'enregistrem photographique assurait non seulement la q lité sonore indispensable, mais permettait a de résoudre le problème du synchronisme d'u manière automatique, puisque les sons étai inscrits sur une piste sonore marginale du f lui-même, portant les images. Les vibrati sonores ainsi photographiées peuvent se p senter, on le sait, sous forme de dents de s plus ou moins resserrées et effilées, ce constitue **l'inscription à densité fixe et à él gation variable.** On peut également inscrire suite de raies continues plus ou moins opaq et c'est **la méthode à densité variable.**

Pour assurer l'élongation variable, on p balayer indirectement la surface d'un film s sible avec un spot lumineux dévié plus moins par réflexion sur un miroir oscil dérivé de l'oscillographe de Blondel. On p

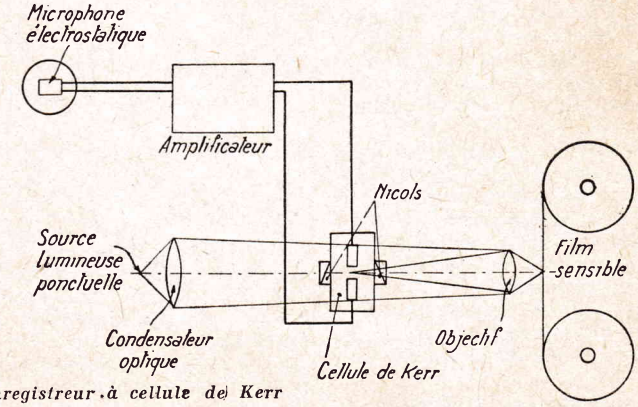


FIG. 3. — *Enregistreur à cellule de Kerr*

aussi faire varier la longueur d'une fente lumineuse au moyen d'un volet mécanique produisant une obturation variable.

La méthode par oscillographe était employée dans le procédé Petersen-Poulsen avec le rayon lumineux de l'oscillographe réfléchissant et se concentrant au moyen d'une lentille cylindrique en un faisceau très fin de quelques centièmes de millimètres qui se déplace sur le film sensible (fig. 1).

Le **procédé R.C.A.** est du même genre, et il comporte un galvomètre électro-magnétique.

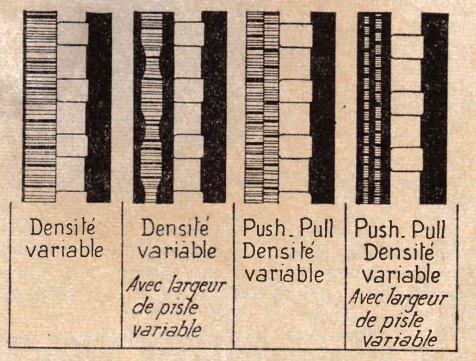


FIG. 4. — *Différents types d'enregistrements à densité variable.*

On peut obtenir actuellement avec cet appareil une excellente courbe de réponse de 30 c/s à 12 kc/s, avec une puissance de modulation de 0,5 watt (fig. 2).

Le dispositif **Klang-Film** électrodynamique ou procédé « Eurocord » récent comporte deux rubans parcourus par le courant d'enregistrement et tendus dans l'entrefer d'un aimant. Ces rubans portent un miroir de faible dimension, et le système est amorti dans de l'huile.

Un autre dispositif du même genre, mais magnétique, est monté sur les appareils de reportage de cette même marque du type « Minicord ».

Dans le type R.C.A. primitif, le spot était simplement déplacé le long de la fente mécanique, et l'on obtenait un enregistrement avec une seule rangée de dents de scie.

Grâce à l'utilisation d'un axe d'oscillation horizontal et d'un cache à ouverture triangulaire, on obtient une piste à double élongation symétrique dite **noiseless**, c'est-à-dire sans bruit fond. Ce dispositif a pour but, en effet, la diminution de la production des bruits parasites par rapport aux signaux utiles, ces bruits étant produits en grande partie par le passage du faisceau lumineux de reproduction dans le lecteur de sons à travers la partie du film transparente non impressionnée. Il en résulte, évidemment, la production de bruits parasites par transformations des variations lumineuses en effets électriques dans la cellule photo-électrique.

La méthode à double piste symétrique permet de diminuer beaucoup ces bruits, en réduisant la partie non enregistrée et en modifiant en quelques sorte, la piste suivant la modulation, ce qui permet de réduire au minimum la partie non impressionnée qui ne présente par un rôle utile. La diminution de la largeur de la bande transparente est assurée en obturant le flux lumineux d'enregistrement d'une manière inversement proportionnelle à la modulation.

La méthode d'enregistrement « silencieux » avait, d'ailleurs, aussi été adoptée dès 1931 par la Société Western Electric par le réglage du niveau de la piste photographique à densité variable.

La réalisation des pistes photographiques à élongation variable peut aussi être obtenue à l'aide, comme nous l'avons indiqué, d'un volet mécanique mobile, obturant plus ou moins une fente lumineuse.

Dans cette catégorie, on peut considérer le dispositif Radio Cinéma comportant deux rubans croisés parcourus en sens inverse par le courant de modulation, et l'appareil **Selenophon** utilisant un fil tendu et incliné dans l'entrefer d'un aimant. Les deux fils forment une boucle qui obture plus ou moins le faisceau impressionnant le film et, par suite, produisent les dents de scie classiques à une seule rangée.

Les procédés à densité variable

Pour obtenir sur la piste sonore à densité variable une succession de barres ou traits horizontaux de densité photographiques variable, on peut utiliser un système modulateur permettant, soit de faire varier l'éclairement provenant d'une source lumineuse dont l'action varie suivant la modulation elle-même, soit de faire varier la durée de l'exposition, en fonction également de la modulation, c'est-à-dire qu'on peut agir, soit sur la brillance de la source, soit sur la transmission de la lumière.

Les dispositifs les plus anciens les plus simples, en principe, dans le premier cas, sont les tubes à lueur, éutdiés dès 1923 et employés en particulier, vers 1930, par Fox Movietone. Il s'agissait d'une lampe à luminescence dans une atmosphère gazeuse raréfiée et dont la lueur cathodique variait au rythme de la tension modulée. A l'aide d'un système optique, on formait sur le film une fente lumineuse de lueur variable produisant les traits contigus de la piste.

C'est ainsi qu'on a employé des ampoules contenant une cathode de platine recouverte d'un oxyde alcalino-terreux, et une anode en nickel montée en regard dans cette lampe modulatrice dite Aeo-Ligth employée pour les actualités américaines Fox dès 1927. Dans les modèles Osram, la décharge se produisait dans un mélange d'azote et d'hélium et dans un tube de quartz.

Le principe était simple et attrayant; malheureusement, le fonctionnement n'était pas linéaire et les déformations étaient nombreuses. C'est pourquoi, cette méthode semble aujourd'hui abandonnée.

Un autre procédé longtemps utilisé, et d'origine allemande, a consisté dans l'emploi d'une cellule de Kerr adoptée par la Société Tobis. Dans ces cellules, on employait suivant le système un condensateur dont les armatures étaient très légèrement rapprochées et entre lesquelles on faisait passer un faisceau très fin de lumière polarisée. Les armatures étaient plongées dans une petite cuve à parois verticales transparentes et remplie de nitro-benzène.

De chaque côté de la cuve se trouvaient deux nicols croisés et on appliquait sur les armatures les modulations d'enregistrement avec une polarisation en courant continu de l'ordre de 1 000 V. On obtenait ainsi une rotation du plan de polarisation d'un plan lumineux entre les deux nicols et, par suite, une modulation de l'intensité de la lumière, ce qui permettait de réaliser sur le film une impression photographique à densité variable (fig. 3).

Mais le rendement lumineux était faible et il fallait procéder à un contrôle chimique difficile du liquide de la cuve, ce qui a amené son abandon, malgré l'avantage du système, en particulier, la faible inertie de l'obturateur.

Cette idée a cependant été reprise par la Société Paramount, sous une forme améliorée, en remplaçant la cuve de nitro-benzène par des cristaux synthétiques A.D.P. montés entre des nicols polariseurs et analyseurs avec une polarisation continue de l'ordre de 5 000 volts. Le rendement lumineux de ce modulateur est plus élevé et, surtout, ses qualités de modulation sont très satisfaisantes (fig. 4).

Une autre cellule de modulation à transmission variable et à ondes ultra-sonores produites par un quartz piézo-électrique avait été proposée en 1935 par la Société anglaise Scophony, mais les résultats obtenus semblent surtout avoir été intéressants en télévision.

