

TSE

REVUE MENSUELLE
POUR TOUS

RADIO - TÉLÉVISION
TÉLÉCOMMANDE
SONORISATION

LES TECHNICIENS
DE L'ÉLECTRONIQUE

27^e ANNÉE — N° 267

JANVIER 1951

Redacteur en chef : LUCIEN CHRÉTIEN

SOMMAIRE :

(Extrait)

NOTRE ÉQUIPEMENT POUR LA
REPRODUCTION A TRÈS HAUTE
FIDÉLITÉ DES DISQUES
« MICROSILLONS »

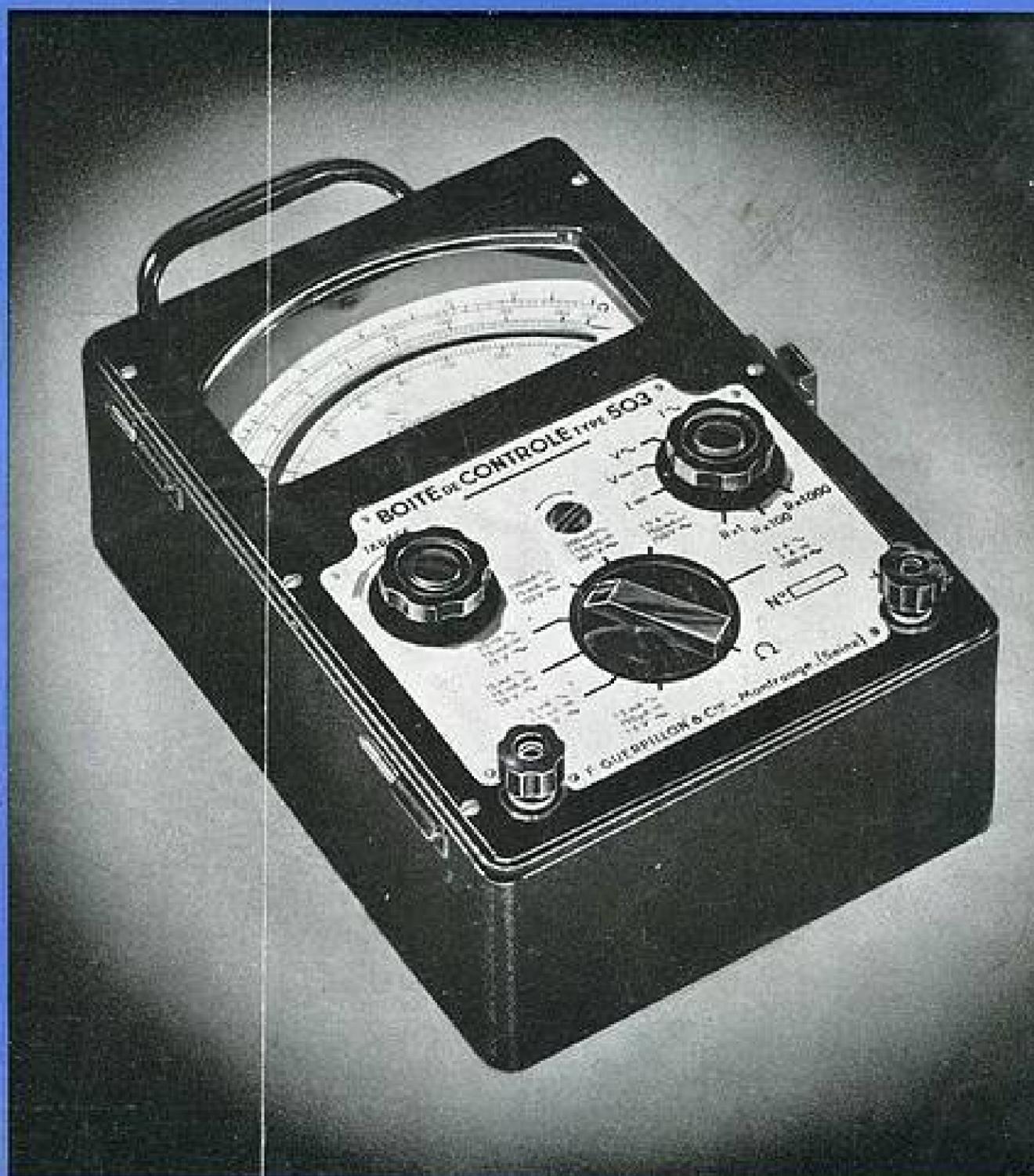
•
AMPLIFICATEUR A « SELF DE
CORRECTION FANTÔME »

•
TÉLÉVISION SERVICE
DÉPANNAGE TV EN H.F. ET F.I.

•
ainsi que : UN NOUVEAU
SYSTÈME AMÉRICAIN DE T. V.
EN COULEURS, etc...

•
huit articles, (voir sommaire
détaillé page 1)

•
Ci-contre : Contrôleur type 503, 13.000
ohms par volt. Précision 1 % courant
continu, 2 % alternatif, équipement mobile
monté sur amortisseurs caoutchouc...
même modèle en type tropical... Es
F. GUERPILLON et Cie, 64, rue Ariside-
Briand, Montrouge (Seine).



52 pages

100 Fr.

ÉDITIONS CHIRON - PARIS

Sans Reproche



RADIO

PHONO

TÉLÉVISION

UNIC-RADIO

RIBET & DESJARDINS

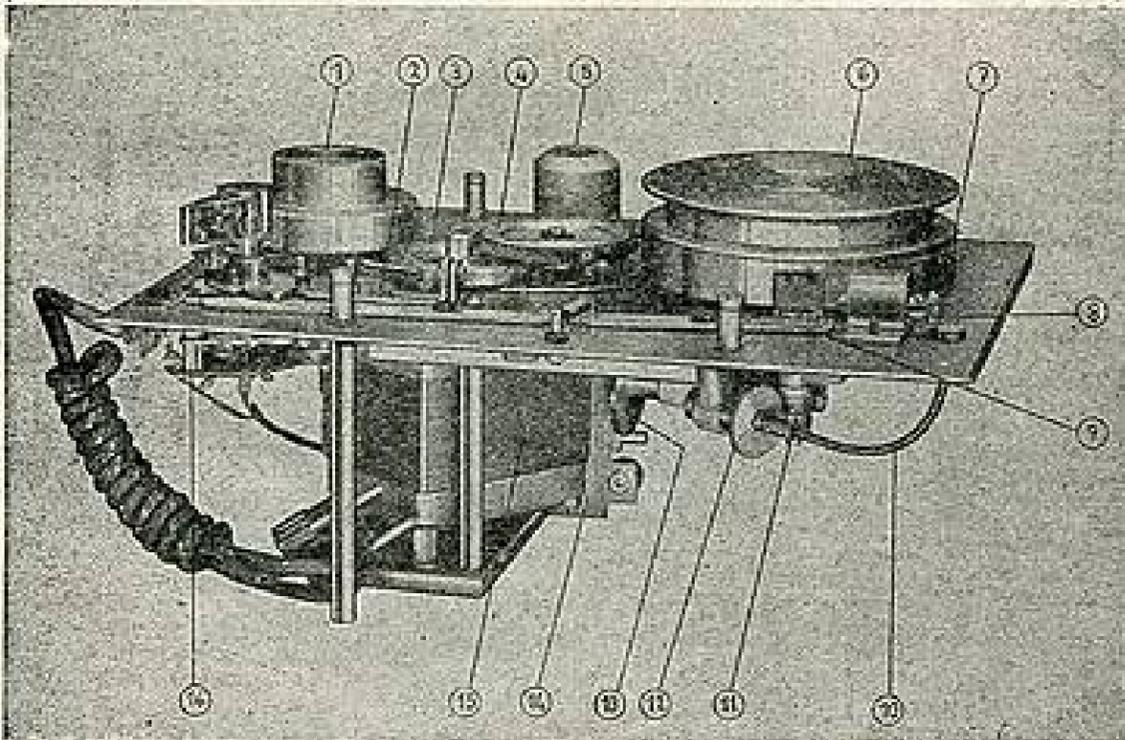
13, RUE PÉRIER, MONTRouGE (Seine) - ALÉSIA 24-40



30 ANNÉES D'EXPERIENCE... DES ANNÉES D'AGREMENT



PLATINE MÉCANIQUE
COMPLÈTE
DE MAGNÉTOPHONE



1. Cambrour denteur - 2. Flèche et came - 3. Pontie (rectifiée) - 4. Intermédiaire rectifiée -
5. Tête combinée - 6. Plateau récepteur - 7. Tambour récepteur - 8. Compte-tour
- 9. Freins mobiles - 10. Flexibilité - 11. Vis sans fin - 12. Pignon denté - 13.
Came en cœur - 14. Guide-tête - 15. Moteur - 16. Contacteur

HAUTES PERFORMANCES
MUSICALES

ADOPTÉE ET APPRÉCIÉE
PAR TOUS LES AMATEURS
ET PROFESSIONNELS

PRIX NET : 32.000 fr.

VENTE EXCLUSIVE

ETABLISSEMENTS
M. VAISBERG

25, RUE DE CLÉRY - PARIS-2^e

Tél. : CENT. 19.59 - C. e. p. Paris 6383-63

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

ENSEMBLES P.U. - TOURNE DISQUES - ENSEMBLES

GARANTIE 3 ans

"STAAR"

La grande marque mondiale

RÉCITAL EN TOUTES VITESSES

Pick-up très léger, 24 grammes
présentant un très faible encombrement
Magnétique ou Piezo se fait
soit pour disques 78 tours
— 33 tours
— 45 tours

RÉCITAL ENSEMBLE 3 VITESSES

Complément indispensable de tout meuble de luxe
permet non seulement de passer les anciens disques 78 tours, mais encore les nouveaux disques microsillons 33 et 45 tours.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF **S.I.V.E.** POUR FRANCE & COLONIES
3, RUE LALLIER - PARIS (IX^E) - TÉL. : TRU. 53-23 PUBL. RABY

La Qualité

Bloc 315

s'impose toujours

MFTD

ALVAR

ELECTRONIQUE

ATELIERS GALLIAN MILLERET ET C^{IE}
6 BIS, RUE DU PROGRES - MONTREUIL (SEINE)

S.I.C

Le Condensateur français de classe internationale

impose ses qualités

pour toutes applications électroniques et électriques

Condensateurs

FIXES
AU PAPIER ET ÉLECTROLYTIQUES

Modèles réduits 22x42 Vulcain
Modèles normaux 35x110 Muguet

S.I.C

SOCIÉTÉ INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS
95 à 105, rue Bellevue, Colombes (Seine)
Tél. CHARlebourg 29-32

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

LA T.S.F. REVUE MENSUELLE POUR TOUS LES TECHNICIENS DE L'ÉLECTRONIQUE

FONDATEUR : ÉTIENNE CHIRON — RÉDACTION : 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

Toute la correspondance
doit être adressée aux :

ÉDITIONS CHIRON
40, rue de Seine, PARIS-6^e
CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35
TÉLÉPHONE : DAN. 47-56

★

ABONNEMENTS

(un an, onze numéros) :

FRANCE 800 francs
ÉTRANGER 1.060 francs
SUISSE 15,30 fr. S.

Tous les ABONNEMENTS
doivent être adressés

au nom des Éditions CHIRON

Pour la Suisse, Claude LUTHY, Montagny S.,
La Chaux-de-Fonds,

C. chèques postaux : IVB 3439

★

PUBLICITÉ :

R. DOMENACH,

Régisseur exclusif depuis 1934

161, Boulevard Saint-Germain, PARIS-6^e

Tél : LIT. 7933 et BAB. 13-03

PETITES ANNONCES

TARIF : 60 fr. la ligne de 40 lettres,
espaces ou signes, pour les demandes
ou offres d'emploi.

150 fr. la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :

Robert ASCHEN

Henri ABERDAM

Louis BOÉ

P.-A. BOURSULT

Georges BERTRAND

Pierre-Louis COURIER

Pierre HÉMARDINQUER

Marcel LECHENNE

Jacques LIGNON

André MOLES

R.-A. RAFFIN-ROANNE

Pierre ROQUES

Jack ROUSSEAU

★

Directeur d'édition : G. GENIAUX

27^e ANNÉE

JANVIER 1951

N^o 267

S O M M A I R E

Editorial.

Ceci ne tuera pas cela. (LUCIEN CHRÉTIEN) 3

Construction Radio et Sonorisation.

Notre équipement pour reproduction à très haute fidélité. Com-
ment nous utilisons les disques « Microsillons ». Réalisation
du préamplificateur du filtre et de l'amplificateur B. F.
(JACQUES LIGNON) 4

Suppression des phénomènes d'émission secondaire des isolateurs
à l'intérieur des tubes électroniques. (H. ABERDAM) 38

Calcul de circuits.

Une intéressante application de la rétroaction sélective : Amplifi-
cateur, à « self de correction fantôme » . . . (MARCEL LECHENNE) 13

Emission.

Émetteur-Récepteur S. C. R. 300 « Walkie-Talkie » modulé en
fréquence : analyse, schémas, emploi. (GEORGES GENIAUX) 19

Télévision et Ondes Métriques.

La séparation des signaux de synchronisation. II. Séparation
« synchro-vidéo » (PIERRE ROQUES) 23

Le cathoscope « MAZDA » 31 M C 4 à piège à ions. 26

Le dépannage T. V. en H. F. et F. I. (ROBERT ASCHEN) 27

Un nouveau système Américain de Télévision en couleurs.
(LUCIEN CHRÉTIEN) 30

Alimentation 25.000 Volts pour tube à projection. 35

Le bloc de déflexion-concentration « ICONE » . . . (JACK ROUSSEAU) 36

Documentation générale.

Les exposés techniques. (P.-A. BOURSULT) 39

Tous les articles de cette Revue sont publiés sous la seule responsabilité de leurs auteurs

..

EDITORIAL

CECI NE TUERA PAS CELA

UNE LETTRE.

Il paraît que mon éditorial, intitulé « Air connu » (1), a fait bondir l'ami Aschen... Dans une lettre datée du 28 juillet 1950, il ne me l'envoie pas dire :

Je ne suis pas d'accord, la télévision remplacera la radio, tuera le cinéma et fera du tort au théâtre. Vous pouvez le constater, en Amérique, où la production des films a diminué de 50 %. Par contre, la production des bandes pour télévision a augmenté de 60 % en 1950. L'Amérique compte sur 5.000.000 de téléviseurs pour la fin de l'année. L'Angleterre compte sur 500.000 pour la fin de l'année et la France sur 30.000 ? La vente des récepteurs radio diminue à Londres et à New-York. Le même boom est à prévoir en Hollande pour 1951 et en Allemagne pour 1952. La qualité des films pour salles de cinéma est déplorable, à cause du manque de capitaux qui vont vers la télévision.

RIEN N'EST PLUS FAUX QU'UN CHIFFRE.

Pour commencer, j'avoue que je n'ai pas la moindre confiance dans les statistiques. On a, je crois, défini la statistique comme le moyen scientifique de mentir et l'on a ou bien raison. Un expert-comptable astucieux peut présenter à de naïfs actionnaires un bilan déplorable, de manière à faire apparaître un magnifique résultat... C'est l'enfance de l'art.

HEUREUX MATHÉMATICIENS !

Et puis, même si c'était vrai, tout cela ne prouverait rigoureusement rien. L'ami Aschen va un peu fort, quand il affirme péremptoirement que les films ne valent plus rien, parce que les capitaux vont à la télévision ! D'abord, je doute que ce soit exact, ensuite il est évident qu'il n'y a aucune commune mesure entre le capital engagé et la qualité d'un film ! J'admire et j'envie la méthode d'Aschen, qui multiplie le prix de revient d'un film par un certain coefficient, pour être immédiatement renseigné sur sa qualité...

Le cinéma devait tuer le théâtre... Or, le théâtre se porte à merveille. La radio devait tuer la presse d'information ; or, la presse d'information est plus vivante que jamais. Le phonographe devait vider les salles de concert... Or, on a constaté l'inverse.

Pour l'instant, je n'ai pas l'impression que le public de France (et d'ailleurs), déserte les salles obscures pour se ruer devant les écrans de télévision. La « Biennale » de Venise n'a nullement démontré une réduction de la qualité.