Les modulateurs produisant l'obturation variable d'un faisceau lumineux d'intensité

Aspect de la piste	Applications types	
Simple élongation	selenophon	R.C.A
Elongations symétriques	Radio-Cinéma	A.C.A
Elongations symétriques	Westrex	
Pistes multiples	British acoustic 2 pistes Klangfilm-minicord 7 pistes Laffon Selgas 11 pistes	

FIG. 6. — *Différentes formes d'enregistrements à densité fixe et systèmes correspondants utilisés*

constante et constituant, en quelque sorte, des valves de lumière, sont simples, stables et robustes.

La « Ligth Valve » de la Western Electric employée dès 1928 et n'a subi depuis lors que des modifications de détail. Elle comporte une 15 centièmes de millimètre, formant deux brins parallèles, assurant une fente au repos de 6,5 mm de long et de 50 microns de large. Les brins parallèles sont placés dans l'entrefer d'un électro-aimant et la boucle est reliée à l'amplificateur microphonique. Le passage des courants détermine l'ouverture et la fermeture de la boucle à la cadence des courants qui la traversent. La profondeur de modulation se manifeste par une variation de la largeur du spot de 3 à 47 microns, ce qui correspond à des temps d'exposition variant entre 1/150.000 et 1/10 000 de seconde (fig. 5).

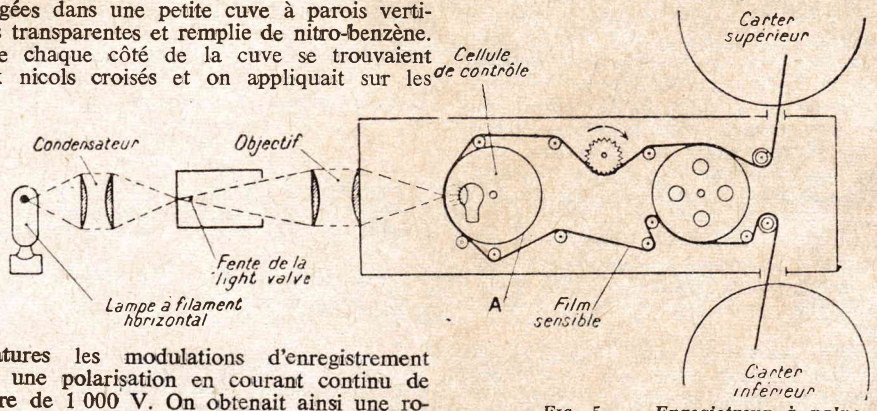


FIG. 5. — *Enregistreur à valve de lumière Movietone*

Ce procédé est également adopté par la Société Cinéma Tirage Maurice ainsi que dans boucle en fil de duralumin, actuellement de des caméras d'actualités diverses.

La méthode universelllement utilisée consiste, d'ailleurs, toujours dans l'enregistrement à double bande quelle que soit la piste sonore.

Les modifications envisagées ont été surtout rendues nécessaires par l'avènement des méthodes de protection panoramique, nécessitant l'adoption de plusieurs pistes, pour assurer le son stéréophonique.

R.S.

notre COURRIER TECHNIQUE

RR - 5.06/F. — M. Jean-Louis Ben Amour à Mascara (Algérie).

1°) Il n'est pas possible de fixer par correspondance la portée d'un transceiver. Cette portée dépend du rendement de l'appareil, c'est-à-dire du soin apporté à sa réalisation électrique ; elle dépend aussi de l'antenne utilisée et du dégagement (de la visibilité) entre les deux appareils. Autrement dit, cela peut varier entre quelques dizaines de mètres et plusieurs kilomètres.

2°) **Tube 6C4 :** triode ; chauffage 6,3 V 0,15 A ; V_a = 250 V ; V_g = — 8,5 V ; I_a = 10,5 mA ; ρ = 7 700 Ω ; S = 2,2 mA/V ; k = 17 ; dissipation plaque max. = 5 W ; $V_{a\ max}$ = 350 V. Le brochage de ce tube est représenté sur la figure RR - 506.

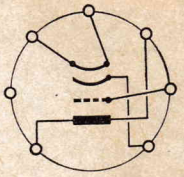


FIG. *RR* - 506

●

RR - 5.08/F. — **M. G. Bouville à Etaples (Pas-de-Calais).**

CV6 : triode à chauffage indirect 6,3 V 0,2 A ; V_a = 250 V ; I_a = 14 mA ; ρ = 6 600 Ω ; S = 3 mA/V ; k = 20.

CV65 (ou P_{en} 25) : pentode chauffage direct 2 V 0,15 A ; V_a = 120 V ; $V_{a\ max}$ = 150 V ; I_a = 5 mA ; V_{g1} = — 3,6 V ; V_{g2} = 120 V ; I_{g2} = 1,5 mA ; S = 4,5 mA/V ; Z_a = 14 000 Ω ; W_{utile} BF = 0,4 W.

FW4/500 : Valve biplaque ; chauffage 4 V 3 A ; V_a = 500 V_{eff} ; I_a = 250 mA $_{max}$; tension inverse $_{max}$ = 1 600 V.

VR22 (ou 220PA) : triode à chauffage direct 2 V 0,2 A ; V_a = 150 V ; I_a = 10 mA ; V_g = — 4,5 V ; S = 4 mA/V ; k = 16 ; ρ = 4 000 Ω ; Z_a = 9 000 Ω.

VT50 (ou HL2K) : triode à chauffage direct 2 V 0,1 A ; V_a = 100 V ; I_a = 3,2 mA ; V_g = 0 V ; S = 1,5 mA/V ; k = 27 ; ρ = 18 000 Ω.

VT52-EL32 : pentode à chauffage indirect 6,3 V/0,2 A ; V_a = 250 V ; V_{g2} = 250 V ; I_a = 32 mA ; V_{g1} = — 18 V ; I_{g2} = 5 mA ; S = 2,8 mA/V ; ρ = 70 kΩ ; Z_a = 8 000 Ω ; W_{utile} = 3,6 W ; $W_{g1\ eff}$ = 10 V.

VT501 : Pentode d'émission VHF ; tube connu également sous les immatriculations suivantes : 10E389, CV1501, TT11, E1192 et ZA17430.

Chauffage indirect 6,3 V 0,8 A. Capacités internes : a/g = 0,5 pF ; sortie = 4 pF ; entrée = 12 pF.

$V_{a\ max}$ = 300 V ; $W_{a\ max}$ = 7,5 W ; V_{g2} = 250 V ; $W_{g2\ max}$ = 1,3 W ; S = 3,5 mA/V pour V_a = 250 V, V_{g2} = 135 V et V_{g1} = — 11 V.

Amplificateur HF classe C régime CW :

V_a = 300 V ; I_a = 50 mA ; V_{g1} = — 45 V ; I_{g1} = 2 mA ; V_{g2} = 250 V ; W_{g2} = 1,3 W ; W_a = 7,5 W ; W_u = 6,7 W environ.

Amplificateur HF classe C modulé plaque et écran : V_a = 250 V ; I_a = 30 à 35 mA ; I_{g1} = 1,5 mA ; V_{g2} = 160 V ; W_{g2} = 1,28 W ; I_{g2} = 8 mA ; R_{g2} = 11 kΩ ; V_{g1} = — 50 V ; W_a = 2,7 W ; W_u = 4,8 W environ.

Les brochages de ces tubes sont donnés sur la figure RR 508.

Nous n'avons aucun renseignement concernant les autres tubes indiqués dans votre lettre.

●

RR - 5.11/F. — **M. Sébastien Brosa à Drancy (Seine).**

Tube cathodique 906 : Chauffage 2,5 V 2,1 A ; diamètre d'écran = 75 mm ; V_{a2} = 1 500 V ; V_{a1} = 430 V ; V_g = — 50 V pour extinction du spot ; sensibilité : D_1 D_2 = 0,22 mm/V ; D_3 D_4 = 0,23 mm/V ; V_{a2} minimum = 600 V avec V_{a1} = 170 V.

Couleurs de l'écran : vert, ou bleu, ou blanc.

Autres immatriculations : 906P1 ; 3AP1 ; 4-5-11.

Brochage : voir figure RR - 511.

●

RR - 5.14. — **M. H. Plouviez à Paris (6e) nous demande des renseignements concernant l'amplificateur compact « France » décrit dans notre numéro 1 036.**

1° Le branchement d'un troisième haut-parleur central pour le troisième canal n'est possible que si l'on utilise deux autres haut-parleurs de 15 Ω pour les canaux de droite et de gauche, ceci à cause du procédé de branchement des enroulements des secondaires de chaque transformateur de sortie.

2° Il faut obligatoirement des haut-parleurs de 15 Ω, et non pas des haut-parleurs d'impédance plus faible associés avec une résistance.

3° Le haut-parleur central ne reçoit qu'une fraction des signaux BF disponibles aux sorties des canaux.

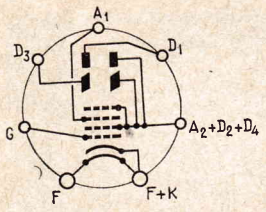


FIG. *RR* - 511

4° Il ne faut pas confondre un amplificateur BF stéréophonique avec un amplificateur bicanal dont un canal est réservé aux aiguës, et l'autre, aux graves. Les principes et les fonctionnements de ces deux appareils sont tout à fait différents.

Pour un amplificateur stéréophonique, les deux canaux doivent être **également** fidèles ; ils doivent pouvoir reproduire les mêmes bandes de fréquences, **l'un et l'autre.**

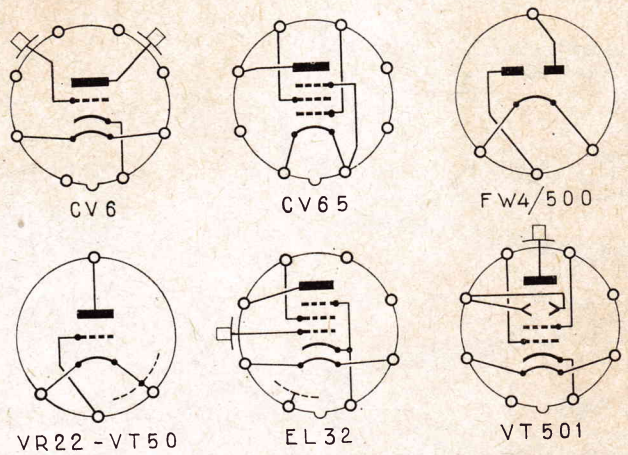


FIG. *RR* - 508

Le montage de filtres est donc tout à fait déconseillé.

5° Nous avons déjà publié des montages d'étages push-pull haute fidélité avec plusieurs haut-parleurs et filtres appropriés. Voir par exemple, nos derniers numéros spéciaux consacrés à la BF.

6° Il est possible dans tous les montages d'alimentation de prévoir l'application de la haute tension séparément. Il suffit d'intercaler un interrupteur dans la connexion allant du point milieu de l'enroulement HT du transformateur à la masse.

RR - 5.15. — **M. Charles Martin à Marseille (4e).**

Vous ne faites pas erreur ! La formule $V = \sqrt{W.R}$ est absolument exacte.

Elle vous permet, en outre, de mesurer V ou W à la sortie d'un amplificateur BF, connaissant les deux autres grandeurs, et à condition que la résistance R corresponde à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur normalement utilisé.

Prenons un exemple : Si votre haut-parleur présente une impédance de bobine mobile de 2,5 Ω, vous déconnectez ledit haut-parleur et vous le remplacez par une résistance de 2,5 Ω.

Si un voltmètre alternatif connecté aux bornes de la résistance de 2,5 Ω vous indique une tension de 4 volts eff. (essais en signaux sinusoïdaux), l'application de la formule précédente permet de déterminer la puissance :

$$W = \frac{E^2}{R} = \frac{4^2}{2,5} = \frac{16}{2,5} =$$

6,4 watts

C'est mathématique !

●

RR - 5.16. — **M. Louis Léon Wai à Tananarive.**

Nous n'avons trouvé aucune in matriculation du tube en questio parmi nos documentations. No n'avons aucune idée sur les fon tions et caractéristiques de ce tub

●

RR - 5.17. — **M. François S.M à Waippy (Moselle).**

1° Nous n'avons pas effect nous-même la transformation l'appareil BC728. Nous ne savo pas, en conséquence, de quoi s'agit, et vos questions sont à po au vendeur de l'appareil dir tement.

2° Nous l'avons dit plusie reprises déjà, il n'est pas questi de transformer un transcei 144 MHz pour en obtenir le fo tionnement sur ondes décamé ques. Cela équivaut à une **refo totale** du schéma (le pilotage ét obligatoire). Dès lors, il est pr rable de se reporter directemen un montage émetteur-récept prévu pour ondes décamétriqu veuillez consulter l'ouvr « L'Emission et la Récep d'Amateur » 4e édition, de Roge Raffin (Librairie de la Radio).

JH - 115 - F. — **M. R. Maret, à Asnières, nous pose les questions suivantes :**

1° **Caractéristiques, brochage et encombrement du tube cathodique 3BP1.**

2° **Comment modifier le schéma d'un voltmètre à transistors joint pour utiliser un microampèremètre 0 - 200 µA au lieu d'un milliampèremètre 0 - 1 mA.**

3° **Caractéristiques des transistors CK721 et CK722.**

1° Chauffage 6,3 V - 0,6 A ; écran de 75 mm de diamètre ; V_{a2} = 2 000 V ; V_{a1} = 575 V ; V_{gw} = — 60 V ; tension maximum entre anode 2 et une plaque quelconque de déviation = 550 V ; sensibilités 0,13 mm/V pour D_1 D_2 ; 0,17 mm/V pour D_3, D_4. Trace verte.

2° Prendre R_6 = 10 kΩ.
R_8 = 2 kΩ.
R_9 = 2 kΩ.

3° Conditions maxima : CK721, CK722 ;

Tension collecteur : — 20, — 20 V ;

Courant collecteur : — 5, — 5 mA ;

Dissipation collecteur à 30° C : 30, 30 mW ;

Courant émetteur : 5, 5 mA ;

Température ambiante : 50, 50 degrés C.

●

JH - 803. — *M. Claude Milliet, à Thonon-les-Bains nous demande s'il est possible de lui donner les caractéristiques des transistors HJ70 - 2T76 - 2T65. Ces transistors font partie d'un récepteur superhététodyne à 7 transistors de marque japonaise. Le HJ70 comporte quatre électrodes.*

Le transistor 2T65 a pour types similaires les 2N366 ou 2N228, d'origine U.S.A., et le 2T76, le 2N 147 d'origine U.S.A. ou les OC140, THP36, d'origine U.S.A. Voici, à titre indicatif, les caractéristiques de ces équivalents :

2N228 : type NPN, utilisation BF, Puiss. max. 50 mW, V61 max. 25 V, Ic max. 5 mA.

Nous ne possédons aucun renseignement sur le HJ70. Il s'agit vraisemblablement d'un transistor tétrode.

●

JH - 706. — *M. Fénétrier à Villeurbanne nous signale une curieuse anomalie de fonctionnement de son poste à transistor et nous demande de l'aider dans la recherche de la panne. La partie HF fonctionne bien, mais la partie BF laisse à désirer. La puissance et la qualité de reproduction sont remarquables, puis brusquement l'audition devient mauvaise, caverneuse pendant un temps assez long, puis brusquement l'audition redevient normale. Les mesures de tensions et d'intensités effectuées pendant les périodes normales et les périodes de mauvaise audition sont identiques. Que faut-il incriminer ?*

Cette panne intermittente est bien difficile à déceler à distance. Toutefois, puisqu'elle est localisée dans la section basse-fréquence et que la pile ne saurait être mise en question, nous pensons que vos efforts doivent tendre vers la vérification des soudures des condensateurs de couplage et des résistances.

●

JH - 802 - F. — *M. Morin Jean, à Valenciennes, nous demande le schéma d'un montage d'un appareil destiné à télécommander le branchement d'une bobine genre sonnerie 4,5 V.*

La fig. 5H802 montre le circuit complet du relais haute-fréquence destiné à commander le branchement de la bobine. Il peut travailler avec des courants alternatifs jusqu'à 200 Mc/s. Ce circuit est composé d'une self accordée HF, des diodes D1 et D2, des condensateurs C1 et C2 et du contrôleur de sensibilité R. Le condensateur à l'entrée C1 isole les diodes et le transistor des composantes à courant continu qui pourraient éventuellement exister dans la source haute-fréquence. Le condensateur C2 forme, avec le contrôleur de sensibilité R, un filtre HF.

Ce contrôleur a une valeur de 100 k Ω. La tension négative fournie par le détecteur est appliquée à la base du transistor; ceci provoque un accroîssement du courant de collecteur. Une augmentation de ce courant de 1 mA provoque la fermeture du relais. Pour une fréquence de commande comprise entre 2,1 Mc/s et 900 kc/s, la self d'accord à noyau magnétique comportera 220 spires de fil émaillé 1/10 avec prise à 24e spire. Le diamètre du support sera de 12 mm. La commande s'effectue à l'aide d'une oscillation modulée. Le circuit de commande dépendra de la distance qui sépare les deux organes.

Vous trouverez également un dispositif de radio-commande par porteuse HF dans notre numéro 1 030, page 25.