Si le cinéma meurt un jour — ce dont — encore une fois — je doute — il ne sera pas assassiné par la télévision... mais par les cinéastes eux-mêmes et par les exigences des vedettes. Il suffit d'avoir vu tourner quelques scènes d'un film quelconque pour être convaincu de cela...

LA TELEVISION EST UNE CHOSE. LA RADIODIFFUSION EN EST UNE AUTRE.

Il est parfaitement inutile de voir les instrumentistes quand on écoute de la musique. Personnellement, je trouve même cela gênant. Vous plairait-il de voir la figure du lecteur d'un bulletin d'information ? Pourquoi remplacerez-vous par un téléviseur le récepteur de chevet qui vous sert à écouter les informations le matin, pendant que vous vous rasez ? De plus, ce n'est pas encore demain que la télévision pénétrera dans nos plus lointaines provinces.

La vérité, c'est que la télévision a son domaine d'application, comme la radiodiffusion a le sien.

Que ces domaines aient des parties communes, c'est l'évidence même, d'où réaction inévitable d'un marché sur l'autre... Exactement comme il y a une réaction du public des salles de théâtre sur le public des salles de cinéma. Mais, ces fluctuations sont d'une importance très limitée.

NOUS SOMMES EN FRANCE.

Au demeurant, pourquoi voulez-vous que la France suive exactement la même trajectoire que les Etats-Unis ou l'Angleterre ? Nous n'avons ni les mêmes mœurs, ni les mêmes institutions ; nous n'avons ni les mêmes goûts, ni les mêmes qualités, ni les mêmes défauts...

J'aime les cuisses de grenouilles et j'adore les escargots. Je n'aime pas le gigot avec une sauce à la menthe et je trouve que le wisky sent la punaise écrasée... J'admire cependant les Anglais et les Américains. Mais, il y a des milliers de circonstances dans lesquelles je n'éprouve pas le besoin de faire comme eux... Dieu merci !

Mon éditorial « Air connu » reflétait candidement une opinion personnelle. Je n'ai nullement la prétention de connaître l'avenir. Je puis me tromper. Cela m'est bien souvent arrivé. Cela m'arrivera encore. Mais, depuis vingt ans, les augures de la télévision ont montré une tendance fâcheuse à prendre leurs désirs pour des réalités.

Mon cher Aschen, regardez la carte de France, Entourez Paris et Lille d'un cercle rouge de 100 kilomètres de rayon... Cela représente la clientèle possible de la télévision, pour aujourd'hui et sans doute pour demain ; considérez tous les habitants situés hors de vos cercles rouges... Ils sont les clients possibles de la Radiodiffusion et ceux-là sont beaucoup plus de 30.000... Ces 30.000 sur lesquels vous comptez pour la fin de l'année.

Je remarque d'ailleurs que vous avez pris la précaution de faire suivre votre chiffre d'un point d'interrogation. C'est la sagesse même et je vous en félicite...

(1) Le T. S. F., n° 261-262.

Votre Revue, et les Editions CHIRON, vous présentent leurs vœux sincères et cordiaux pour une année 1951 heureuse et prospère.

NOTRE EQUIPEMENT POUR REPRODUCTION A TRES HAUTE FIDELITE

par Jacques LIGNON, ing. E. S. E.

Comment nous utilisons les Disques « Microsillon »

Les lecteurs de la *T.S.F. pour Tous* se souviennent de l'article de M. Hémarquinier sur les récentes améliorations apportées à l'enregistrement par les disques microsillon. L'amélioration la plus spectaculaire est certainement l'augmentation de la durée de l'enregistrement. Le resserrement de sillons plus étroits, la plus faible vitesse de rotation du plateau ont permis de porter la durée d'audition d'une seule face de disque à plus de vingt minutes pour les disques de 30 cm. à 33 1/3 tours/min (Columbia, Decca, etc.). Ce qui vous donne la 6^e symphonie de Beethoven toute entière sur un seul disque de 30 cm. L'intérêt est double : d'une part, suppression des coupures au milieu des mouvements musicaux, que l'on ne combattait difficilement qu'avec un pick-up à deux plateaux et deux bras, au prix d'une complication évidente. D'autre part, disothèque d'encombrement plus réduit.

Le problème présentait un autre intérêt pour les constructeurs de disques. Le nouveau disque équivalant à cinq ou six disques ordinaires, il était possible de le vendre beaucoup plus cher que les disques précédents. Et il devenait possible d'utiliser des matières plastiques telles que les polyvinyls dont le prix de revient prohibait jusqu'ici l'emploi (notamment par suite de l'usure très rapide des matrices). Tout se tenait d'ailleurs car seule leur dureté permettait le microsillon. Mais, avantage supplémentaire, cette matière est si lisse, son grain est si fin que le bruit d'aiguille est devenu inaudible. Cela permet d'enregistrer d'une part, de retransmettre d'autre part, les fréquences les plus élevées (14.000 à 15.000 périodes/s pour Columbia), au lieu de devoir couper par des filtres passe-bas le gain de l'amplificateur vers 4.000 ou 5.000 périodes/s pour éliminer le plus possible le bruit d'aiguille comme le contraignaient les disques ordinaires. D'où la possibilité de reproduire de façon presque parfaite les timbres de tous les instruments dans leurs notes les plus élevées. Dernier avantage des disques microsillon : l'écartement relativement plus grand entre sillons (devant la largeur de ces sillons) permet d'augmenter le contraste entre pianissimi et fortissimi. Il atteint maintenant 40 à 50 db, et il est donc inutile de prévoir dans l'amplificateur aucun expanseur de contraste, le contraste du disque étant pratiquement celui de l'orchestre.

Ces nombreux avantages du disque microsillon sur le disque ordinaire peuvent paraître tout théoriques. En d'autres termes on peut se demander si la suppression du bruit d'aiguille est suffisante pour permettre d'éliminer les filtres passe-bas, si les disques montent réellement aussi haut en fréquence, si les contrastes sont vraiment aussi grands ; bref, si les chiffres donnés par les constructeurs ne sont pas un peu trop optimistes.

Il n'y a vraiment qu'une seule façon de répondre à cette question. Cela consiste à éprouver loyalement les deux méthodes de reproduction, et à les comparer ; l'oreille étant en fin de compte le juge qui doit trancher, c'est l'audition successive de disques ordinaires et

de disques microsillon qui doit décider s'il vaut la peine d'adopter cette nouvelle technique de reproduction.

C'est dans ce but que nous avons construit le pick-up dont on trouvera la description ci-dessous. On voit que l'on peut, pour chacune des deux catégories de disques, reproduire la bande de fréquences 30 — 15.000 périodes/s, ou la couper brutalement à 3.000, 5.000, 7.000, 10.000 ou 13.000 périodes/s au moyen d'un filtre passe-bas soigneusement étudié.

Nous disposions d'un grand nombre de disques ordinaires dits à haute fidélité d'une part, microsillon d'autre part, dont quelques œuvres identiques enregistrées par les mêmes artistes (notamment le concerto pour violon et orchestre de Beethoven, et Petrouchka de Stravinski, particulièrement intéressants pour cette étude puisque le premier comporte de nombreuses parties où le violon solo exécute des variations étourdissantes, révélant toutes les subtilités de son timbre, et que la deuxième est d'une richesse d'orchestration telle que les moindres défaillances de la chaîne totale d'enregistrement, depuis le disque lui-même jusqu'au haut-parleur, se trouvent impitoyablement soulignées).

Les résultats sont décisifs. Et tous les amateurs de musique à qui nous avons demandé de faire la même expérience sont tous du même avis. La différence entre les deux enregistrements est littéralement prodigieuse. Après un excellent enregistrement Pathé (la sérénade en sol majeur de Mozart) qui donnait toute leur chance aux disques classiques, nous avons joué deux disques microsillon Columbia (le concerto pour violon et la sonate à Kreutzer de Beethoven). La différence fut telle qu'aucune discussion n'était possible. Dans un silence stupéfiant pour ceux qui regardaient le disque tourner (absence totale de bruit d'aiguille, bien que le filtre passe-bas fût éliminé), la sonate s'est élevée avec une clarté, une pureté de timbre extraordinaires. Les attaques du piano étaient si franches, les cordes du violon étaient grincées ou pincées d'une façon si nette que l'on sentait véritablement la présence des artistes dans la pièce. Cette impression était précisée encore par les contrastes entre les volumes sonores, de la même ampleur que ceux qu'on eût pu éprouver dans une salle d'orchestre. Les seules critiques s'adressèrent toutes au disque ordinaire à 78 tours, les plus importantes restant :

— enregistrement terné (après audition des disques microsillon). Ce qui prouve une fois de plus que l'oreille s'habitue vite aux compressions sonores à condition de n'être pas réveillée par une audition non déformée sous cet angle ;

— bruit d'aiguille perceptible bien que le disque fût neuf. D'où obligation de régler le filtre passe-bas sur 5 kc/s (bruit encore trop perceptible sur 7 kc/s), ce qui enleva toute exactitude aux timbres des instruments ;

— obligation de changer quatre fois la face du disque pour cette seule petite sérénade de Mozart, alors que toute la sonate à Kreutzer tenait sur un seul disque, avec la coupure située entre le premier et le deuxième

mouvement ; c'est une règle absolue que dans tous les disques microsillon il n'y a jamais de coupure au milieu d'un mouvement.

Les seuls inconvénients que j'ai constatés pour le pick-up microsillon sont les suivants : la pression du bras sur le disque est très faible, et le moindre choc sur le meuble fait sauter le saphir de plusieurs sillons. C'est un inconvénient mineur pour les personnes prévenues, mais l'expérience montre qu'il est bon d'écarter les enfants.

En air chaud et sec, les disques retiennent volontiers des particules de poussière par électricité statique. Il faut les laver périodiquement à l'eau claire. Il est bon d'ailleurs de les laver la première fois à l'eau et au savon, avec une éponge douce, pour les débarrasser des dernières traces de graisse qui peuvent rester au fond des sillons en sortant de la presse.

Description du pick-up

(La description de l'appareil, l'explication des schémas comprendront la nomenclature des pièces détachées utilisées ; ce n'est évidemment pas dans un but de réclame indirecte pour les fournisseurs intéressés, mais cela correspond au souci de permettre aux amateurs tentés par cette réalisation de pouvoir réunir immédiatement, et sans tâtonnements, le matériel nécessaire pour reproduire le même équipement sans risque d'insuccès.)

Nous avons vu précédemment que ce pick-up se proposait d'utiliser pleinement les possibilités offertes par les enregistrements modernes. Ses caractéristiques essentielles en découlent immédiatement.

On sait que depuis quelques années les disques ordinaires, à 78 tours/min., montent très haut en fréquence : 15 kc/s pour les disques Decca frr (full frequency range recording), 12 à 14 kc/s pour les disques Pathé dits à haute fidélité. Les disques microsillon — Columbia et Decca à 33 1/3 tours/min., RCA Victor à 45 tours/min. — montent également à 15 kc/s. Il faut

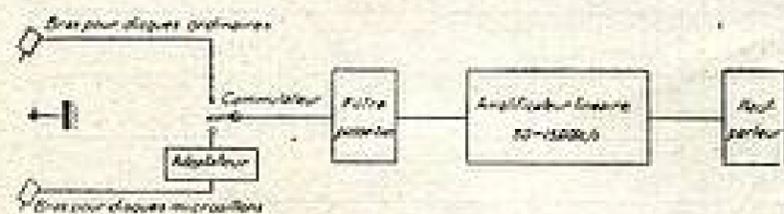


FIG. 1. — Schéma de principe de l'ampli.

donc que chaque élément du pick-up, bras, amplificateur et haut-parleur, couvre la gamme de fréquences 30 — 15.000 c/s.

Les disques à 78 tours/min présentent un bruit d'aiguille parfois considérable. Les disques microsillon pouvaient également en présenter ; il fallait du moins prévoir cette possibilité puisque l'un des buts de l'étude était justement d'en vérifier l'importance. L'amplificateur, linéaire jusqu'à 15.000 périodes/s ou au delà, comporte donc un filtre passe-bas réglable, à 6 positions correspondant aux fréquences 3 kc/s, 5 kc/s, 7 kc/s, 10 kc/s, 13 kc/s et pas de coupure (position 1). En résumé l'ensemble électrique comprend les éléments suivants (schéma de principe de la fig. 1) :

(1) Voir les articles de M. Bertrand sur l'enregistrement, T. S. F., pour Tous n°s 281-282.

Bras de pick-up

Deux bras, l'un pour les disques ordinaires, l'autre pour les disques microsillon.

a) Disques ordinaires 78 tours/min : Bras Telefunken, magnétique, à saphir. La pression exercée par le saphir sur le disque est de 22 g. La tête est à basse impédance. Un transformateur B.F. compris dans le socle élève l'impédance de sortie à 50.000 Ω, et relève le signal de sortie de 6 db par octave au-dessous de 250 périodes/s pour corriger la courbe d'enregistrement (1). La tension de sortie est donc linéaire de

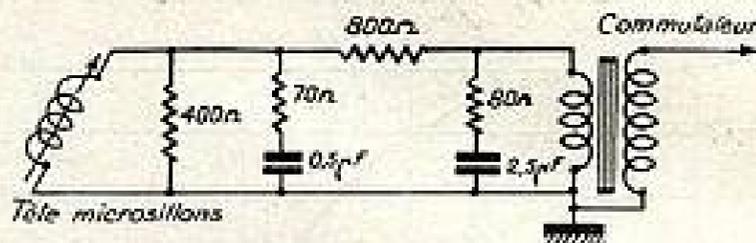


FIG. 2. — Filtre correcteur de graves pour microsillon.

250 à 12.000 périodes/s, et monte de 6 db par octave de 250 à 30 périodes/s ;

b) Disques microsillon, 45 tours/min et 33 1/3 tours/min. Bras Audax à rubans accordé, type LM79 (fabriqué aux U.S.A.), à saphir remplaçable. La pression du saphir sur le disque est de 6 g. La tête est à faible impédance, 200 ohms, et la tension de sortie linéaire de 30 à 15.000 périodes/s.

On sait (1) que, à l'enregistrement des disques microsillon, le signal est atténué de 5 db par octave au-dessous de 800 périodes. Il faut donc à la reproduction relever le signal de 5 db par octave au-dessous de 800 périodes/s au moyen d'un filtre convenable. C'est le rôle du circuit correcteur de la figure 2, dont la figure 3 donne la courbe de réponse. La résistance de 400 ohms en parallèle à l'entrée ne joue aucun rôle dans ce filtre et n'est là que pour charger la tête du pick-up, sur les conseils du constructeur.

La sortie du filtre étant à basse impédance, il faut un transformateur B.F. pour élever cette impédance jusqu'à 50.000 ohms environ, de façon à disposer d'une tension de signal raisonnable. La tension de signal aux bornes de sortie du filtre est en effet de l'ordre du millivolt. Ce transformateur d'entrée ne souffre pas la médiocrité. Il faut en effet transmettre la bande 30 — 15.000 périodes/s. Une étude rapide des transformateurs existant à l'époque (début 1949) nous a fait adopter le transformateur LIE type AY131, que nous avons préféré au transformateur AY132 en raison de son double blindage en mu-métal. Dans les conditions d'adaptation où il est utilisé, ce transformateur passe la bande 30 — 15.000 périodes/s à 0,5 db près. L'ensemble du filtre correct et du transformateur forme l'adaptateur de la figure 1.

Un commutateur unipolaire à deux positions de modèle courant permet de brancher l'un ou l'autre bras aux bornes d'entrée du filtre passe-bas.

Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est dérivé du filtre en double T parallèle. Je n'ai pas l'intention d'en expliquer ici le fonctionnement. Le problème des circuits en double T vaut lui-même la peine d'être étudié dans son ensemble, et fera très prochainement l'objet d'un article dans cette revue.

D.T.N. WILLIAMSON, des Laboratoires FERRANTI,

en Angleterre, a publié un excellent schéma pratique d'un tel filtre passe-bas dans le numéro de novembre 1949 de *Wireless World*.

A cette époque, nous avons échangé personnellement une correspondance intéressante avec M. WILLIAMSON, correspondance dont nous entretiendrons nos lecteurs dans l'article qui traitera des circuits en double T.