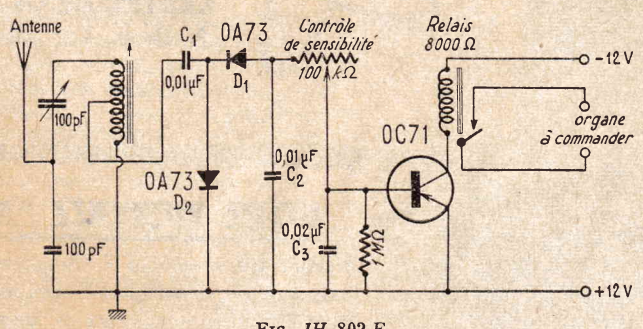


Fig. *JH* 802 *F*

JH - 0.21 F. — **M. Hugues Gil, à Paris, a réalisé le générateur de musique électronique équipé d'un OC16 décrit dans notre numéro 1 026. Ce montage lui donne entière satisfaction, malgré sa simplicité, mais notre lecteur préférerait y adjoindre un vibrato artificiel à lampes ou à transistor.**

L'adjonction d'un vibrato à lampes exigeant une alimentation secteur, il n'y a aucun intérêt à utiliser des transistors dans les fonctions d'oscillateur. Il est préférable d'utiliser un montage entièrement équipé de transistor comme celui que représente la fig. JH - 0.21. Celui-ci donne d'excellents résultats, les notes ayant le timbre propre aux instruments de musique électronique. Il comporte d'une part un clavier et un générateur et d'autre part, un vibrateur. Celui-ci est constitué d'un montage multivibrateur dont la fréquence est déterminée par les condensateurs mis en circuit au moyen d'un contacteur. Le générateur est également un multivibrateur astable dont les sons sont obtenus par un jeu de résistances.

Bien entendu, ces dernières seront ajustables afin d'obtenir l'accord de l'instrument. Leurs valeurs varieront de 200 kΩ à 1 kΩ pour des fréquences de 350 c/s à 1 400 c/s.

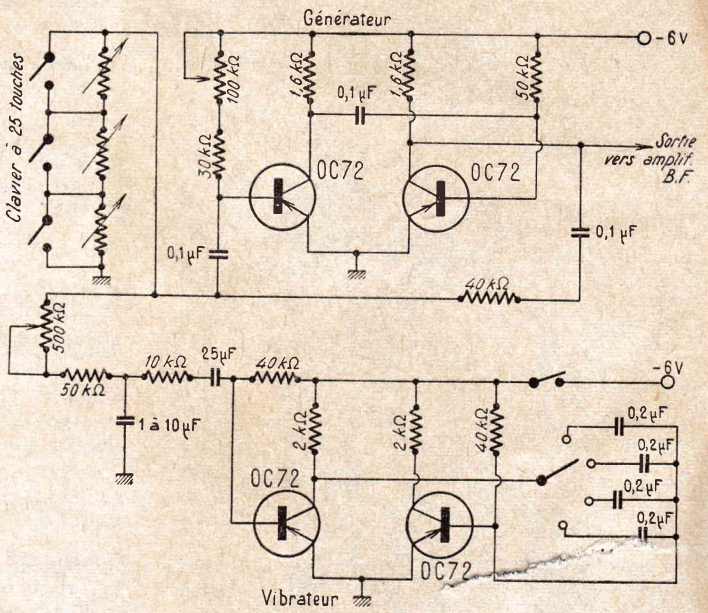


Fig. *JH* - 021

RR - 3.05. — **M. Vander-Coïldeu, à Hem (Nord).**

Il est parfaitement possible d'éliminer, dans un amplificateur BF quelconque, les fréquences sonores supérieures à 4 500 Hz par exemple... ou à partir de toute autre fréquence. Votre question ne nous a nullement fait sourire !

Il suffit de mettre en œuvre des filtres passe-bas à coupure rapide, calculés pour la fréquence de coupure désirée (4 500, 6 000, 8 000 Hz, etc...). Ces filtres peuvent être intercalés entre deux étages amplificateurs de tension, ou directement à la sortie du pick-up de lecture ; mais, généralement, on adopte la première solution.

Ces filtres n'apportent aucune perturbation dans la transmission des fréquences inférieures à la fréquence de coupure pour laquelle ils sont établis ; mais à la fréquence de coupure et aux fréquences supérieures, l'atténuation est considérable. De tels filtres ont été montés sur des amplificateurs BF à haute fidélité afin de pouvoir les utiliser néanmoins à l'audition des anciens disques 78 tours qui comportaient un violent crachement de surface. Ce bruit de surface n'était pas gênant sur les vieux électrophones atténuant d'eux-mêmes la réponse des fréquences élevées ; il n'en était plus de même en utilisant ces anciens disques sur les amplificateurs à haute fidélité modernes.

Les filtres passe-bas (à fréquences de coupure ajustables d'ailleurs) ont été la solution de transition (voir nos anciens numéros spéciaux BF, par exemple).

Actuellement, ces dispositifs ont disparu des réalisations modernes d'amplificateurs à haute fidélité, les vieux disques 78 tours ayant eux-mêmes disparu ! D'ailleurs qui peut **supporter** l'écoute d'un ancien disque 78 tours après l'audition de nos modernes « microsillons » ? !

HJ 10-1. — M. Yves Bonete, à Laghouat (Algérie), nous écrit au sujet d'une antenne TV à réflecteur constitué par un cylindre parabolique à mailles très fines.

Notre lecteur nous expose son projet :

Ne pourrait-on pas placer un morceau de grillage aux mailles fines (1 cm par exemple), pris dans un châssis pour la rigidité, et épousant la forme d'une section de cylindre parabolique ? L'élément réflecteur de l'antenne se trouverait être la génératrice au sommet du cylindre et le radiateur occuperait le foyer.

De la sorte le grillage devrait, me semble-t-il, arrêter les échos et renforcer les signaux directs.

Le montage de ce système, pas plus que sa fabrication, ne présentent de grosses difficultés. Et pourtant je n'en ai jamais vu dans le commerce. Je ne crois pas avoir inventé quoi que ce soit et les antennes de radar existent depuis longtemps...

Votre idée est excellente et doit donner de très bons résultats. Il est toutefois nécessaire de simplifier votre antenne en supprimant les éléments directeurs, car la directivité est largement obtenue à l'aide du réflecteur parabolique, de sorte que la présence des directeurs n'apporte pas de gain et de directivité supplémentaires.

Seul le radiateur doit être disposé devant le réflecteur mais sa distance de la génératrice médiane du cylindre parabolique doit être recherchée expérimentalement afin d'obtenir l'adaptation correcte avec l'entrée du téléviseur.

Des résultats satisfaisants seront obtenus avec un radiateur $\lambda/2$ type replié , dont $Z = 300\ \Omega$. Avec le réflecteur Z descendra facilement à $75\ \Omega$.

Pour éliminer les échos, l'antenne doit être disposée de façon que ceux-ci soient reçus le moins bien.

Cette orientation peut être très différente de celle correspondant à la réception maximum du signal désiré.

●

HJ 10-2. — M. R. Jung, à Alger, nous pose les questions suivantes :

1° Caractéristiques de l'émetteur Pic de l'Ours ;

2° Devant habiter prochainement dans les Alpes-Maritimes, je me trouverai à 200 mètres d'altitude, entre Nice et Grasse, à 25 kilomètres du Pic de l'Ours et à 35 kilomètres de Monaco (à vol d'oiseau). Pourriez-vous m'indiquer les caractéristiques des deux antennes à établir pour une réception convenable avec un récepteur « moyenne distance » ? Faut-il établir une descente séparée pour chaque antenne ou bien une seule suffit-elle ?

3° Quelles sont les caractéristiques de l'émetteur de Monaco ?

4° Quels sont les émetteurs F.M. de la région ?

1° Pic de l'Ours : canal 6, polarisation verticale, puissance 3 kW ;

2° Pour les caractéristiques des antennes : vous informer sur place d'abord, car il est impossible de savoir d'avance si l'antenne doit comporter 3 ou 5 ou 12 éléments sans connaître l'emplacement de votre futur logement.

Dès que vous saurez le genre d'antenne qu'il vous faut (en général ce sera une antenne analogue à celle de vos proches voisins) vous trouverez toutes les données de construction dans la série d'articles parue dans nos précédents numéros sous le titre : Antennes TV (Haut-Parleur 1 012, 1 013, 1 014, 1 015).

Il est préférable d'établir des descentes séparées pour chaque émission TV à recevoir.

3° Canal Monaco : 12 ;
Fréquence image : 212,85 Mc/s ;
Fréquence son : 201,70 ;
Polarisation horizontale.
Standard 819 lignes français.

4° Voici quelques émetteurs F.M. du sud de la France : Cannes : 96,3 Mc/s, Pic du Midi : 91,5 Mc/s ; Marseille : 95.4 Mc/s ; Cannes II : 88,2 Mc/s ; Pic du Midi II : 87,9 Mc/s ; Cannes III : 99,6 Mc/s, etc.

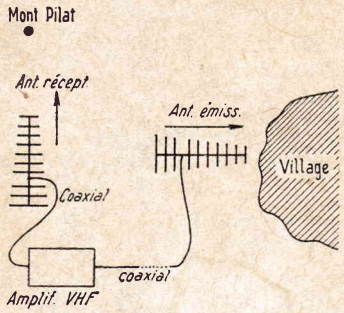


FIG. HJ - 2-4

●

HJ - 2 - 3. — Le Dr R. Bonhomme, à Béziers, nous demande un schéma théorique de récepteur radio à transistors destinés à la VHF et TV pour réaliser un appareil de chevet.

Voyez notre n° 1 034, page 64.

Aucun casque n'est nécessaire, le poste étant de faibles dimensions, il suffit de le poser près de l'oreille et de le faire fonctionner à faible puissance.

Quant aux ondes courtes sur récepteur miniature, le problème est en étude.

Demandez de notre part à Vissimex, 22, rue Tronchet, Paris, la documentation concernant le récepteur radio toutes ondes avec transistors MADT (notice T 1657).

●

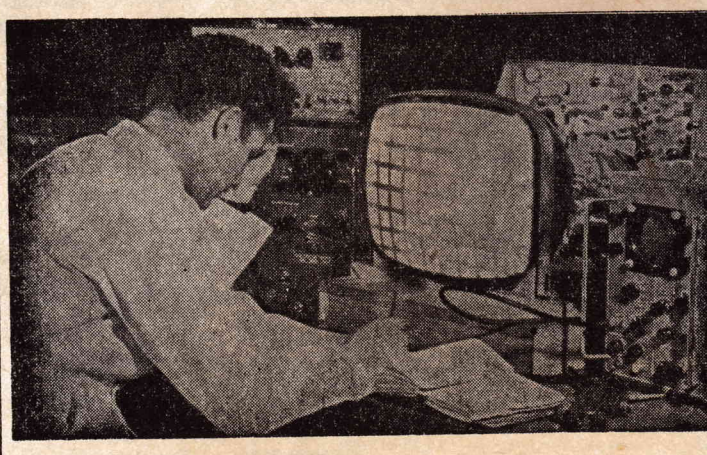
HJ - 2-4F. — M. R. Servonnet, au Grand-Serre (Drôme) nous demande renseignements sur antenne passive.

Vous nous dites que l'antenne doit être placée à 300 m de votre village pour bien recevoir la TV canal 12, tandis que si elle est placée dans votre localité, seul le son est reçu.

Il y a donc peu de chances, dans votre cas, que le système d'antenne passive donne des résultats. Il serait même nécessaire de transporter la HF par câble et de disposer un amplificateur VHF accordé sur le canal 12, qui sera fourni par votre fabricant d'antennes.

La figure HJ - 2 - 4 - F donne le schéma de montage.

LA SEULE ÉCOLE D'ÉLECTRONIQU
qui vous offre toutes ces garantie
pour votre avenir



CHAQUE ANNÉE

2.000 ÉLÈVE
suivent nos COURS du JOU

800 ÉLÈVE
suivent nos COURS du SO

4.000 ÉLÈVE
suivent régulièrement nos
COURS PAR CORRESPONDANC
Comportant un stage final de 1 à
mois dans nos Laboratoires.

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN d'ÉTUD
par notre " Bureau de Placemen

(5 fois plus d'offres d'emplois que d'élè
disponibles).

L'école occupe la première place a
examens officiels (Session de Par
• 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° 17
(envoi gratuit)

ÉCOLE CENTRALE DE TSF ET
D'ÉLECTRONIQUE
12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2e - CEN 78-87

TRANSCEIVER 28 MHz A TRANSISTORS

LE montage d'origine du transceiver 28 MHz à transistors décrit ci-dessous, a été réalisé aux U.S.A. et son schéma a été publié dans « Radio-Electronics » en août 1960. L'auteur a repris ce même montage, mais en l'adaptant pour les lecteurs français, c'est-à-dire en tenant compte du matériel que l'on peut se procurer chez nous.

La figure ci-contre représente le schéma général de l'appareil. Le passage d'émission à réception, et inversement, se fait à l'aide d'un unique commutateur **Inv.** à 4 circuits 2 positions ; il s'agit d'un inverseur à galette en stéatite muni d'un ressort de rappel le ramenant toujours en position « réception » lorsque l'on ne fait plus pression sur la clé-bouton de commande.

L'élément marqué HP/M est un haut-parleur à champ permanent de 80 mm de diamètre, bobine mobile de 2,5 Ω ; il est utilisé normalement en haut-parleur durant la réception, et en microphone durant l'émission.

Position « Réception » : L'antenne attaque le circuit accordé L_3 de l'étage détecteur à super-réaction équipé du transistor V_1. Le réglage de la super-réaction s'effectue une fois pour toutes, en ajustant R_1 (potentiomètre miniature de 5 kΩ). Quant au volume sonore de l'audition, on peut l'ajuster par le réglage de R_2 (potentiomètre miniature de 20 kΩ).

Les signaux basse fréquence sont transmis pour amplification au premier transistor BF (V_2) par l'intermédiaire du transformateur T_{r1}, puis au transistor BF final V_3 par l'intermédiaire du transformateur T_{r2}.

Le secondaire du transformateur de sortie T_{r3} est relié à la bobine mobile du haut-parleur HP/M.

Les autres circuits de l'appareil (transistors V_4 et V_5) ne sont pas alimentés dans cette fonction.

L'antenne Ant. est constituée par une tige de cuivre de 1 m (Φ 4 mm) bloquée dans une douille A fixée sur le coffret.

L'alimentation est fournie par une pile de 9 volts. L'appareil est mis en fonctionnement par la fermeture de l'interrupteur **Int.**

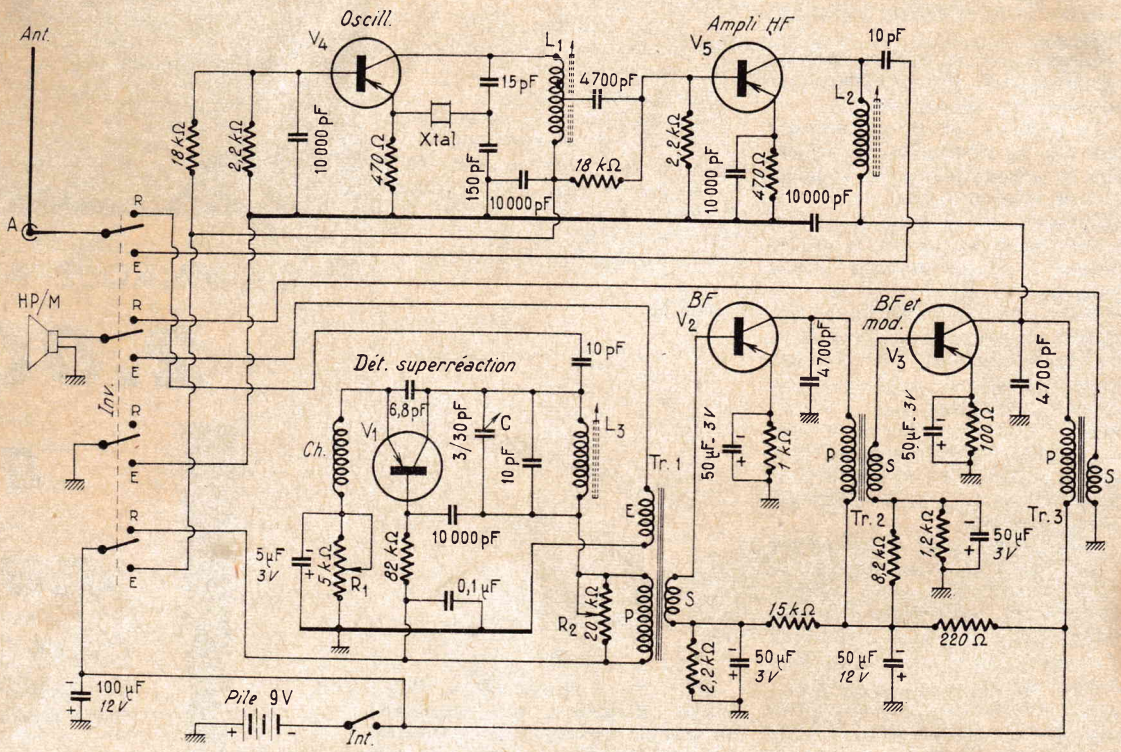


FIG. 1. — *Schéma de principe du transceiver.*

D'autre part, le microphone HP/M se trouve relié à l'enroulement E du transformateur T_{r1}. Les signaux basse fréquence de modulation sont amplifiés par les transistors V_2 et V_3, et la modulation est appliquée à l'étage amplificateur HF V_5.