Pour notre part, nous avons reproduit le préamplificateur avec le filtre WILLIAMSON, en remplaçant les deux triodes anglaises par la triode classique 6F5, en adaptant les polarisations (fig. 4).

Nous y avons ajouté une position supplémentaire,

tions du filtre. Les résultats sont excellents (fig. 5) et conformes à ce que laisse prévoir la théorie de ces filtres (que nous décrirons dans un prochain article). Le montage est en outre parfaitement stable et fonctionne depuis plus d'un an dans notre installation.

L'intérêt de ce circuit en double T vient d'être prouvé d'une manière éclatante : alors que le présent article était composé, nous trouvons chez notre excellent confrère Toute la Radio de décembre 1950 un article de MM. BONHOMME et TISSOT qui ont, eux aussi, adopté le schéma de M. WILLIAMSON pour une réalisation personnelle.

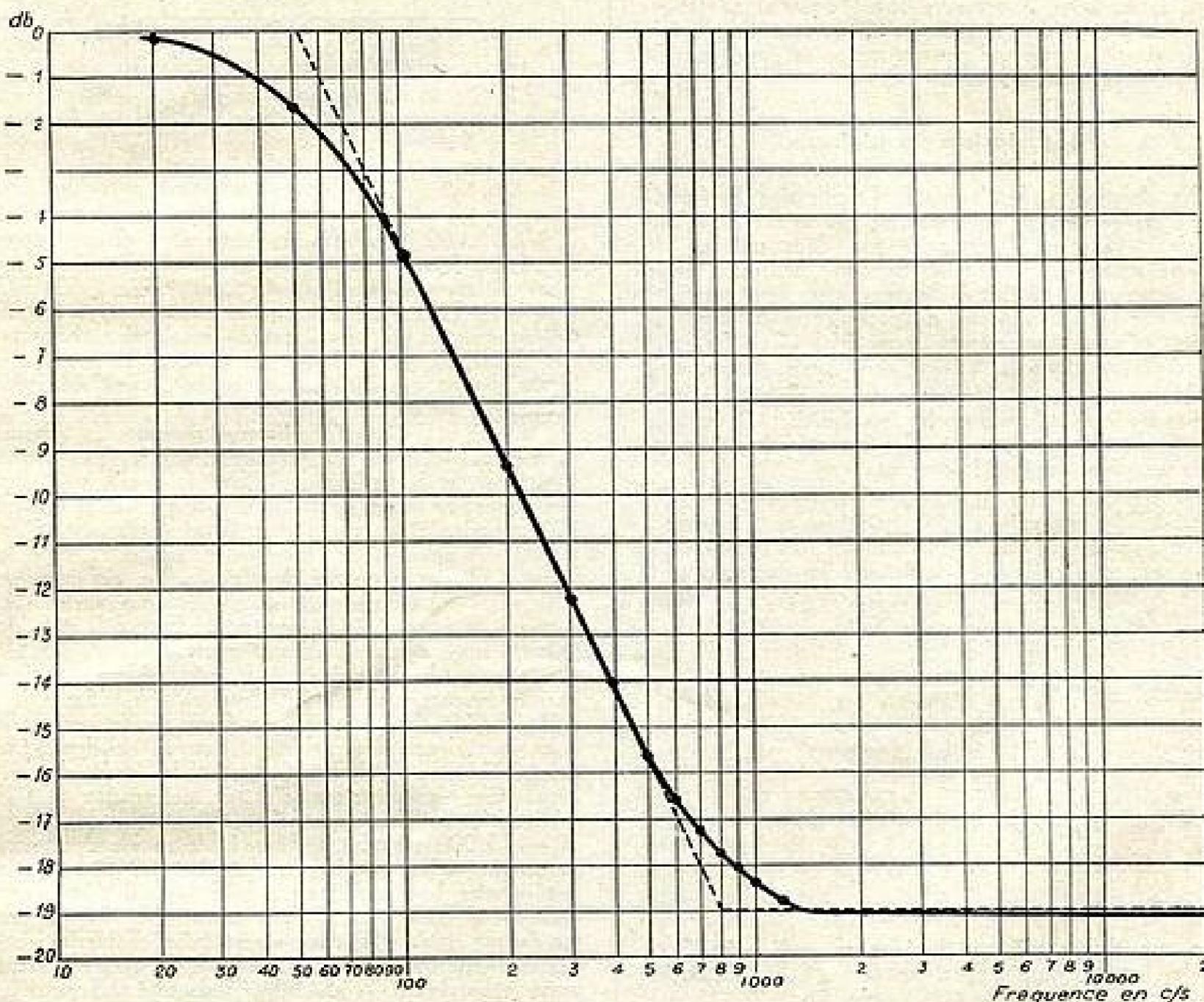


FIG. 3. — Courbe de réponse du filtre correcteur de graves.

dont nous avons calculé les éléments pour obtenir une coupure à 3 kc/s, dont voici l'utilité :

Nous allons décrire par la suite diverses solutions possibles pour adapter devant cet excellent amplificateur B.F. un châssis H.F. permettant d'obtenir un ensemble radio de très haute fidélité, et, d'autre part, un récepteur O.C. de trafic.

C'est pour ce dernier que la coupure à 3 kc/s sera précieuse, car elle permettra de renforcer la sélectivité de l'ensemble récepteur et d'éliminer des interférences gênantes. Nous avons ensuite mesuré point par point les six courbes de transmission correspondant aux six posi-

En attendant la publication de notre étude sur le fonctionnement du double T, que le lecteur accepte donc pour le moment le schéma de la figure 4, avec les courbes de réponse correspondantes de la figure 5. Elles montrent l'efficacité remarquable de ce filtre qui ne comporte aucune self. Cela permet de lui donner un encombrement extrêmement réduit, et cela élimine le risque d'induction de 50 périodes/s dans les selfs que présentent les filtres classiques. Le gain est linéaire jusqu'au coude qui est très brutal, la plongée est rapide jusqu'à -42 db et la courbe de réponse ne remonte ensuite jamais plus haut que -32 db.

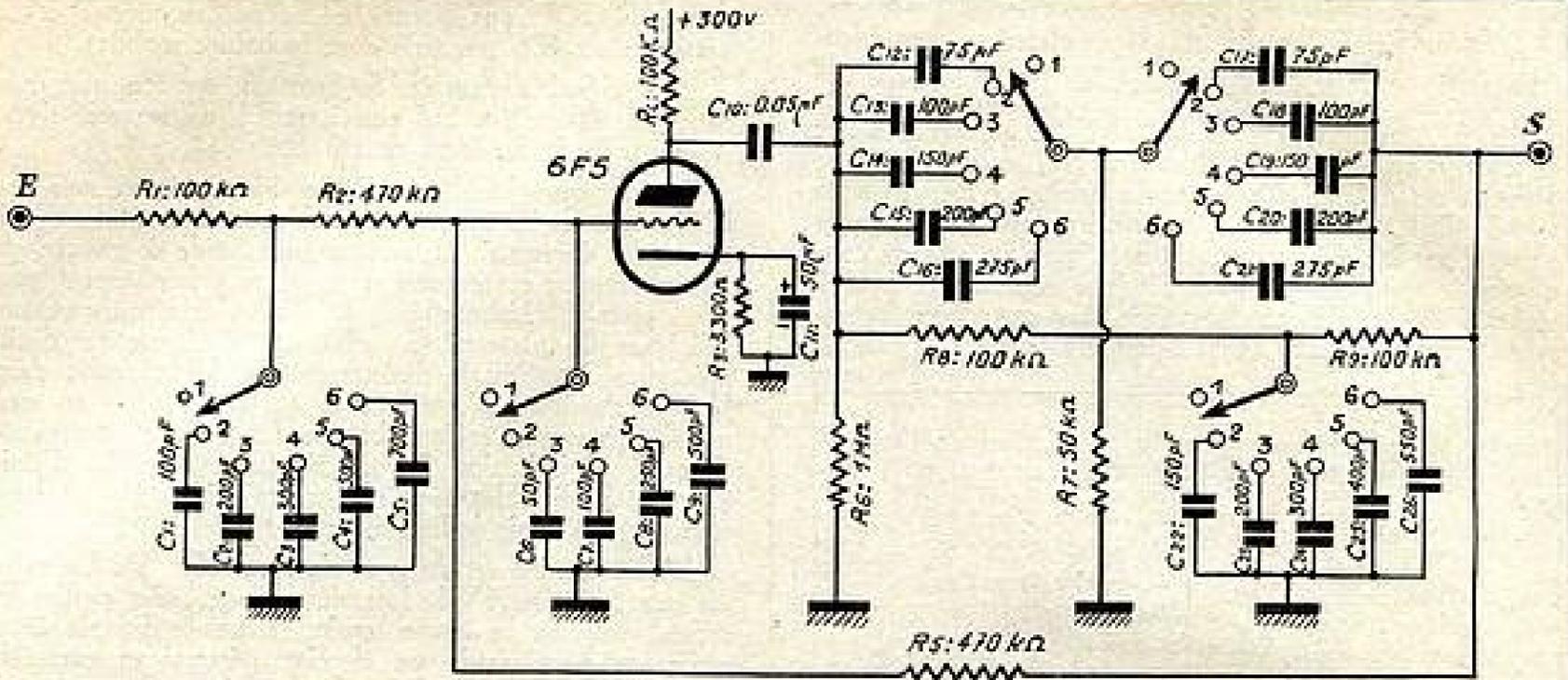


FIG. 4. — Filtre passe-bas.

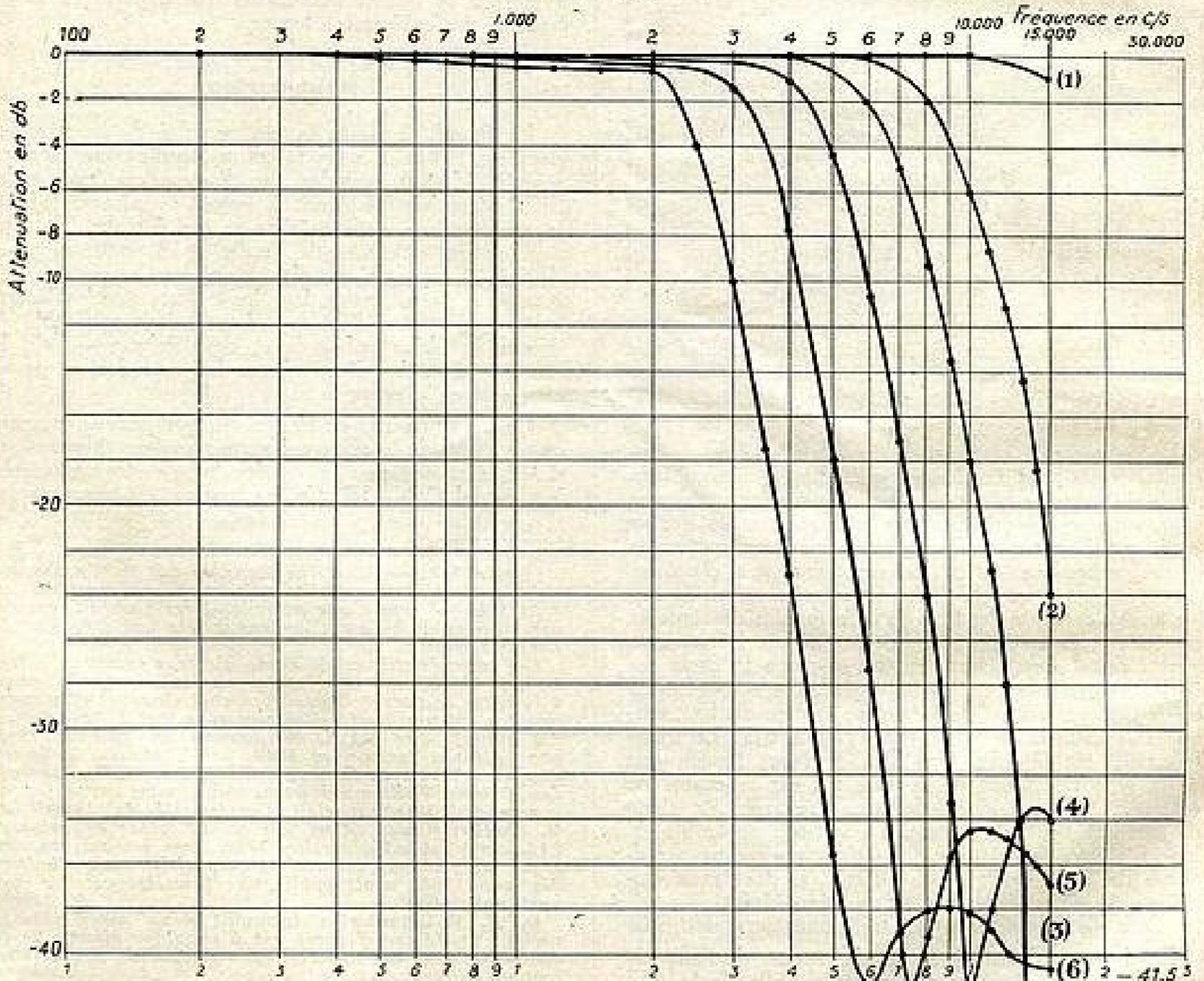


FIG. 5. — Courbes de réponse du filtre passe-bas, d'après nos propres mesures (points de mesures indiqués).

Amplificateur proprement dit (fig. 6)

C'est un amplificateur du type classique, reprenant dans ses grandes lignes la remarquable étude de M. Chrétien dans les numéros 207 à 217 de janvier 1946 à novembre 1946 de la T.S.F. pour Tous : déphaseur cathodyne à faibles charges, push-pull driver devant l'étage final (1). La seule différence est que nous avons utilisé un étage final de tétrodes au lieu des triodes prévues par M. Chrétien, mais avec un fort taux de contre-réaction qui réduit leur impédance interne. La contre-réaction est linéaire en fréquence, les corrections nécessaires étant effectuées avant l'amplificateur.

Valeurs des éléments pour la réalisation de l'étage préamplificateur à filtre passe-bas (fig. 4)	
$R_1 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W.}$	$C_1 = 300 \text{ pF} \pm 1 \%$
$R_2 = 470 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W.}$	$C_2 = 500 \text{ pF} \pm 1 \%$
$R_3 = 3300 \Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W.}$	$C_3 = 700 \text{ pF} \pm 1 \%$
$R_4 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1 \text{ W.}$	$C_4 = 50 \text{ pF}$
$R_5 = 470 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W.}$	$C_5 = 100 \text{ pF}$
$R_6 = 1 \text{ M}\Omega \pm 10 \%, \frac{1}{4} \text{ W.}$	$C_6 = 250 \text{ pF} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \pm 1 \%$
$R_7 = 50 \text{ k}\Omega \pm 1 \%, \frac{1}{2} \text{ W.}$	$C_7 = 500 \text{ pF}$
$R_8 = 100 \text{ k}\Omega \pm 1 \%, \frac{1}{2} \text{ W.}$	$C_{10} = 0,05 \text{ }\mu\text{F} \pm 1 \%, 500 \text{ V.}$
$R_9 = 100 \text{ k}\Omega \pm 1 \%, \frac{1}{2} \text{ W.}$	$C_{11} = 50 \text{ }\mu\text{F}, 50 \text{ V.}$
$C_1 = 100 \text{ pF} \pm 1 \%$	$C_{12} = C_{13} = 75 \text{ pF}$
$C_2 = 200 \text{ pF} \pm 1 \%$	$C_{13} = C_{14} = 100 \text{ pF}$
	$C_{14} = C_{15} = 150 \text{ pF} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \pm 1 \%$
	$C_{16} = C_{17} = 200 \text{ pF}$
	$C_{18} = C_{19} = 275 \text{ pF}$
	$C_{20} = 150 \text{ pF}$
	$C_{21} = 200 \text{ pF} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \pm 1 \%$
	$C_{22} = 300 \text{ pF}$
	$C_{23} = 400 \text{ pF} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \pm 1 \%$
	$C_{24} = 550 \text{ pF}$

Nos lecteurs verront les résultats remarquables que nous avons obtenus sur les courbes publiées, et où nous avons repéré tous les points où nous avons effectivement fait une mesure.