L'étage détecteur à super-réaction V_1 n'est pas alimenté dans cette position.

Le quartz Xtal de l'oscillateur-pilote doit être choisi entre les fréquences extrêmes suivantes : 4 666 kHz et 4 950 kHz. Ceci, afin que l'émission se situe dans la bande 10 m réservée aux amateurs (28 à 29,7 MHz).

En effet, le circuit L_1 réalise un premier triplage de fréquence et l'étage final HF fonctionne en doubleur de fréquence. Ce qui fait donc une multiplication totale de fréquence de 6 de la fréquence du quartz.

POSITION « EMISSION »

Nous avons tout d'abord, l'oscillateur-pilote avec le transistor V_4 (oscillateur quartz) suivi de l'étage de sortie amplificateur HF avec le transistor V_5. Cet étage est chargé par l'antenne.

CARACTERISTIQUES DES ELEMENTS

T_{r1} = transformateur BF ordinaire driver pour récepteur à transistors ; impédance primaire P = 20 kΩ ; impédance secondaire S = 1 200 Ω.

A ce transformateur, il convient d'ajouter l'enroulement E. Pour cela, démonter soigneusement les tôles et supprimer le plus possible des couches de papier d'isolement recouvrant les bobinages d'origine ; ne laisser qu'une seule couche. Bobiner par dessus, une bonne quarantaine de tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm à spires rangées, sans dépasser le maximum d'encombrement permis (vérifier en présentant une tôle). Ensuite, remonter les tôles comme à l'origine.

T_{r2} = transformateur driver BF ; impédance primaire P = 10 kΩ ; impédance secondaire S = 2 kΩ.

T_{r3} = transformateur BF de sortie ; impédance primaire P = 680 Ω à 1 000 Ω ; impédance secondaire S = 2,5 Ω.

L_1 = 30 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm, bobinés jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de fer réglable. Accorder ce circuit sur 3F (F étant la fréquence du quartz comprise entre 4 666 et 4 950 kHz) par le réglage du noyau. Vérifier ce réglage à l'ondemètre ou au grid-dip-mètre.

L_2 = 16 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm bobinés sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de fer réglable. Accorder ce circuit sur 6F (F étant la fréquence du quartz) par le réglage du noyau, et si besoin est, par modification de l'espacement entre spires du bobinage.

Vérifier ce réglage à l'ondemètre ou au grid-dip-mètre pour l'obtention du niveau de sortie HF maximum (antenne branchée).

L_3 = 14 tours de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm de bobinés sur un mandrin de 6 mm à noyau de fer réglable. Accorder ce circuit par le noyau ou par le condensateur ajustable C à air de 3/30 pF branché en parallèle pour l'audition maximum du second transceiver en position « émission » et placé à une distance suffisante du premier.

Les transistors utilisés à l'origine sur le montage U.S.A. sont les suivants (entre parenthèses, à la suite, nous indiquons les transistors français de remplacement, bien qu'il soit possible également de se procurer les transistors américains chez des importateurs) :

V_1 = transistor 2N309 (transistor drift OC170 ou OC171) ;

V_2 = transistor 2N185 (OC71) ;

V_3 = transistor 2N109 (OC72) ;

V_4 = transistor 2N371 (transistor drift SFT358) ;

V_5 = transistor 2N370 (transistor drift SFT358).

MISE AU POINT

Pour commencer, placer les deux transceivers pas trop éloignés l'un de l'autre. Régler d'abord les sections « émission » : réglages du circuit L_1, puis du circuit L_2, comme nous l'avons déjà dit, et ceci, pour les deux appareils.

Ensuite, en position « réception », ajuster les potentiomètres R_1 de chaque appareil pour obtenir l'effet de super-réaction (bruit de souffle caractéristique).

Puis, placer un transceiver en position « émission » et régler le circuit d'accord L_3C de l'autre transceiver pour la réception maximum. Le bruit de souffle diminue notablement lorsque l'émission est reçue. Si les deux transceivers sont trop rapprochés, la plage de réglage est importante ; il faut ensuite les éloigner de plus en plus pour réaliser un réglage de L_3C aussi pointu et précis que possible.

Si les modifications de réglage du circuit L_3C ont été importantes, on pourra être amené à retoucher l'ajustage du potentiomètre R_1.

En période de modulation, on s'assurera qu'il n'y a pas de déformation ; le cas échéant, on pourra réduire le gain en agissant sur le potentiomètre R_2.

Maintenant, on inverse les positions : Le transceiver qui était récepteur, devient émetteur, et le transceiver qui était émetteur, devient récepteur. Bien entendu, on procède aux réglages sur ce dernier, comme nous l'avons fait pour le premier.

La portée sûre de deux transceivers de ce modèle est de l'ordre de 800 à 1 000 mètres. Mais si les conditions sont bonnes, c'est-à-dire propagation favorable et excellent dégagement entre les deux appareils, on peut espérer des portées plus importantes (plusieurs kilomètres). La mise au point correcte, le soin apporté au montage, les qualités électriques nécessaires aux montages sur fréquences élevées, le rendement, la chasse aux pertes, sont autant de facteurs qui peuvent modifier du tout au tout les performances de ces transceivers.

Les dimensions du coffret d'un appareil sont les suivantes : 250 × 100 × 60 mm (pile incluse).

Pour terminer, rappelons qu'une autorisation délivrée par la Direction Générale des Télécommunications est nécessaire pour l'utilisation des transceivers, quels qu'ils soient.

Roger SIMON.

ADAPTATEUR OC

★ POUR BANDES «AMATEURS» A TUBES BATTERIES ★

LES adaptateurs OC sont très souvent employés « devant » des récepteurs ne possédant pas de gammes ondes courtes ou dont la sensibilité sur ces bandes de fréquences élevées est déplorable. La solution simple, économique, est en effet l'adaptateur OC qui rend l'écoute de ces bandes possible et confortable.

Nous avons déjà décrit à plusieurs reprises, soit dans cette rubrique, soit dans notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », des montages adaptateurs OC, plus ou moins complexes, à lampes ordinaires (chauffage indirect 6,3 V). Mais plusieurs lecteurs nous ont écrit pour nous demander d'étudier un adaptateur OC utilisant des lampes du type batterie, l'avantage d'un tel appareil étant sa faible consommation.

Nos correspondants nous ont demandé ce montage pour l'utiliser, soit devant un récepteur auto-radio classique, soit devant un récepteur à transistors installé éventuellement à bord du véhicule (l'un et l'autre de ces récepteurs ne permettant pas la réception des bandes OC réservées au trafic amateur).

C'est à leur intention que nous avons étudié le montage qui suit.

Le schéma général de cet adaptateur OC à tubes batteries est représenté sur la figure 1.

Il comporte un étage amplificateur HF avec tube 1T4 et un étage changeur de fréquence (mélangeur et oscillateur) avec tube DK92.

La sortie de cet adaptateur s'effectue sur 1 600 kHz environ (extrémité de la bande PO ; fréquence sur laquelle doit être réglé le récepteur faisant suite). Le transformateur de sortie Tr. MF de l'adaptateur est évidemment ajusté sur cette fréquence.

Si le récepteur faisant suite ne permet pas d'atteindre 1 600 kHz, il ira toujours au moins à 1 500 kHz (200 m). On adoptera alors cette fréquence et l'on accordera Tr.MF sur 1 500 kHz également.

Nous avons prévu la réception des gammes suivantes : 3,5, 7, 14, 21 et 28 MHz ; ceci, au moyen de bobinages interchangeables sur mandrin à broches.

Par bande à recevoir, il nous faut trois mandrins à broches M_1, M_2 et M_3.

M_1 comporte les enroulements L_1 et L_2 ; M_2 comporte les enroulements L_3 et L_4 ; enfin, M_3 comporte les enroulements L_5 et L_6.

La figure 2 illustre ce que nous venons de dire et nous indique les connexions des enroulements (compte tenu que tous les enroulements sont bobinés dans le même sens).

Il s'agit de mandrins à noyau de fer Métox en trolitul de 14 mm de diamètre, type 16 080, à 7 broches, se plaçant sur des supports miniatures 7 broches ordinaires (supports de lampes).

Bien entendu, rien n'empêche l'amateur tant soit peu inventif de réaliser les mêmes bobinages sur des mandrins de même diamètre mais sans broches, et de réaliser le changement de gammes par commutation, à l'aide d'un commutateur rotatif à galettes par exemple (trois galettes : une galette pour chaque groupe de bobinages M_1, M_2 et M_3). Il convient cependant de préciser que les pertes sont moindres avec des bobinages interchangeables.

Revenons à la figure 2. Nous avons représenté les fils des bobinages non connectés pour faciliter nos indications ; mais il va de soi que ces fils sont reliés aux broches des mandrins.

L'espacement entre L_1 et L_2 d'une part, et entre L_3 et L_4 d'autre part est de 3 mm ; l'espacement entre L_5 et L_6 est de 5 mm.

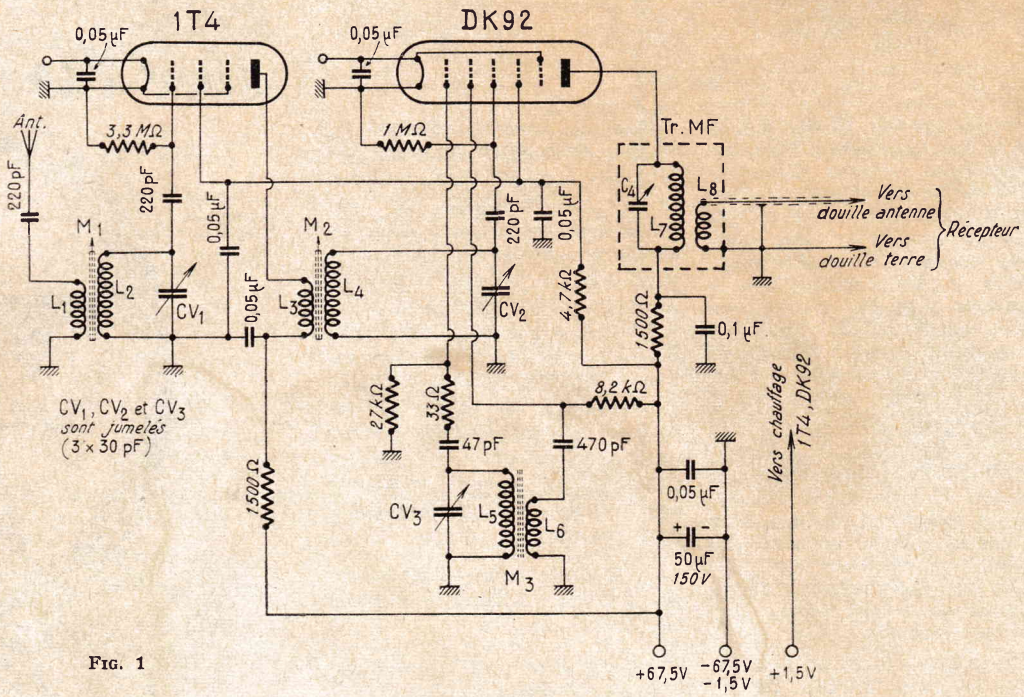


FIG. 1

Bandes	Nombre de tours				Fil
	L_1 et L_3	L_2 et L_4	L_5	L_6	
80 m	18	48	50	33	2/10 de m soie
40 m	10	26	28	15	3/10 de m soie
20 m	5	16	18	11	5/10 de m émaillé
15 m	4	13	14	8	id.
10 m	3	7	8	6	

Les enroulements sont à spires jointives.

Pour la bande 80 m, les bobinages L_2, L_4 et L_6 se font en deux couches successives après interposition d'un anneau de papier paraffiné sur la première couche (ou un anneau de ruban adhésif genre Scotch).

Le tableau de la page 69 résume les nombres de tours à exécuter pour chaque bande et pour les divers bobinages.

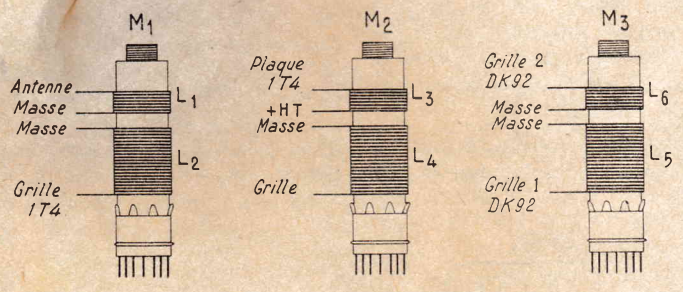


FIG. 2

Le balayage des bandes d'amateurs se fait largement à l'aide des condensateurs variables CV_1, CV_2 et CV_3 de 30 pF chacun. Il s'agit de trois condensateurs type CTL29 de Aréna, jumelés en ligne (commande unique). Il est absolument superflu de prévoir des réglages indépendants pour ces trois condensateurs ; en effet, l'alignement correct et absolument impeccable est une chose extrêmement aisée à obtenir, précisément à cause de l'étroitesse des bandes réservées aux amateurs.

Avec la faible capacité des condensateurs variables (30 pF), on obtient un étalement très important des gammes. Bien entendu, ces condensateurs variables sont commandés par l'intermédiaire d'un démultiplicateur avec cadran (étalonné par l'amateur).

Passons maintenant au transformateur de sortie Tr. MF. La bobine L_7 est constituée par une bobine d'accord PO d'un vieux bloc ou d'un ancien récepteur. Contre L_7, on bobine l'enroulement L_8 formé par 20 à 30 tours de fil de 2/10 de mm sous soie. Enfin, L_7 est accordée, comme il a été dit précédemment sur 1 600 ou 1 500 kHz, au moyen du condensateur ajustable C_4 de 60 pF (ajustable Transco à air).

L'ensemble est enfermé dans un boîtier-blindage en aluminium (boîtier de transformateur MF).

La liaison au récepteur faisant suite (douilles antenne et masse) s'effectue à l'aide d'un câble blindé à faibles pertes (câble coaxial).

La mise au point de cet adaptateur est très simple. Le récepteur et l'adaptateur sont reliés ensemble et mis sous tension. On règle le condensateur ajustable C_4 du circuit de sortie de l'adaptateur de façon à obtenir le maximum de bruit de fond par le haut-parleur du récepteur réglé sur 1 500 ou sur 1 600 kHz.

Puis on connecte l'antenne à l'entrée de l'adaptateur. Commençons, par exemple, par la bande 80 m. Les **bobinages** de cette bande sont mis en place et l'on règle le noyau de M_3 (oscillateur) pour caler la bande, c'est-à-dire pour obtenir la réception de 3 500 à 3 800 kHz par la manœuvre de la commande des condensateurs variables. Ensuite, il suffit de régler successivement les noyaux de M_2, puis de M_1, pour l'audition maximum. Un générateur HF étalonné (hétérodyne de mesure) est évidemment très utile, sinon indispensable, pour ces réglages.

Ensuite, on procède exactement de la même façon pour chacune des bandes.

L'alimentation de l'adaptateur nécessite normalement deux piles : une pile torche de 1,5 V pour le chauffage et une pile de 67,5 V pour la haute tension. Notons que la consommation de cet adapteur est très faible ; en conséquence, les piles font un long usage.

On pourra utilement prévoir un interrupteur (simple ou double), intercalé entre les piles et l'adaptateur (interrupteur non représenté sur notre schéma).

Pour l'alimentation, d'autres solutions sont possibles. C'est ainsi que l'on pourra prélever le chauffage sur **un élément** de la batterie d'accumulateur du véhicule (élément délivrant 2 V) en intercalant en série une résistance de 5 ohms.

Pour l'alimentation HT, on pourra remplacer la pile par un générateur à transistors oscillateurs alimenté par la batterie 6 ou 12 V du véhicule. Nous avons déjà donné suffisamment d'exemples de montages de ce genre pour qu'il nous soit dispensé d'y revenir.

Roger A. RAFFIN.

Pour acheter et vendre

● UTILISEZ
nos petites annonces

RADIO

PUB.

écoutez mieux et plus longtemps...

avec les

PILES MAZDA

CIPEL

toute la radio du monde

PILES SPÉCIALES RADIO TRANSISTORS

PILES MAZDA
pour tous les postes

PONT DE MESURE DU RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES

NOS amis lecteurs savent bien ce que sont les ondes stationnaires... **indésirables** siégeant tout au long d'un feeder d'antenne devant fonctionner en ondes progressives. Mais ce que l'on connaît encore bien mieux, ce sont tous les ennuis amenés par ces ondes stationnaires, ennuis que nous allons succinctement rappeler:

a) Pertes non négligeables d'énergie; en d'autres termes : HF gaspillée inutilement.

b) Difficultés de réglage et de mise au point de l'étage PA en particulier, mais aussi parfois de tout l'émetteur en général.

c) Risques d'interférences sur les téléviseurs en fonctionnement dans le voisinage.