La puissance de sortie est de 8 watts avec 2 % de distorsion totale, par un étage symétrique de 6V6. Une préamplificatrice 6J7 attaque une déphaseuse cathodyne 6C5, qui commande un driver constitué par la double triode 6SN7 ; c'est cet étage de séparation qui excite l'étage symétrique final. La disposition est classique. La préamplificatrice 6J7 était nécessaire en raison du faible niveau de sortie des bras de pick-up. Les découplages ont été étudiés avec beaucoup de précaution. L'excellente qualité de cet amplificateur est due en partie au choix des éléments employés, en partie à la grande boucle de contre-réaction qui va de la bobine mobile du haut-parleur à la cathode de la préamplificatrice 6J7. Le transformateur est un LIE type BY33. Nous l'avons pris de la série B, et non de la série A, car la chaîne de contre-réaction pouvait parfaitement rattraper la chute du signal en bouts de gamme. La capacité de 1.500 pF branchée entre les plaques des 6V6 supprime un accrochage de l'amplificateur sur 150 kc/s, dont nous étudierons la cause dans un article plus général sur les rotations de phase dans les transformateurs de sortie.

La figure 7 donne la courbe de réponse de l'amplificateur, le signal étant injecté entre la grille de la 6J7 et la masse, et la tension résultante recueillie aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, pour une puissance

de sortie de 8 watts (mesure effectuée avec un voltmètre à lampes B.F. aux bornes de la bobine mobile et un ampèremètre B.F. en série avec la bobine mobile).

Sans signal à l'entrée, le bruit de fond a une puissance de 8 μw , ce qui correspond à un rapport signal de sortie/bruit de fond de 60 db.

La photographie de la figure 11 représente une vue de dessous de la plaque du pick-up, montrant la disposition des éléments. L'immense place vide à gauche de l'amplificateur correspond à la place primitivement prévue pour l'alimentation. Il fallut malheureusement l'éloigner du plateau. En effet, le transformateur d'alimentation introduisait directement du 50 périodes dans la tête du bras microsillon et aucun blindage en mu-métal d'épaisseur raisonnable ne fut suffisant pour supprimer cette induction. Le seul remède efficace fut d'éloigner cette alimentation d'environ un mètre. Ce fut heureusement la seule induction constatée.

L'alimentation est du type classique (fig. 8). La valve est une 5Z3 ou 5V4. Les découplages sont particulièrement soignés, la haute tension redressée initiale étant suffisante pour avoir un dernier découplage capacitif séparé pour les étages de tension et l'étage de puissance. C'est par ce dernier découplage que disparut un motor boating particulièrement tenace.

Haut-parleur

La figure 12 donne la photographie du haut-parleur dans son baffle. Il nous fallait un haut-parleur montant jusqu'à 15.000 périodes. Le haut-parleur exponentiel SEM vient immédiatement à l'esprit ; malheureusement, sa puissance de sortie ne dépasse pas 3 watts. Et nous voulions une puissance de l'ordre de 8 watts, la pièce destinée à recevoir ce pick-up pouvant supporter des puissances de cet ordre dans les « forte ». Une longue pratique d'auditeur m'a montré qu'il était préférable de donner la pleine puissance et de s'éloigner — s'il le faut — dans la pièce voisine. La reproduction gagne nettement en « présence ».

On ne trouve pas en France de haut-parleur couvrant cette gamme de fréquences à cette puissance. Nous avons donc pris un modèle américain de Cinaudagraph, le Cinaxial CIN-15B. Ce haut-parleur est remarquable.

(1) N.D.L.R. — L'amplificateur de D.T.N. WILLIAMSON, publié en décembre 1947, puis avec modifications en août 1949, et repris par notre confrère français, correspond lui aussi à l'amplificateur à très haute fidélité de Lucien Chrétien.

Les caractéristiques de l'amplificateur Chrétien, citées ici par M. Lignon et adoptées par lui, le furent aussi à la suite de notre rédacteur en chef (jusques et y compris les valeurs, sauf celles correspondant à l'adaptation des tubes), par D.T.N. Williamson en 1947 et 1949, par Le Haut-Parleur en 1948, par Toute la Radio en décembre 1950 sous le nom « Williamson ». Une analyse des articles Williamson parue dans notre revue (n° de novembre 1949) rappelait l'antériorité du travail de M. Chrétien (nous citons son amplificateur à push-pull 6A5, car c'est cette version 1946, avec ses valeurs, qui a été adoptée par les réalisateurs cités, mais Chrétien dès avant 1938 avait publié une première version avec push-pull AD1).

D.T.N. Williamson a introduit deux notes personnelles : 1° l'étage d'entrée est à couplage direct ; 2° la contre-réaction est linéaire, elle n'introduit pas de correction en fréquence.

Nous fûmes heureux de lire dans l'article anglais que le montage avait soulevé un intérêt mondial (it has aroused world-wide interest). Cela semble se confirmer.

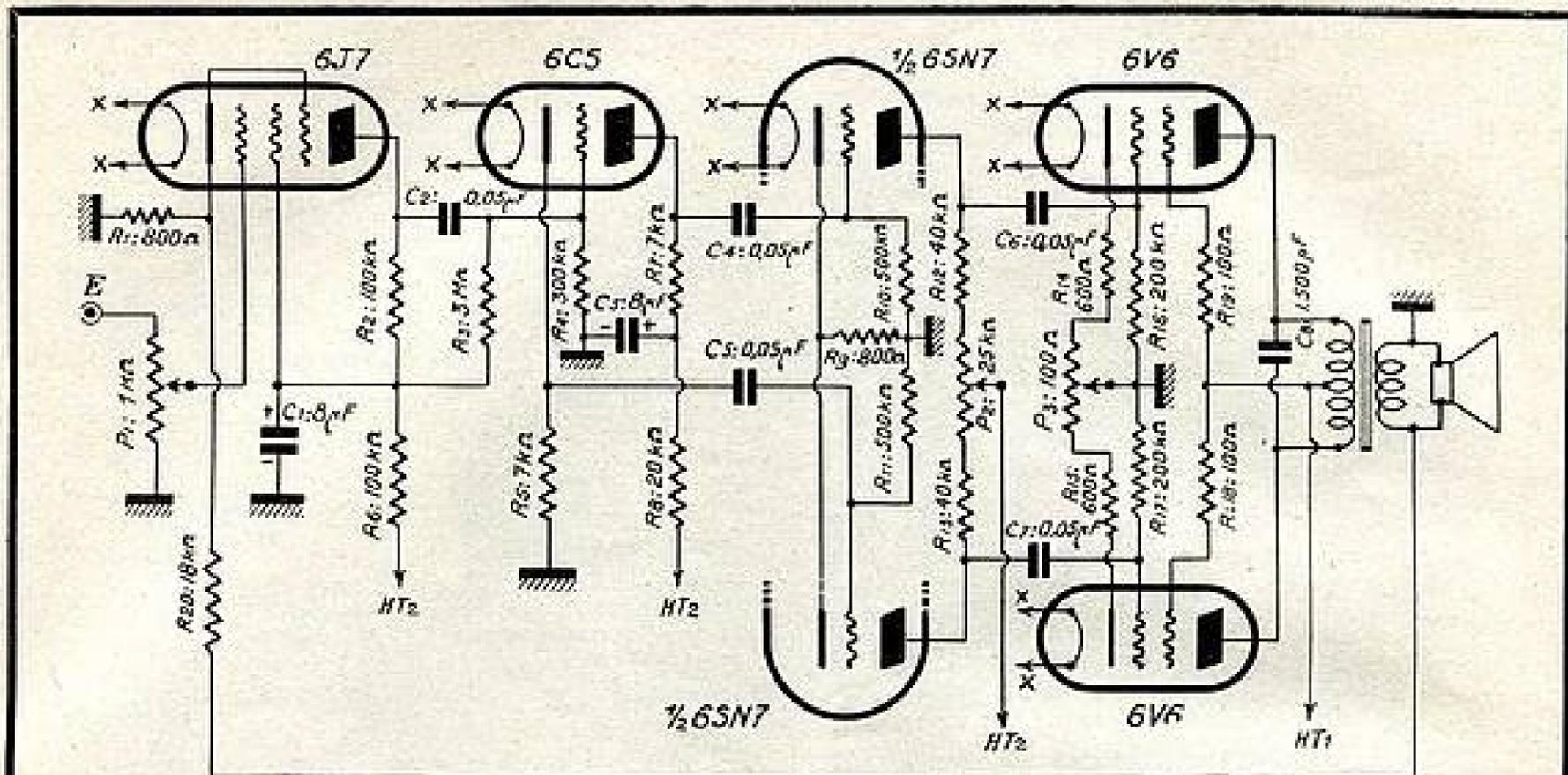


FIG. 6. — Ampli proprement dit.

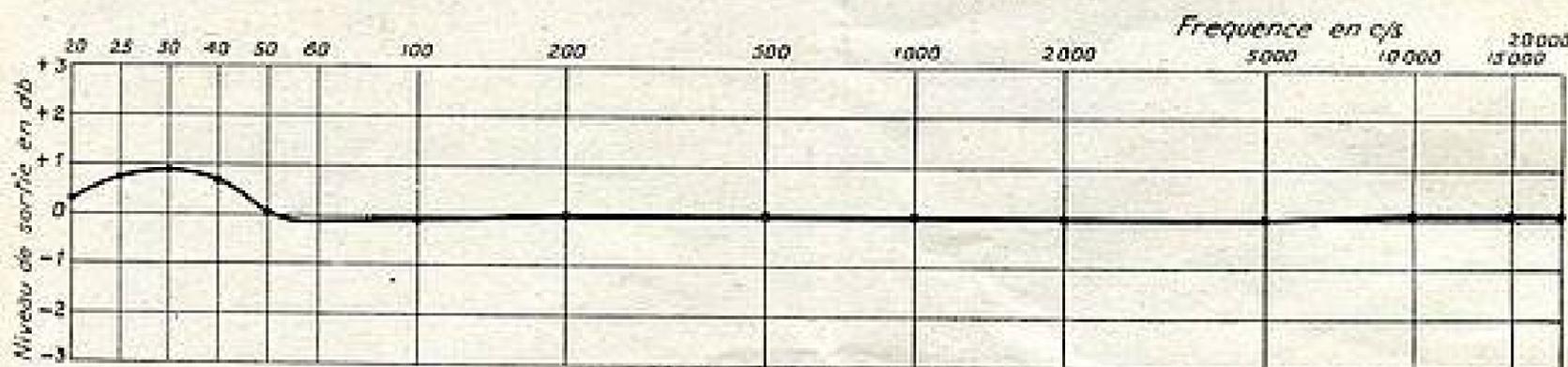


FIG. 7. — Courbe de réponse de l'ampli.

C'est un haut-parleur double, comprenant un cône de 40 cm pour les fréquences graves et un cône plus petit de 7,6 cm pour les fréquences aiguës. Ces deux cônes sont parfaitement visibles sur la photographie. Les deux aimants permanents correspondants sont en Alnico 5. La puissance nominale de ce haut-parleur est de 15 watts. Une cellule intérieure répartit les fréquences

entre les deux cônes. La figure 10 donne les dimensions intérieures du baffle-reflex. La caisse est construite en bois dur de 2 cm d'épaisseur, doublé intérieurement de plaques d'isorel de 2 cm d'épaisseur. Le fond est en contreplaqué de 1 cm d'épaisseur.

Résultats

Les résultats sont remarquables. Ils sont dus en grande partie au haut-parleur lui-même, dont la qualité est vraiment excellente. On oublie généralement trop que le haut-parleur est une partie très importante de l'ensemble de la chaîne de reproduction, et qu'il est inutile de construire un excellent amplificateur si le haut-parleur n'a pas la même qualité. Et un haut-parleur de cette qualité est très cher. Mais les résultats sont tels qu'on ne peut regretter la peine que l'on peut prendre à réaliser un tel ensemble. Que le lecteur intéressé par la vraie qualité de reproduction musicale tente cette réalisation. Les résultats qu'il obtiendra le dédommageront de toute la peine qu'il aura pu prendre.

Je veux avant de terminer préciser un détail qui est d'importance. On ne trouve pas actuellement en France de haut-parleur couvrant la gamme de fréquences 30-15.000 périodes avec une puissance de l'ordre de

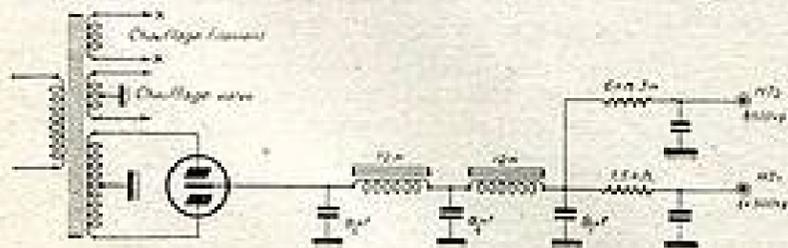


FIG. 8. — Schéma de l'alimentation.

entre les deux cônes. L'impédance d'entrée, de 8 ohms, est raisonnablement constante entre 30 et 15.000 périodes, avec néanmoins une résonance assez forte à 40 périodes, visible sur la courbe de réponse de l'amplificateur (fig. 7). La courbe de réponse acoustique, pour le haut-parleur monté dans le baffle-reflex classique pour cette dimension, varie de ± 2 db dans cette même

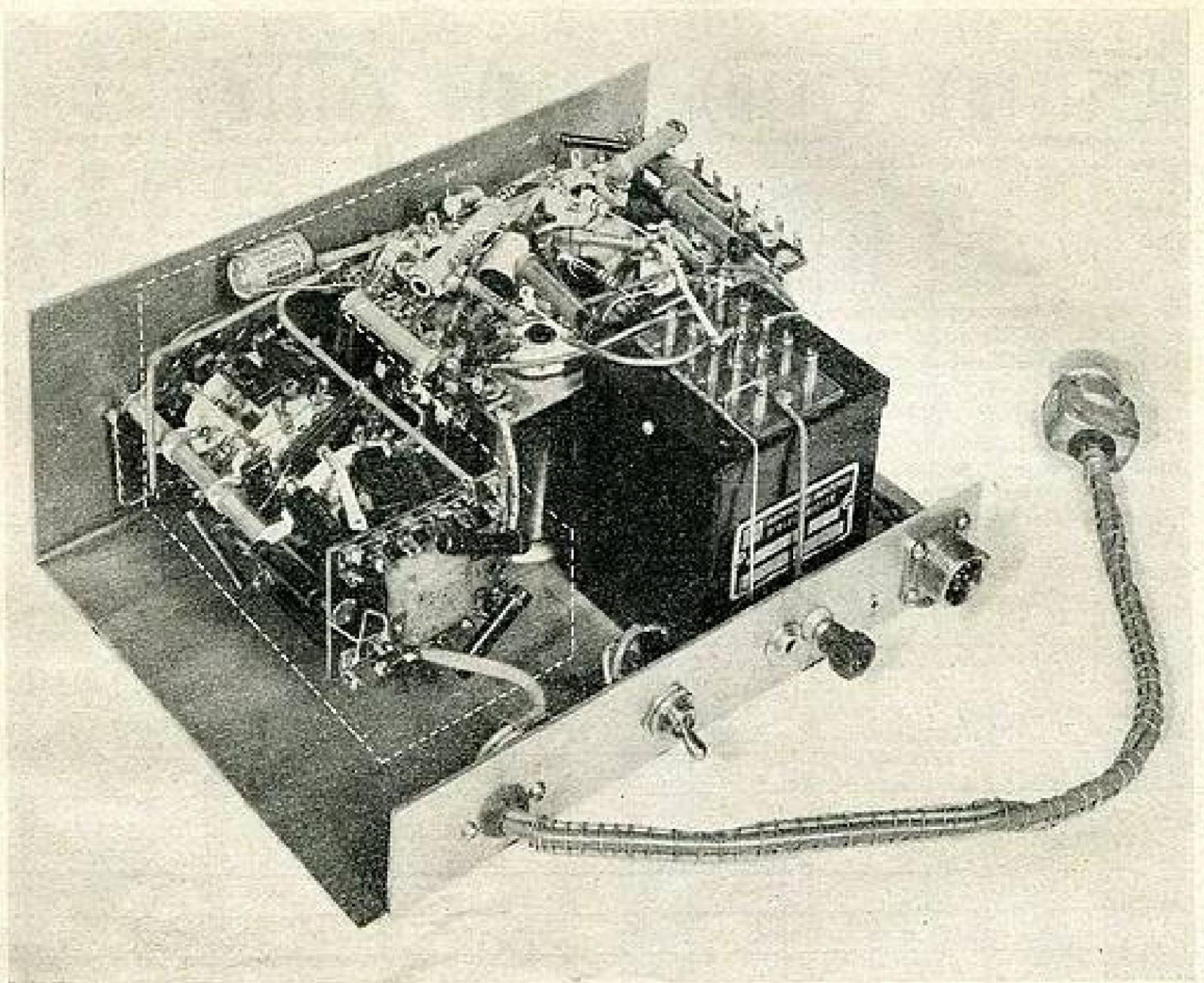


Fig. 9. — Châssis du préamplificateur que nous avons réalisé : le trait pointillé cerne les circuits du filtre en double T.