A ce dernier point de vue (TVI), précisons bien que toutes les dispositions prises pour la réduction de telles interférences (constitution de l'émetteur, circuits en π de liaison, circuit en π de sortie PA, circuits-trappes, filtres VHF, etc...) demeureront absolument inefficaces si le système rayonnant aérien (antenne et feeder) présente un rapport d'ondes stationnaires important.

Voilà donc autant de raisons capitales qui motivent la connaissance de ce rapport d'ondes stationnaires. Et c'est la raison pour laquelle nous décrivons maintenant un pont de mesure simple dont l'utilisation peut aussi bien se faire sur VHF que sur ondes décamétriques.

Le schéma complet de notre pont de mesure est donné sur la figure ci-contre.

La résistance R_1 doit avoir très exactement la même valeur que l'impédance du câble-feeder de liaison entre émetteur et antenne (ici 75 Ω); donc choisir à l'ohmmètre une résistance présentant **très exactement** cette valeur.

Les résistances R_2 et R_3 doivent être rigoureusement identiques, mais leur valeur n'est pas critique. Exemple : deux résistances de 47 Ω ou deux résistances de 56 Ω. A l'ohmmètre, nous choisirons donc deux résistances absolument identiques.

La résistance R_4 est constituée par deux résistances de 20 Ω 1 W en parallèle; son rôle est simplement de provoquer une petite charge à l'émetteur (genre « antenne fictive »).

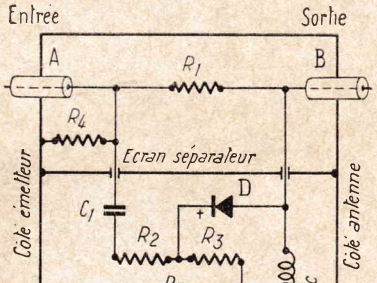
Toutes les résistances doivent obligatoirement être du type-carbone, non inductives.

Le type de la diode au germanium D n'est pas du tout critique; on utilisera ce que l'on a : 1N34, OA50, OA85, etc...

Toutes les valeurs des éléments constitutifs sont données dans la liste suivante :

$C_1 = C_2 = 2\,200$ pF céramique.
$R_1 = 75$ Ω 1 W (valeur précise).
$R_2 = R_3 = 56$ Ω 0,5 W (à apairer).
$R_4 = 10$ Ω 2 W (2 résistances de 20 Ω 1 W connectées en parallèle).
$R_5 = 470$ Ω 0,5 W.
Ch = bobine d'arrêt HF, type R 100 National.
D = diode au germanium 1N34, OA50, OA85, etc...
mA = milliampèremètre ou contrôleur de déviation totale pour 1 milliampère.

La réalisation pratique du pont est très importante quant aux dispositions à prendre. Comme nous l'indiquons sur la figure, l'ensemble doit être entièrement blindé;



de plus, il faut prévoir un écran de séparation interne entre les éléments supérieurs et les éléments inférieurs, blindage métallique également. Lorsque le câblage est effectué, tous ces blindages doivent être soudés les uns aux autres afin de réaliser un ensemble compact et rigide.

L'intercalation de ce pont de mesure doit se faire à l'aide de fiches coaxiales mâle et femelle A et B, type 75 Ω télévision, dont la partie cylindrique extérieure est soudée au boîtier. Prévoir également deux douilles femelles rouge et bleue (+ et —) pour le branchement du milliampèremètre ou du contrôleur (1 mA).

Passons maintenant à l'étalonnage de l'appareil.

1° Mettre l'émetteur en fonctionnement et le régler comme on a l'habitude de le faire; puis, arrêter l'émetteur.

2° Connecter le pont de mesure tout à fait à la sortie de l'émetteur, le plus proche possible de celui-ci, et non à l'aide d'une portion quelconque de câble coaxial. Lorsque la liaison entre émetteur et antenne est effectuée en câbe coaxial 75 Ω (cas des VHF), il n'y a aucune difficulté. Sur ondes décamétriques, l'emploi d'un feeder coaxial est moins fréquent; mais on rencontre très souvent une liaison coaxiale entre l'émetteur et le circuit auxiliaire coupleur d'antenne. C'est donc entre l'émetteur et le circuit coupleur que sera placé le pont. Lorsque l'installation ne comporte pas de circuit auxiliaire de couplage d'antenne (bien qu'un tel circuit soit extrêmement recommandé), il sera toujours possible d'en prévoir un, ne serait-ce que pour la mesure.

3° Provisoirement, court-circuiter la sortie du pont et remettre l'émetteur en fonctionnement en appliquant une haute tension d'alimentation réduite à l'étage PA (selon la puissance de l'émetteur) afin de ne pas faire dévier brutalement à fond l'aiguille du milliampèremètre du pont (ce qui risquerait d'endommager ce dernier), mais de façon à obtenir néanmoins la déviation totale de l'aiguille.

4° Laisser fonctionner l'émetteur à HF réduite; enlever le court-circuit de sortie et le remplacer successivement par des résistances non inductives au carbone de valeurs comprises entre 75 et 600 Ω par exemple. Les rapports d'ondes stationnaires (R.O.S.) successivement obtenues peuvent être considérés comme les rapports entre les valeurs de ces résistances et 75, c'est-à-dire valeurs des résistances connues d'essai placées en sortie divisées par 75.

Si le pont est bien construit, lorsqu'on a une résistance de 75 Ω en sortie (soit rapport 1), le milliampèremètre doit être à zéro (conditions idéales de fonctionnement). Au contraire, à circuit ouvert (pas de résistance à la sortie) la déviation du milliampèremètre doit pratiquement être totale. S'il n'en était pas ainsi, c'est que les valeurs de R_1, R_2 et R_3 ne seraient pas correctes.

Ainsi, nous aurons :

Résistance de sortie	R. O. S.
75	1
100	1,34
112	1,5
150	2
225	3
300	4
500	6,7
600	8

Pour l'étalonnage, nous pouv

a) Soit inscrire directement R.O.S. obtenus, sur le cadran milliampèremètre, en face des viations correspondantes de guille ;

b) Soit établir une courbe un papier quadrillé : sur l'axe tical, on porte les graduations milliampèremètre, et sur l'axe h zontal, les R.O.S.

L"étalonnage étant terminé, il reste plus qu'à remplacer les ré tances de sortie par l'antenne c même.

Si cette antenne présente b une impédance de 75 Ω, le m ampèremètre restera à zéro (R.O = 1; condition idéale). Dans cas contraire, l'aiguille du milli pèremètre indiquera le rapp d'ondes stationnaires dans le fo tionnement de l'antenne ne prés tant pas une impédance de 75 Ω

Par déduction, on pourra demment déterminer l'impéda réellement présentée par l'anter

Roger A. RAFFIN

(1) Voir notamment chapitre XIII, § 8, de « L'Emission et la Réception d'Amateur ».

BIBLIOGRAPHIE

INITIATION A LA PRATIQUE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS

par H. SCHREIBER

UN volume de 128 pages avec 80 illustrations, format 16 × 24. Edité par la Société des Editions Radio. En vente à la Librairie de la Radio. Prix : 9,90 NF (+ t.l.).

L'auteur, dont les ouvrages techniques sur les semi-conducteurs font autorité, a voulu dans ce livre expliquer de la façon la plus simple la théorie et le fonctionnement des transistors. Il l'a fait en détaillant la construction de sept récepteurs, de un à sept transistors, et, par là-même, a repris tous les principes de la radio et des circuits imprimés.

Ce livre, sans mathématiques, ne nécessite aucune connaissance préalable en radio-électricité. C'est un livre complet d'initiation que liront avec facilité tous ceux qui veulent comprendre, par la pratique, l'utilisation des transistors.

Naturellement, les sept récepteurs décrits peuvent être réalisés, soit en circuits imprimés, soit en câblage normal, car toutes les indications détaillées utiles à leur construct sont données par l'auteur (y comp la façon de réaliser soi-même circuits imprimés).

REALISATION, MISE AU POINT ET DEPANNAGE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS

par R. BESSON

UN volume de 64 pages, forr 275 × 215. Edité par la ciété des Editions Radio. vente à la Librairie de la Rad Prix : 7,50 NF (par poste : 8,25 N

Avec ce recueil, tous ceux qui ment réaliser eux-mêmes leurs cepteurs à transistors seront co blés. Ils ont à leur disposition u série de schémas H.F. et une sé B.F. leur permettant de multipl à loisir leurs montages. Chaq schéma est suivi d'indications p cises nécessaires à sa réalisation, la nomenclature des pièces à utili et de la description des bobinag

Dans une importante premi partie, l'auteur rappelle les prin pes de la technique des transisto de la mise au point et du dépa nage.

En annexe figurent deux réalis tions décrites avec plans de câbla