10 watts. Mais on peut, moyennant certaines précautions, en réaliser un avec deux haut-parleurs distincts : un haut-parleur de grand diamètre pour les fréquences graves et un haut-parleur de petit diamètre pour les fréquences aiguës, avec un filtre séparateur convenable. Il faut que les haut-parleurs soient situés le plus près possible l'un de l'autre, la position concentrique étant la position idéale. On obtient ainsi une absence totale de directivité qui donne une audition identique dans tous les azimuts autour du haut-parleur. Il faut proscrire l'hérésie qui consiste à séparer largement les deux haut-parleurs pour « retrouver » une impression de « relief ». Certains amateurs « raffinés » disposent même le haut-parleur des graves à gauche et le haut-parleur des aiguës à droite pour reconstituer l'emplacement des éléments dominants de l'orchestre. Le moindre mal serait ainsi de mettre l'accent sur un effet que l'on cherche précisément à combattre dans les salles de concert. Et imaginez maintenant la coupure entre les deux haut-parleurs située vers 2.000 ou 2.500 périodes. Et un violon, un piano, ou tout autre instrument pouvant couvrir une gamme étendue, jouant des arpèges entre 1.000 et 3.000 périodes. Quelle merveilleuse impression d'ubiquité on ressent alors ! Cette impression devient d'ailleurs catastrophique si cette variation de fréquence est couverte par une cantatrice qui vocalise.

Entrainement mécanique

On ne trouve pas encore en France de moteur de pick-up donnant les trois vitesses : 78 1/min, 33 1/3 1/min et 45 1/min (RCA Victor). Le moteur que j'ai adopté pour ce pick-up est un moteur à deux vitesses (78 1/min et 33 1/3 1/min), type Dual de Carobronze, mécaniquement parfait, muni d'un plateau en fonte de trois livres (précieux en raison de la légèreté du bras pour microsillon), recouvert lui-même d'un tapis de caoutchouc. La variation de vitesse est réalisée par une variation du rapport d'engrenage, au moyen d'une vis centrale logée dans l'axe émergent du plateau.

Disposition mécanique des éléments.

La figure 12 représente une photographie du plateau du pick-up montrant la disposition des éléments. On remarquera que les deux bras sont coudés. Cette disposition donne une meilleure orientation de la tête par rapport au sillon dans toute la largeur du disque. La disposition du bras doit être telle que l'axe de la tête soit tangent au sillon moyen du disque. Le constructeur donne en général la distance entre l'axe du plateau et l'axe de rotation du bras, qui donne cette disposition optimum.

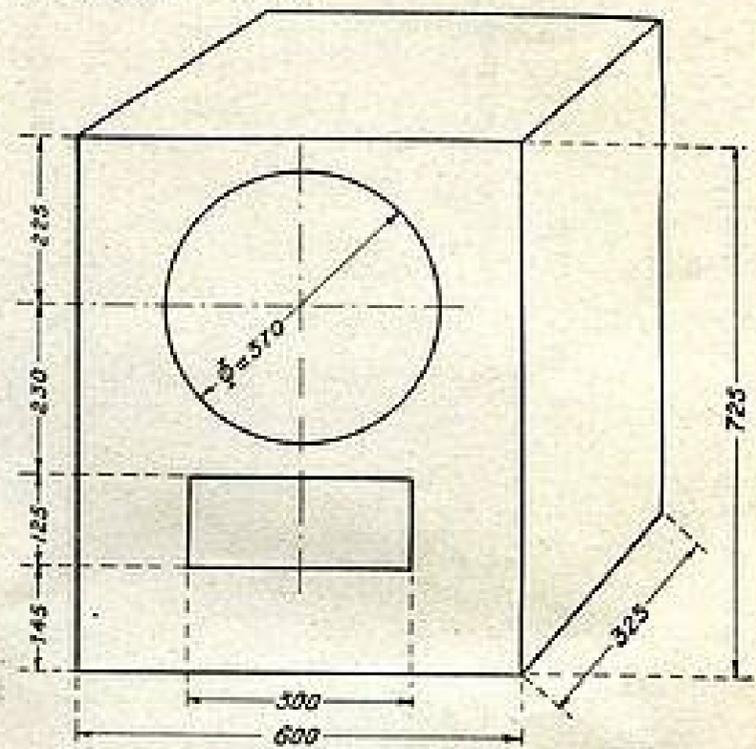
On notera la grande longueur du bras pour disques microsillon. Ce bras permet l'audition de disques de 40 cm de diamètre (plus de 40 minutes d'audition par face de disque). La présentation de la tête est également meilleure pour tous les sillons, puisque l'axe de rotation du bras est plus écarté du disque.

Un détail de construction m'a rendu les plus grands services : la petite boîte en haut et à droite du plateau, encastrée dans celui-ci, contient les saphirs de rechange, le tournevis spécial pour changer le saphir, des lampes cadran de rechange : bref, toutes les petites pièces dont on peut avoir constamment besoin pour le pick-up et qu'on ne retrouve jamais au moment voulu.

Les deux interrupteurs et leurs voyants correspondants, en bas et à gauche du plateau, commandent respectivement l'allumage du moteur et de l'amplificateur.

Je voudrais maintenant conclure rapidement. Il est hors de doute que l'apparition des disques microsillon constitue une révolution dans la technique de l'enregistrement. Je conseille formellement à tous les lecteurs commençant seulement maintenant à se constituer une discothèque de la prendre intégralement en disques microsillon. Personnellement, je ne joue pratiquement plus mes anciens disques à 78 tours/min. Le prix de revient est à peu près identique, quand on considère qu'un disque microsillon donne la même quantité d'auditions que six disques ordinaires. On trouve maintenant ces disques dans le commerce. On trouve également les bras correspondants. Mais je conseille aussi au lecteur vraiment intéressé par la qualité de reproduction musi-

cale qu'offrent ces disques de ne rien négliger dans la réalisation de l'amplificateur, haut-parleur compris. Ce n'est qu'à ce prix qu'il obtiendra le plaisir encore rare d'une reproduction musicale à peu près parfaite de ses compositeurs favoris.



Dimensions en millimètres

FIG. 10. — Baffle reflex.

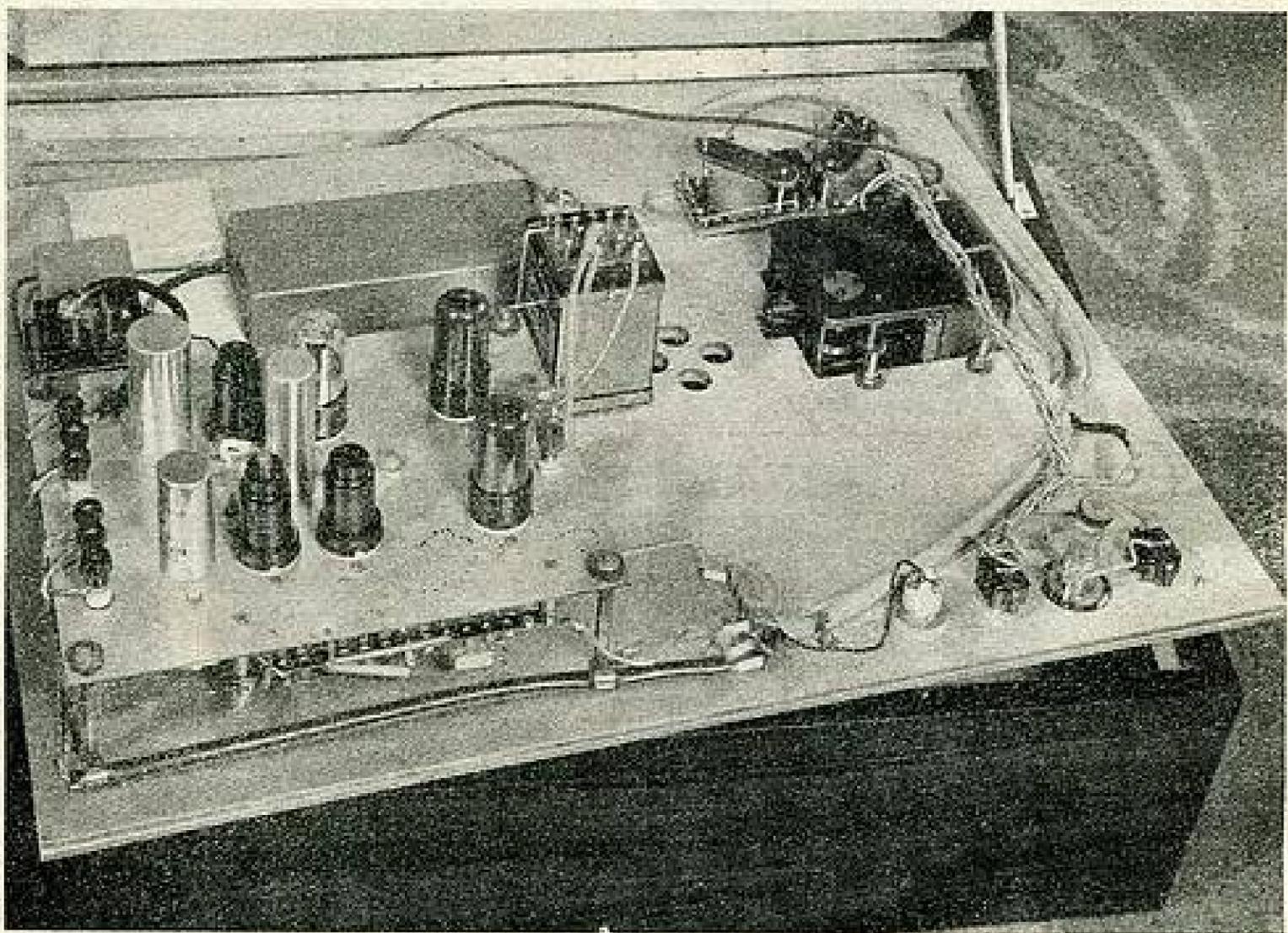


FIG. 11. — Vue de dessous du plateau du tourne-disques ; l'amplificateur y est suspendu ; on voit à droite le moteur.



FIG. 12. — Notre ensemble de reproduction.

Valeurs des éléments de l'amplificateur (schéma fig. 6)

$R_1 = 800 \Omega \pm 5 \%$, 1/2 W,
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, 1/2 W.
 $R_3 = 3 \text{ M}\Omega$, 1/4 W.
 $R_4 = 300 \text{ k}\Omega$, 1/4 W.
 $R_5 = 7 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$, 1/2 W.
 $R_6 = 100 \text{ k}\Omega$, 1/2 W.
 $R_7 = 7 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$, 1/2 W.
 $R_8 = 20 \text{ k}\Omega$, 1/2 W.

$R_9 = 800 \Omega$, 1/4 W.
 $R_{10} = 500 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, 1/4 W.
 $R_{11} = 500 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, 1/4 W.
 $R_{12} = 40 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$, 1 W.
 $R_{13} = 40 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$, 1 W.
 $R_{14} = 600 \Omega \pm 1 \%$, 1 W.
 $R_{15} = 600 \Omega \pm 1 \%$, 1 W.
 $R_{16} = 200 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, 1/4 W.

$R_{17} = 200 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, 1/4 W.
 $R_{18} = 100 \Omega \pm 1 \%$, 1/4 W.
 $R_{19} = 100 \Omega \pm 1 \%$, 1/4 W.
 $R_{20} = 18 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$, 1/2 W.
 $P_1 = 1 \text{ M}\Omega$
 $P_2 = 25 \text{ k}\Omega$ bobiné
 $P_3 = 100 \Omega$ bobiné
 $C_1 = 8 \mu\text{F}$, 500 V, électroly-
 tique

$C_2 = 0,05 \mu\text{F}$ mica, 500 V.
 $C_3 = 8 \mu\text{F}$, 500 V, électroly-
 tique
 $C_4, C_5, C_6, C_7 = 0,05 \mu\text{F}$ mica
 500 V.
 $C_8 = 1.500 \mu\text{F}$, mica, 1.500 V

Toutes les résistances, sauf
 spécification contraire, sont
 à $\pm 10 \%$.

LE SALON NATIONAL DE LA PIÈCE DÉTACHÉE DES APPAREILS DE MESURE ET ACCESSOIRES

organisé par le Syndicat National des Industries Radioélectriques
 le Syndicat des Appareils et Transformateurs de Mesure
 le Syndicat des Fabricants de Condensateurs

s'ouvrira le 2 février 1951, au Parc des Expositions, à la Porte de Versailles
 Notre Revue y sera présente, au Stand des Editions CHIRON, où nos aimables visiteurs pourront aussi consulter
 nos derniers ouvrages de radioélectricité parus.

A cette occasion, notre numéro de février sera un numéro spécial, sur le thème :

**LA PIÈCE DÉTACHÉE FRANÇAISE SUR LE MARCHÉ MONDIAL
 et constituera...**

aussi bien pour les fabricants qui y trouveront spécifications techniques sur les exigences des marchés étrangers,
 que pour l'ensemble de nos lecteurs qui y trouveront des applications pratiques nouvelles du matériel français,

...une documentation technique de premier ordre

POUR L'AMPLIFICATION A LARGE BANDE :

UNE INTERESSANTE APPLICATION DE LA RETROACTION SELECTIVE : AMPLIFICATEUR A « SELF DE CORRECTION FANTOME »

par Marcel LECHENNE, ingénieur à la C.F.T.H., professeur à l'E. C. T. S. F.

Décidément, la radioélectricité se peuple de fantômes. Il n'y a guère, j'évoquais une « triode fantôme » pour expliquer les propriétés de la contre-réaction de tension. Voilà maintenant que Marcel LECHENNE évoque une inductance fantôme. Avec tous ces éléments, on finira peut-être par construire un récepteur ectoplasmique...

Trêve de plaisanteries. J'ai le plaisir de présenter à nos lecteurs l'excellent article qu'on trouvera ci-dessous. C'est le circuit décrit ici même par R. ASCHEN qui en fait l'objet. Si ce circuit est simple, son fonctionnement ne l'est pas. C'est un thème qui a fait déjà couler beaucoup d'encre.

On notera qu'un des avantages certains du circuit, c'est précisément l'absence de bobines de correction. Or, Marcel LECHENNE démontre très simplement que s'il n'y a pas de bobine, il y a tout de même de l'inductance ! La démonstration de notre collaborateur est remarquable : elle est presque entièrement graphique. Quant aux lecteurs techniciens, ils trouveront les arguments mathématiques à la fin de l'article.

L. C.

I. — Introduction

Dans un récent article, Robert Aschen présentait aux lecteurs de T.S.F. un montage dont les performances suscitaient un incontestable intérêt. L'examen du schéma proposé mettait en évidence l'utilisation du principe de rétroaction (fig. 1). Le sujet se révélait bien captivant, même pour un spécialiste basse fréquence.

II. — Une tentation

Elle demeure forte, vous pouvez m'en croire. « Rétroaction ! Et pourquoi pas contre-réaction ? » Telle est l'opinion rencontrée fréquemment lors de l'échange de différents points de vue. Et nos interlocuteurs, pour mieux convaincre, d'ajouter : « Avec la contre-réaction, c'est évident. »

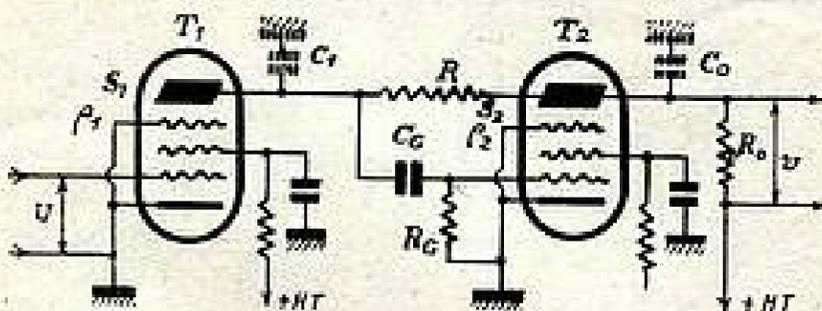


FIG. 1. — Les dispositifs de polarisation n'intervenant pas dans le fonctionnement dynamique, ont été volontairement omis.

S_1 = pente du tube T_1 ,
 r_1 = résistance interne du tube T_1 ,
 S_2 = pente du tube T_2 ,
 r_2 = résistance interne du tube T_2 .

Oserai-je refuser à la contre-réaction les vertus curatives que l'on accorde à la pénicilline en affirmant que ce mode de raisonnement ne me satisfait point et que je préfère celui de l'article de Mulligan et Mautner dans les P.I.R.E. de mai 1948.

III. — Les conditions d'amplification à réaliser

Le problème est d'obtenir un gain maximum, en évitant de déformer le signal à transmettre. Il faut tenir compte des facteurs suivants :

a) Courbe de réponse, c'est-à-dire rapport des modu-

les des tensions de sortie et d'entrée en fonction de la fréquence ;

b) Courbe des variations du temps de transmission en fonction de cette même variable.

On recherchera une constance du module et du temps de transmission pour la bande désirée.

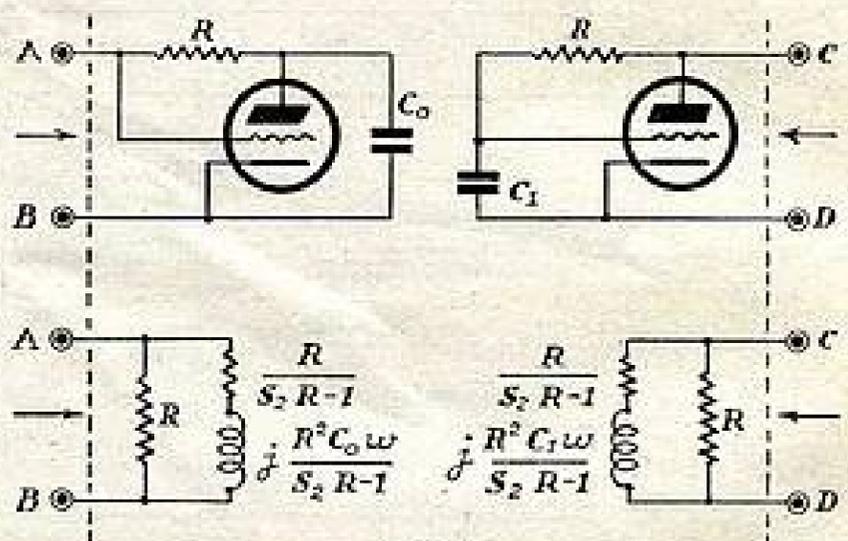


FIG. 2.

IV. — Apparition d'une self fantôme

Que le lecteur ne s'effraie point à la lecture de ce sous-titre. Je n'ai nullement le dessein de jouer au fakir, et d'escamoter l'explication technique. Je conseille simplement d'étudier attentivement la figure 2. Qu'y voyons-nous ? Des tubes à réactance de self-induction ou, mieux encore, des étages à rétroaction de tension.

Le contrôle automatique de la fréquence d'accord des récepteurs et le fameux tube à réactance pour modulateurs de fréquence peuvent rafraîchir la mémoire des techniciens qui s'étonneraient de l'usage du coefficient de

$$\text{self-induction } \frac{R^2 C_0}{S_2 R - 1} \text{ ou } \frac{R^2 C_1}{S_2 R - 1}$$

(voir fig. 1 et 2).

Pratiquement, avec un tube à forte pente, le produit $S_2 R$ est supérieur à l'unité et l'on retrouve la valeur plus classique $\frac{RC_0}{S_2}$ ou $\frac{RC_1}{S_2}$ (fig. 3). Quant au terme $\frac{1}{S_2}$ (100 Ω dans le cas où $S_2 = 10$ mA/V), il suggère

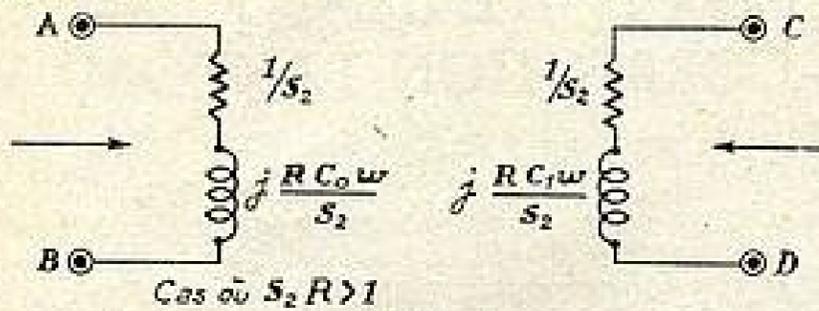


FIG. 3.

l'image d'un amplificateur à charge cathodique, c'est-à-dire à contre-réaction totale. Et il en est bien ainsi (fig. 2), grâce aux valeurs respectives de C_1 , C_0 et R_c .

L'impédance d'entrée d'un tel montage se réduit sensiblement à la valeur $\frac{1}{S_2}$.

V. — Les raisons de la largeur de la bande passante

Pour obtenir une large bande passante, il faut des capacités réparties faibles. Mais celles-ci sont le plus souvent des constantes. Il faut alors réduire les charges. Le gain peut devenir insuffisant. Trois solutions se présentent :

- a) Utiliser des selfs de correction ;
- b) Augmenter le nombre des étages, ce qui permet de réduire les charges ;
- c) Combiner les deux actions précédentes.

Le circuit correcteur à self-fantôme assure cette combinaison par une résistance $\frac{1}{S_2}$ faible, et une self-induction de correction $\frac{RC_0}{S_2}$ ou $\frac{RC_1}{S_2}$, réalisées ELECTRONIQUEMENT.

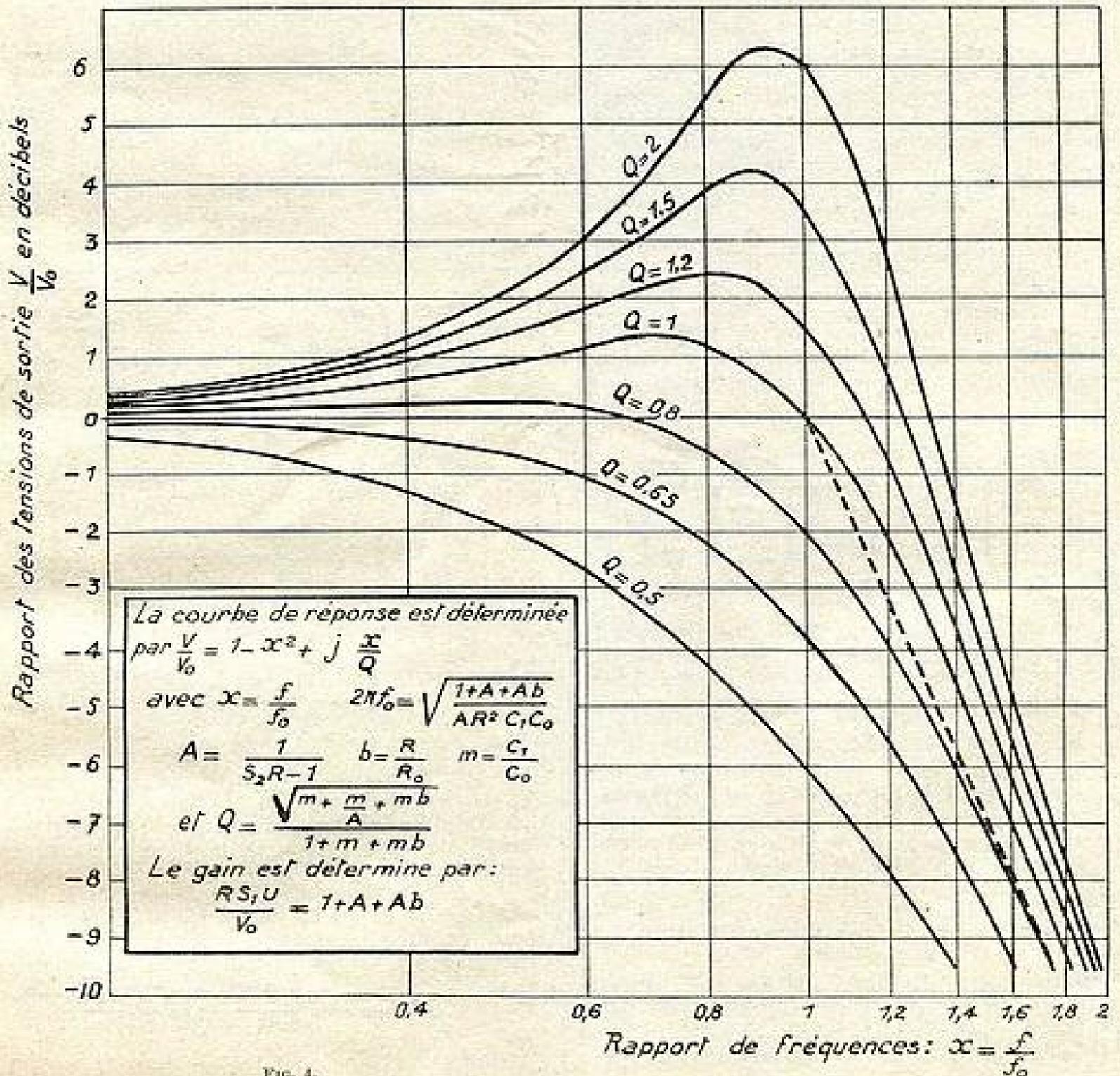


FIG. 4.

On peut objecter qu'une bande relativement large peut être obtenue en chargeant faiblement les deux étages en cascade, sans utiliser la rétroaction. C'est exact, mais les performances demeurent inférieures à celles du schéma étudié. Je préciserai ultérieurement ce point d'importance capitale.

telle hypothèse. Chassons vite ces mauvais esprits : Il est impossible d'obtenir les conditions d'instabilité, bien que l'on se rapproche asymptotiquement de celles-ci. L'addition d'une cellule supplémentaire à résistance et à capacité rendrait possible l'auto-excitation (cas des oscillateurs à résistances et capacités, multivibrateurs).

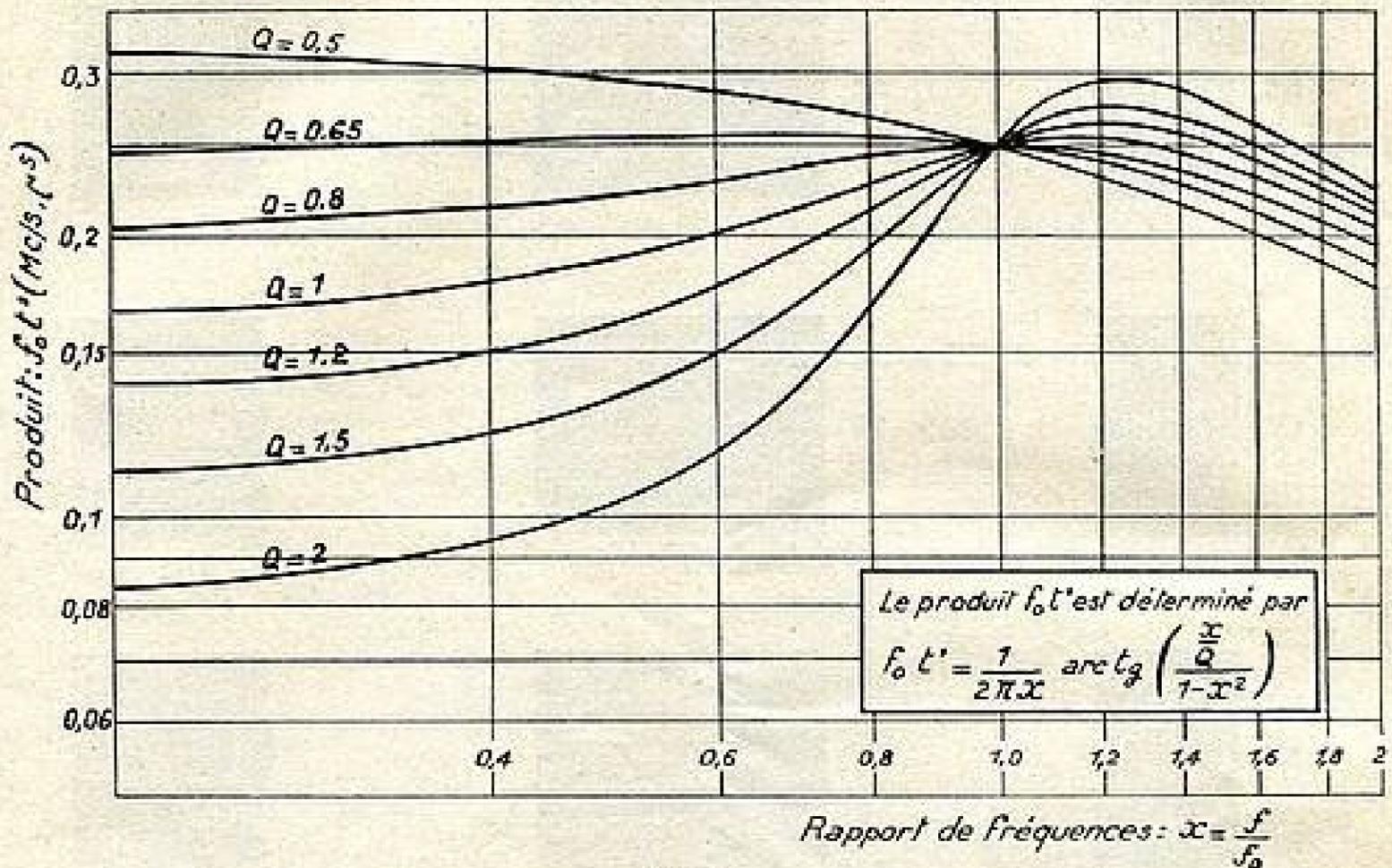


FIG. 5.

VI. — Où est placée la self de correction ?

Les figures 1 et 2 donnent une synthèse immédiate. Il y a deux façons de considérer le circuit :

a) La self $\frac{C_1 R}{S_2}$ est en parallèle sur C_1 et améliore la charge du tube T_1 . Mais il faut alors tenir compte de R_0 dans la transformation d'impédances, ce qui complique quelque peu les formules :

b) La self $\frac{C_1 R}{S_2}$ est une self série et améliore la réponse du tube T_2 . C'est cette méthode que nous avons adoptée.

VII. — Les performances de l'amplificateur

Les calculs développés en appendice font nettement ressortir la correspondance avec un circuit résonant série. La figure 4 montre nettement la possibilité de surtension. Physiquement, cette surtension doit être envisagée comme due à une réduction du facteur d'efficacité de réaction négative. Mais la variation de réactance des condensateurs C_1 et C_0 n'est pas le seul paramètre à considérer. Les déphasages interviennent. Le spectre de la réaction positive, voire de l'auto-oscillation, peut, durant un bref instant, faire son apparition. Je conçois la frayeur qu peut s'emparer du lecteur devant une

Deux réseaux sanctionnent l'étude mathématique figure 4 et figure 5. Quelles conclusions peut-on en tirer ?

Si l'on veut satisfaire la constance du module et du temps de transmission, le coefficient de surtension doit être compris entre 0,65 et 0,8. Pour 0,65, le temps est plus constant mais la bande est plus réduite. Pour 0,8, la bande est plus large mais le temps est plus variable, et en régime transitoire, avec une « attaque » par la perturbation-unité, des oscillations parasites prendront naissance comme dans tout circuit résonant série insuffisamment amorti. Je conseille donc d'adopter les valeurs précédemment définies.

VIII. — Un schéma équivalent simplifié

Il est pleinement justifié de rechercher une solution approximative qui, sans trop sacrifier à la rigueur, facilite le point de vue didactique. C'est ce que j'ai tenté de faire. Les figures 6 et 7 résument le raisonnement effectué pour obtenir la tension en marche à vide $RS_1 U$, en supposant que le produit RS_2 est plus grand que l'unité. Le théorème de Thévenin permet là une simplification notable.

La résistance R_0 dans les applications courantes est importante vis-à-vis de $\frac{1}{S_2}$. La tension de sortie dans une certaine mesure, devient indépendante de R_0 et le

gain se réduit sensiblement à la valeur RS_1 . C'est là une propriété très importante de la contre-réaction de tension.

Dans la région de la bande où l'effet de la self-

fantôme est inexistant, la tension de sortie est encore pratiquement constante. Le tube T_2 soumis à une contre-réaction très efficace, bénéficie alors des avantages qu'elle procure généreusement.

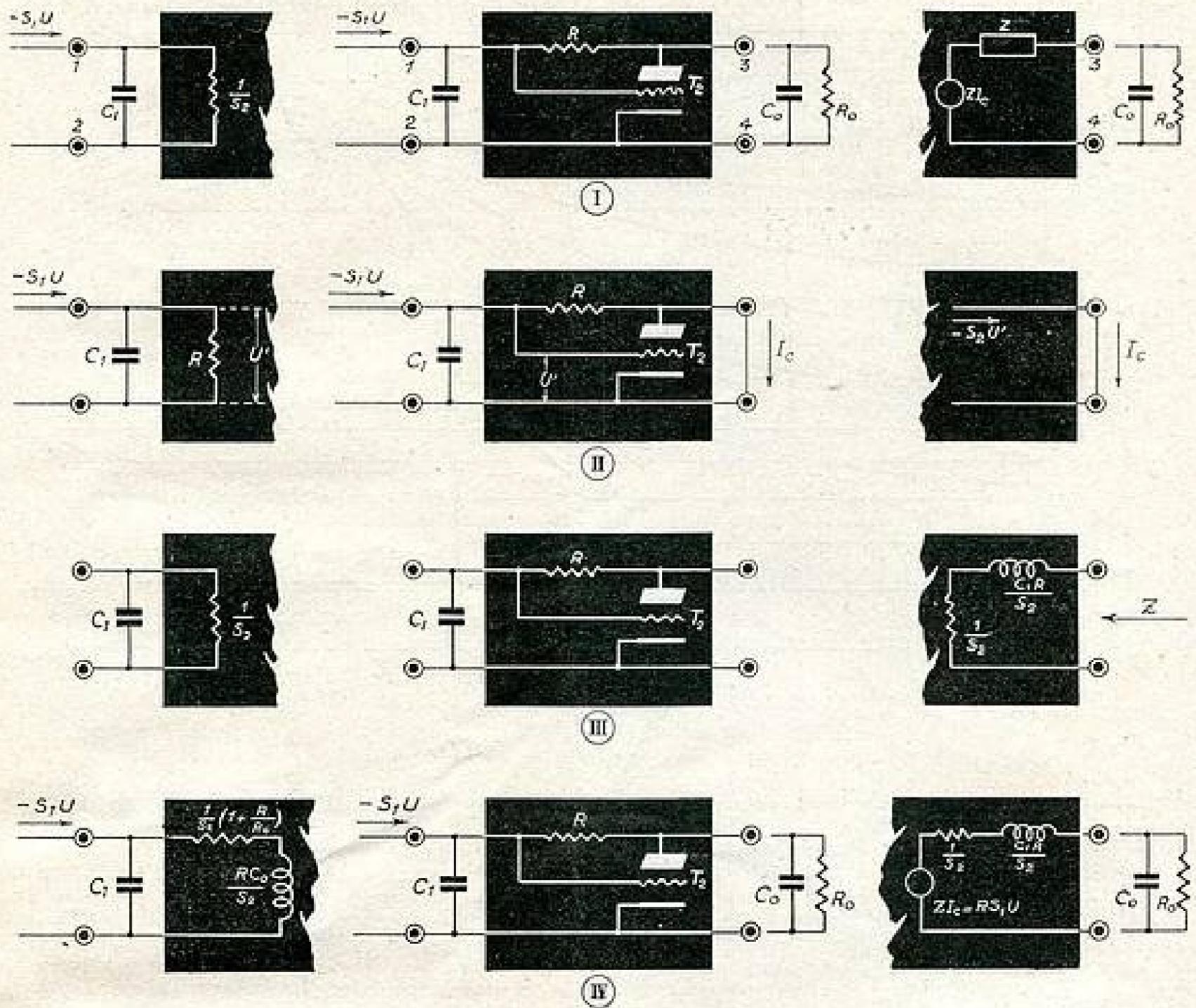


FIG. 6.

I. — Imaginons qu'il y ait possibilité de déconnecter R_0 et C_0 . Il s'agit de déterminer les valeurs de la tension en marche à vide ZI_c et de l'impédance interne Z par usage du théorème de Thévenin, pour des conditions d'utilisation pratique.

II. — Court-circuitons les bornes de sortie 3 et 4 ; la rétroaction est supprimée. Soit U' la tension alternative développée entre grille et cathode : $U' = \frac{-S_1 R U}{1 + j RC_1 \omega}$ avec $S_1 =$ pente du tube T_1 .

Le courant alternatif anodique du tube T_2 , non chargé, est $-S_2 U'$ ou encore : $-S_2 \left(\frac{-S_1 UR}{1 + j RC_1 \omega} \right)$, S_2 étant la pente du tube T_2 .

Grossièrement, ce courant est le courant de court-circuit I_c .

III. — En déconnectant le générateur à courant constant $-S_1 U$, on peut déterminer l'impédance interne vue des bornes de sortie : $Z = \frac{1}{S_2} + j \frac{C_1 R}{S_2 \omega}$

IV. — Le produit ZI_c donne : $\left(\frac{1}{S_2} + j \frac{C_1 R}{S_2 \omega} \right) \left(\frac{S_1 S_2 UR}{1 + j RC_1 \omega} \right) = RS_1 U$.

On en déduit la représentation par un générateur à tension constante avec une charge constituée de R_0 et C_0 . Avec les simplifications admises ici, on peut prendre $2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{R C_1 C_0}} \frac{1}{S_2}$ pour l'usage des réseaux.

IX. — Conclusion

Le but de cet article était d'expliquer physiquement le fonctionnement de l'amplificateur à large bande. Peut-être surprendra-t-elle certains par les approximations qu'elle suppose. Dans ce cas, le lecteur possède un esprit mathématique très développé. Je l'en félicite et je le convie à se plonger dans l'annexe ci-jointe. J'espère qu'il se passionnera à sa lecture autant que moi-même à sa rédaction.

M. L.

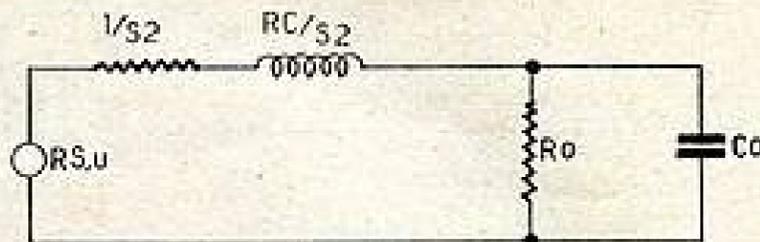


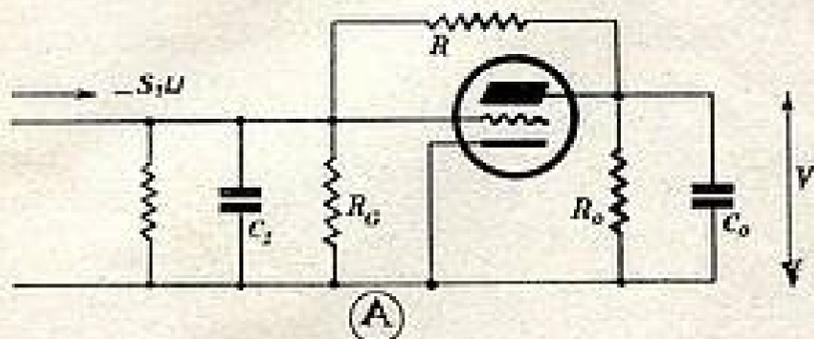
FIG. 7.

POUR LA FORMATION DE L'INGÉNIEUR

Appendice mathématique

I. — Schéma étudié

Le premier tube T₁ est représenté par un générateur à intensité constante. Son impédance interne z₁ est placée en parallèle (fig. A). Tous les découplages sont supposés parfaits.

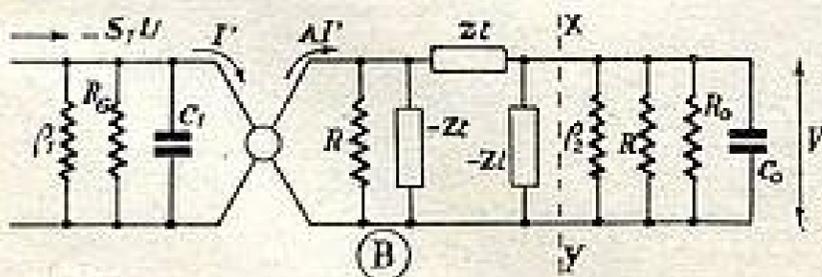


II. — Quadripôle équivalent

Dans son ouvrage : *Dipôles et quadripôles* (1), Louis Boë définit un nouveau coefficient A caractérisant l'activité d'un quadripôle actif et représentant le quotient des deux impédances de transfert. Il introduit ensuite la notion de relais idéal qui simplifie grandement l'étude des quadripôles actifs en la ramenant à celle des quadripôles passifs. C'est ce mode de représentation que nous utilisons dans nos calculs (fig. B).

L'impédance de transfert Z_t a pour valeur $\frac{R}{A}$ avec

$$A = \sqrt{1 - S_2 R}$$



III. — Schémas équivalents

Considérons le dipôle situé à gauche de xy, après avoir posé :

$$\frac{1}{z_1} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R} = \frac{1}{R'}$$

$$\frac{1}{z_2} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R''}$$

a) Calcul de la f.e.m.

$$-S_1 U Z_1 A = -S_1 U \frac{R}{A} \cdot A = -S_1 U R$$

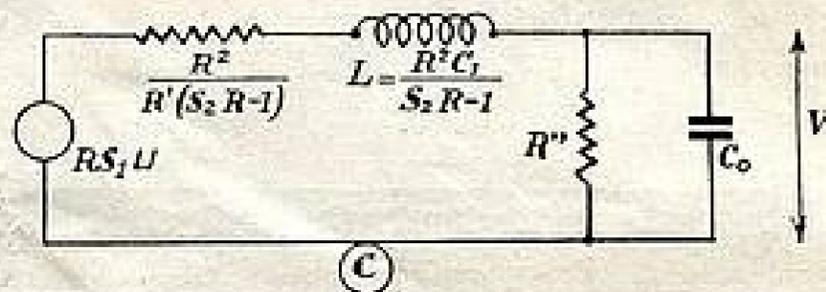
b) Calcul de l'impédance interne.

$$-Z_1^2 \left(\frac{1}{R'} + j C_1 \omega \right) = \frac{R^2}{R' (S_2 R - 1)} + j \frac{R^2 C_1 \omega}{S_2 R - 1}$$

Si S₂R est plus grand que l'unité, la résistance et la réactance deviennent positives.

Le schéma équivalent est donné par la figure C (ne pas oublier que R' dépend de R).

Pratiquement : R' = R et $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_0}$



IV. — Gain d'un circuit résonnant série

On considère le schéma de la figure D. Il vient :

$$\frac{e_1}{e_1} = 1 + (r_A + j L_A \omega) \left(\frac{1}{R_A} + j C_A \omega \right)$$

$$= 1 + \frac{r_A}{R_A} + j \frac{L_A \omega}{R_A} + j r_A C_A \omega - L_A C_A \omega^2$$

$$\frac{e_1}{e_{20}} = 1 + \frac{r_A}{R_A}$$

$$\frac{e_{20}}{e_2} = 1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\frac{L_A}{R_A} + r_A C_A}{\sqrt{1 + \frac{r_A}{R_A} \sqrt{L_A C_A}}} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$$

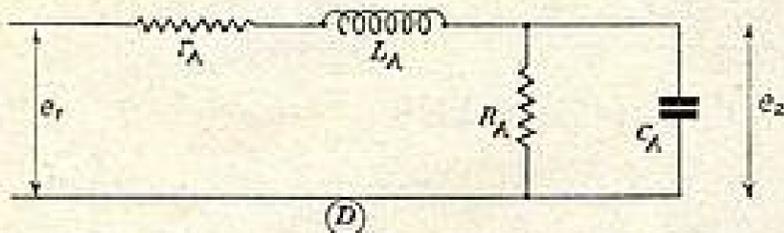
avec

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + \frac{r_A}{R_A}}}{\sqrt{L_A C_A}}$$

Posons :

$$Q = \frac{\sqrt{1 + \frac{r_A}{R_A}} \sqrt{L_A C_A}}{L_A + r_A C_A} \text{ et } x = \frac{f}{f_0}$$

$$\frac{e_{20}}{e_1} = 1 - x^2 + j \frac{x}{Q}$$



V. — Identification du montage étudié et du circuit série

La figure C donne, après développement :

$$\frac{R S_1 U}{V} = 1 + \frac{1}{S_2 R - 1} + \frac{R/R_0}{S_2 R - 1} + j \frac{R C_0 \omega}{S_2 R - 1} + j \frac{R C_1 \omega}{S_2 R - 1} + j \frac{R R/R_0 C_1 \omega}{S_2 R - 1} - \frac{R^2 C_1 C_0 \omega^2}{S_2 R - 1}$$

Posons : $\frac{R}{R_0} = b$ et $S_2 R - 1 = \frac{1}{A}$ Il vient :

$$\frac{R S_1 U}{V} = 1 + A + A b + j \omega R A (C_0 + C_1 + b C_1) - A R^2 C_1 C_0 \omega^2$$

$$\frac{R S_1 U}{V_0} = 1 + A + A b$$

Posons :

$$2 \pi f_0 = \sqrt{\frac{1 + A + A b}{A R^2 C_1 C_0}} \quad m = \frac{C_1}{C_0} b = \frac{R}{R_0}$$

$$Q = \frac{\sqrt{m + \frac{m}{A} + m b}}{1 + m + m b}$$

$$\text{Il vient : } \frac{V_0}{V} = 1 - x^2 + j \frac{x}{Q}$$

Les variations du module ont été déduites de l'expression

$$\left| \frac{V_0}{V} \right|^2 = (1 - x^2)^2 + \frac{x^2}{Q^2}$$

VI. — Calcul du temps de transmission

Supposons la tension d'entrée représentée par l'expression $U_0 e^{j-t}$

$$V = \frac{V_0 e^{j-t}}{1 - x^2 + j \frac{x}{Q}} = \frac{V_0 e^{j-t}}{\text{module}} e^{-j \arctg \frac{x/Q}{1-x^2}}$$

$$V = \frac{V_0}{\text{module}} e^{j-t} \left(t - \frac{1}{\omega} \arctg \frac{x/Q}{1-x^2} \right)$$

On peut définir un temps de transmission

$$t' = \frac{1}{\omega} \arctg \frac{x/Q}{1-x^2}$$

d'où :

$$f_0 \times t' = \frac{1}{2 \pi x} \arctg \frac{x/Q}{1-x^2}$$

C'est cette formule qui a été utilisée pour la construction du réseau de temps de transmission.

DUPLICATION DES ENREGISTREMENTS MAGNETIQUES PAR CONTACT, par Marvin CAMBAS et Robert HERR.

Il est certain que les enregistrements magnétiques sur ruban, ou de toute autre forme ne pourraient être promis à un grand avenir industriel que s'il n'était pas possible d'en tirer un nombre quelconque de « copies » comme on le fait pour les disques en matières moulées. Les auteurs décrivent et analysent un procédé qui permet précisément d'obtenir ce résultat.

L'enregistrement original et le support de copie sont simplement mis en contact et passés dans un champ magnétique à haute fréquence. L'opération peut se faire très rapidement et avec un prix de revient inférieur au « pressage » des disques.

DES « QUARTZ » PLUS MINCES POUR LES HYPERFREQUENCES, *Teletech*, décembre 1949.

Les applications de plus en plus nombreuses des hyperfréquences sont accompagnées d'une demande de plus en plus grande de « quartz » ayant une fréquence fondamentale supérieure à 100 Mc/s. Mais les méthodes habituelles de taille ne peuvent convenir pour des lames cristallines aussi minces (0,0025 cm.).

Dans l'ancienne technique, les cristaux étaient usés entre deux plans au moyen d'un abrasif et étaient maintenus dans une couverture circulaire, nommée un « nid ». Mais il faut évidemment que le « nid » ait une épaisseur inférieure à celle du cristal. Il en résultait qu'on ne pouvait tailler des cristaux correspondant à une fréquence supérieure à 20 Mc/s.

La première modification consiste à coller les cristaux sur de petits blocs d'acier et des « nids » normaux étaient alors utilisés à la manière habituelle. Mais ce procédé ne permettait point une taille très rapide. D'autres modifications permirent de tourner cette difficulté.

Ces méthodes ont été étudiées par le « National Bureau of Standards ».

METHODE DES OMBRES ELECTRON-OPTIQUES, *Radio Electronic Engineering*, novembre 1949.

Cette méthode a été mise au point au National Bureau of Standards par le Dr L.-L. Marton, à la suite d'expériences faites sur des microscopes électroniques. Elle permet une étude quantitative des champs statiques et magnétiques de très petites dimensions.

On utilise un système de lentilles électroniques pour obtenir l'image d'un fil fin sur un écran fluorescent. Si l'on place une grille dont les fils sont d'un diamètre connu dans une position convenable entre la lentille et l'écran, on obtient une image de la grille superposée à celle du fil. Mais les portions de l'ombre voisines de celle du fil sont très déformées dans la région où s'exerce un champ magnétique. C'est cette distorsion qui met en évidence le champ et qui permet d'en mesurer l'intensité.

CROISSANCE DES CRISTAUX DE QUARTZ, par E. BUCHNER et A.-G. WALKER, *Radio Electronic Engineering*, décembre 1949.

C'est un compte rendu des recherches effectuées aux laboratoires de la Bell Telephone, pour obtenir la formation artificielle de cris-

taux de quartz destinés à la taille des étalons de fréquences.

Les résultats obtenus sont très encourageants.

La croissance est obtenue dans une enceinte métallique capable de résister à une pression très élevée. On place au fond une couche de silice, servant au nourrissement du cristal. La « bombe » est remplie d'une solution alcaline, puis elle est fermée et portée dans un four à une température de l'ordre de 400°. La pression correspondante est de l'ordre de 7.500 kg/cm². Le cristal, préalablement placé comme germe grossit assez rapidement : la couche de silice déposée est d'une épaisseur d'environ 0,075 cm par jour.

PETITES ANNONCES

J. H., 27 ans, diplômé Ag. tech. E.C.T.S.F., 4 ans dép. constr., cherche place rég. ind. CORNET (A.), 25, rue H. Renaudin, Charleville, (Ardennes).

Mécanicien radar, libérable février 1951, cherche place stable, radio, radar, télévision. PARIS ou GRANDE VILLE. Ecrire : M. LACOUR, 18, rue M. Langlois, MOURMELON-LE-GRAND, (Marne).

SOMMES ACHETEURS tous tubes, postes de trafic, émetteurs, pièces diverses et ensembles U.S.A., E.T.C., 140, rue La Fayette, PARIS, (10^e). Tél. BOT. 84-48

VENDS : cinéma 16 mm, sonore D.G.C.F., série 3HA, complet, état garanti : Ciné Radio, P. CORNIER Dieppe (S.-Inf.)

L'EMETTEUR - RECEPTEUR SCR 300 " WALKIE-TALKIE " MODULE EN FREQUENCE

par Georges GINIAUX

1. Assujettissement de la fréquence centrale d'émission par la tension du discriminateur du récepteur associé = stabilisation de la modulation de fréquence.
2. Étude détaillée du « squelch » : réglage silencieux et limitation de bruit de fond des appareils F.M.
3. Schéma complet de l'émetteur-récepteur.

Nous extrayons de la nouvelle édition (19^e mille) du COURS COMPLET POUR LA FORMATION TECHNIQUE DES RADIOS MILITAIRES ET CIVILS, de Georges GINIAUX (1), qui vient de paraître aux Editions CHIRON, la description qui suit (3^e partie, Technologie : Mise en service des émetteurs-récepteurs FM portatifs).

Il s'agit de l'appareil le plus utilisé actuellement dans les Transmissions, comme équipement portatif sur ondes métriques, modulation FM et sa plus récente version est fabriquée en France par la C.F.T.H.

Caractéristiques générales de l'émetteur « Walkie-Talkie » S.C.R. 300 portatif à dos d'homme, modulé en fréquence

Les installations SCR 300 (appareils BC 1.000-A Walkie-Talkie) travaillent entre 40 et 48 Mc/s, soit 7,5 à 6,25 mètres, sur l'un des 40 canaux possibles entre ces fréquences extrêmes, de 200 m 200 Kc/s. Sortie antenne émission : 0,5 watt.

L'antenne sera, soit celle de 84 cm en deux tronçons, que l'on monte sur le coffret et dont le joint flexible permet l'orientation verticale, soit celle de 3,25 mètres en huit tronçons, pour endroits dégagés, et qui augmente la portée.

L'alimentation est assurée par une batterie BA-70 groupant 3 piles : 4,5 volts (filaments tubes), 90 volts (HT récept.) et 60 volts (pour donner 150 volts au total comme HT ém.). On place cette batterie dans le coffret de la partie inférieure du boîtier de l'appareil, libérée par ses six attaches à ressort, le câble d'alimentation étant branlé par son bouchon et soigneusement placé en boucle. La batterie doit être d'abord fixée sous l'émetteur-récepteur, puis engagée dans le coffret inférieur qui se rattache au châssis de l'émetteur-récepteur.

La fixation à dos d'homme se fait par ceinturon, avec coussin dorsal et harnais.

Les transmissions sont assurées par un combiné micro-écouteur avec deux fiches de branchement (micro et écouteur), avec commutateur émission-réception dans la poignée. Un casque à deux écouteurs peut équiper le porteur du poste.

Circuits de l'appareil

L'émetteur-récepteur comprend 18 tubes.

L'émetteur à modulation de fréquence dont la porteuse est issue d'une auto-oscillatrice à couplage grille-plaque classique (tube 1 T 4), a cette fréquence centrale stabilisée par asservissement à une tension de correction issue du discriminateur du récepteur associé, qui reçoit une partie du signal émis par l'émetteur.

Il y a donc là une application du principe déjà en vigueur sur les appareils des installations SCR 600-610. Ce-

pendant une différence essentielle est à signaler. Dans ces derniers montages, l'émetteur à fréquence variable était asservi à un récepteur dont la stabilité en fréquence était garantie par l'usage comme unique oscillateur local d'un montage à quartz.

Ici, dans le « Walkie-Talkie » SCR 300, ce sont les mêmes circuits auto-oscillateurs à fréquence variable, avec tube 1 T 4 qui servent de pilote de l'émetteur et d'oscillateur local pour le récepteur. Ils sont donc accordables par condensateur variable pour le choix de la fréquence de transmission.

Les circuits communs aux deux fonctions Emission et Réception sont en fait :

1^o L'oscillatrice 1 T 4 (VT 173) dont la fréquence d'accord peut aller de 17.880 à 21.850 Kc/s ;

2^o Une doubleuse 1 T 4 (VT 173) attaquée à sa grille par l'oscillateur à travers 100 pF et dont le circuit plaque est accordé sur l'harmonique 2 du signal osc. ; il fournit donc un signal sur 35.700 à 43.700 Kc/s.

L'oscillatrice 1 T 4 possède aux bornes de son circuit oscillant l'impédance variable constituée par le tube 1 L 4 et l'ensemble R-C 15.000 ohms-25 p F. La grille de ce tube à réactance variable reçoit par 100.000 ohms, 470.000 ohms, découplage par 10.000 p F et 470.000 ohms une tension continue issue du discriminateur du récepteur, prise au point A. C'est là la tension de correction qui stabilisera la fréquence de l'émetteur au centre du canal de transmission choisi par l'accord du condensateur variable de l'oscillateur 1 T 4 et que nous avons signalée comme « asservissement » émetteur à récepteur.

Le même tube à réactance variable 1 L 4 rectifiant l'accord de l'oscillatrice 1 T 4 ne reçoit pas que cette tension de correction ; il peut aussi recevoir à sa grille le signal BF issu du microphone et appliqué par le transformateur de modulation. Il fait donc varier l'accord du pilote de l'émetteur à la cadence BF : d'où modulation de fréquence.

L'usage de ce même pilote comme premier oscillateur local de réception en superhétérodyne appelle une remarque importante. Si la fréquence de transmission choisie est f , il faut que le premier oscillateur local en réception soit accordé sur $f + MF$ ou $f - MF$, la valeur MF dans le circuit plaque de la première changeuse de fréquence étant de 4.300 Kc/s, on adopte

$f - MF$, et c'est pour cela que l'oscillateur local et son doubleur fournissent 35.700 à 43.700 Kc/s, ce qui donne bien un changement de fréquence sur 4.300 Kc/s, pour couvrir la gamme de trafic 40 Mc/s à 48 Mc/s.

Mais cet oscillateur étant employé dans l'émetteur donne une fréquence plus basse que la fréquence de trafic à émettre. C'est pourquoi l'émetteur comprend, outre l'oscillateur et son doubleur, un autre oscillateur, à quartz celui-là (tube 3 A 4) dont le quartz fournit un signal pur sur 4.300 Kc/s. La lampe 3 A 4 reçoit sur sa grille les deux signaux : 4.300 Kc/s et 35.700 à 43.700 Kc/s. Elle est montée en mélangeuse (changeuse de fréquence), son circuit plaque étant accordé sur la somme des deux fréquences composantes $f_1 + f_2$ (ce qui fonctionne aussi bien que l'accord sur la différence des fréquences $f_1 - f_2$, selon le procédé classique du changement de fréquence).

Les deux signaux fournis à la mélangeuse permettent donc « d'ajouter » (terme impropre mais imagé) les 4.300 Kc/s et d'avoir un signal d'émission sur 40 à 48 Kc/s tout en utilisant (pour partie) l'oscillateur local du récepteur comme pilote.

Références de fréquence quant à la stabilité

Le récepteur, qui stabilise la fréquence centrale malgré la modulation de fréquence au point de compenser à l'émission, les instabilités inhérentes à ce genre d'émetteur et de compenser à la réception l'imprécision du réglage de l'accord par l'opérateur, doit se référer à une base sûre au point de vue fréquence.

Dans les SCR 600-610 (appareils E-R à modulation de fréquence sur véhicules (Jeep), l'oscillateur local du superhétérodyne de réception était à cristal de quartz. Sur cette référence, la valeur MF pouvait servir de base au discriminateur, les écarts ne pouvant provenir que du signal d'entrée et non de l'oscillateur à quartz.

Dans les Walkie-Talkie SCR 300, pour obtenir également une référence sûre au point de vue fréquence, quoique l'oscillateur local soit à fréquence variable, on a adopté le principe de réception à double changement de fréquence.

Il y a donc dans le récepteur, après la première amplification MF sur 4.300 Kc/s (deux étages à tubes 1 T 4), un deuxième changement de fréquence (par tube 1 R 5) dont l'oscillateur local

(1) 3^e édition 1950. Un volume de 560 pages, 430 figures, 840 fr. + port, aux Editions Chiron, 46, rue de Seine, Paris (6^e).

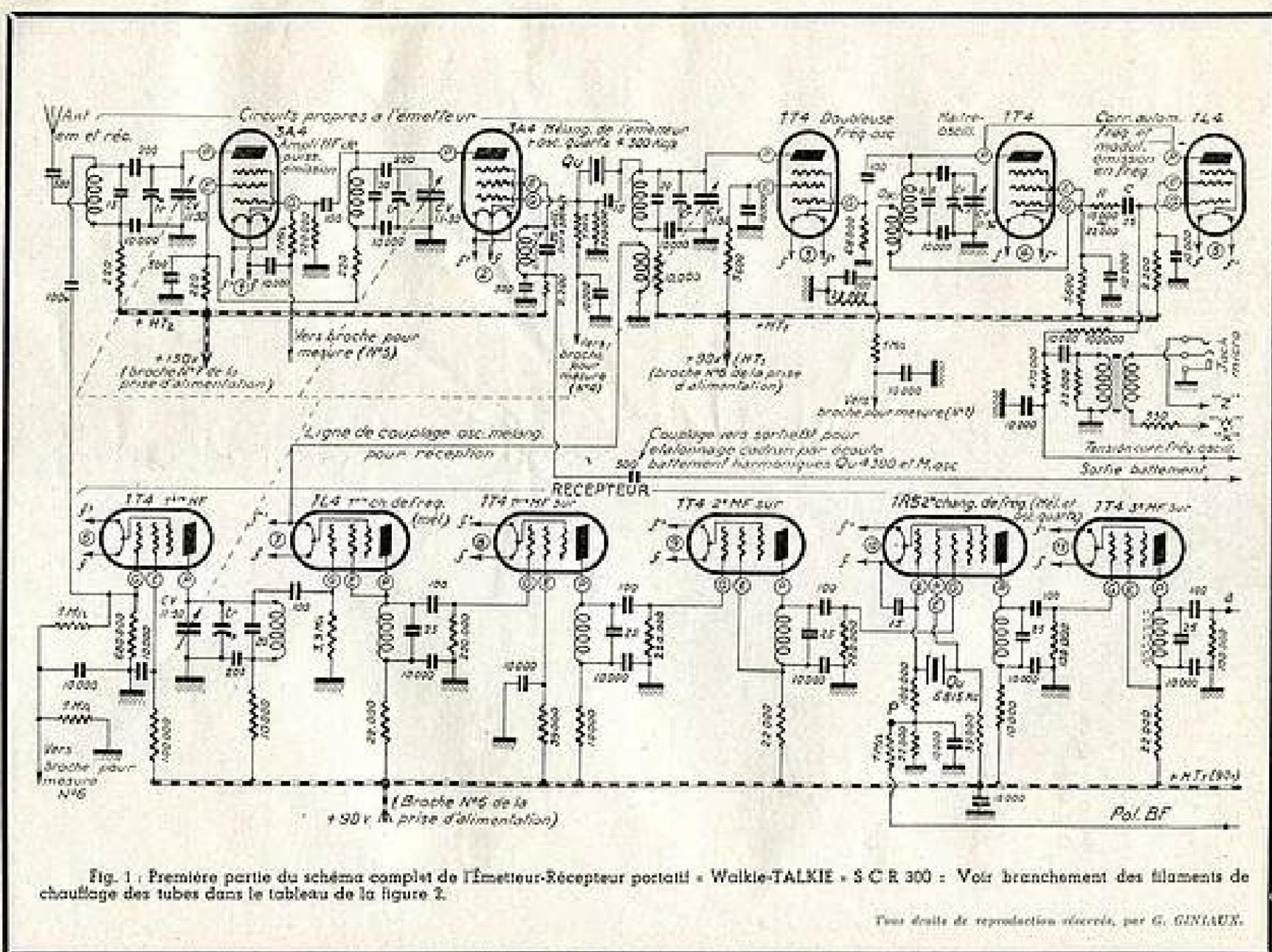


Fig. 1 : Première partie du schéma complet de l'émetteur-Récepteur portable « Walkie-TALKIE » S C R 300 : Voir branchement des filaments de chauffage des tubes dans le tableau de la figure 2.

Tous droits de reproduction réservés, par G. GINIAUX.

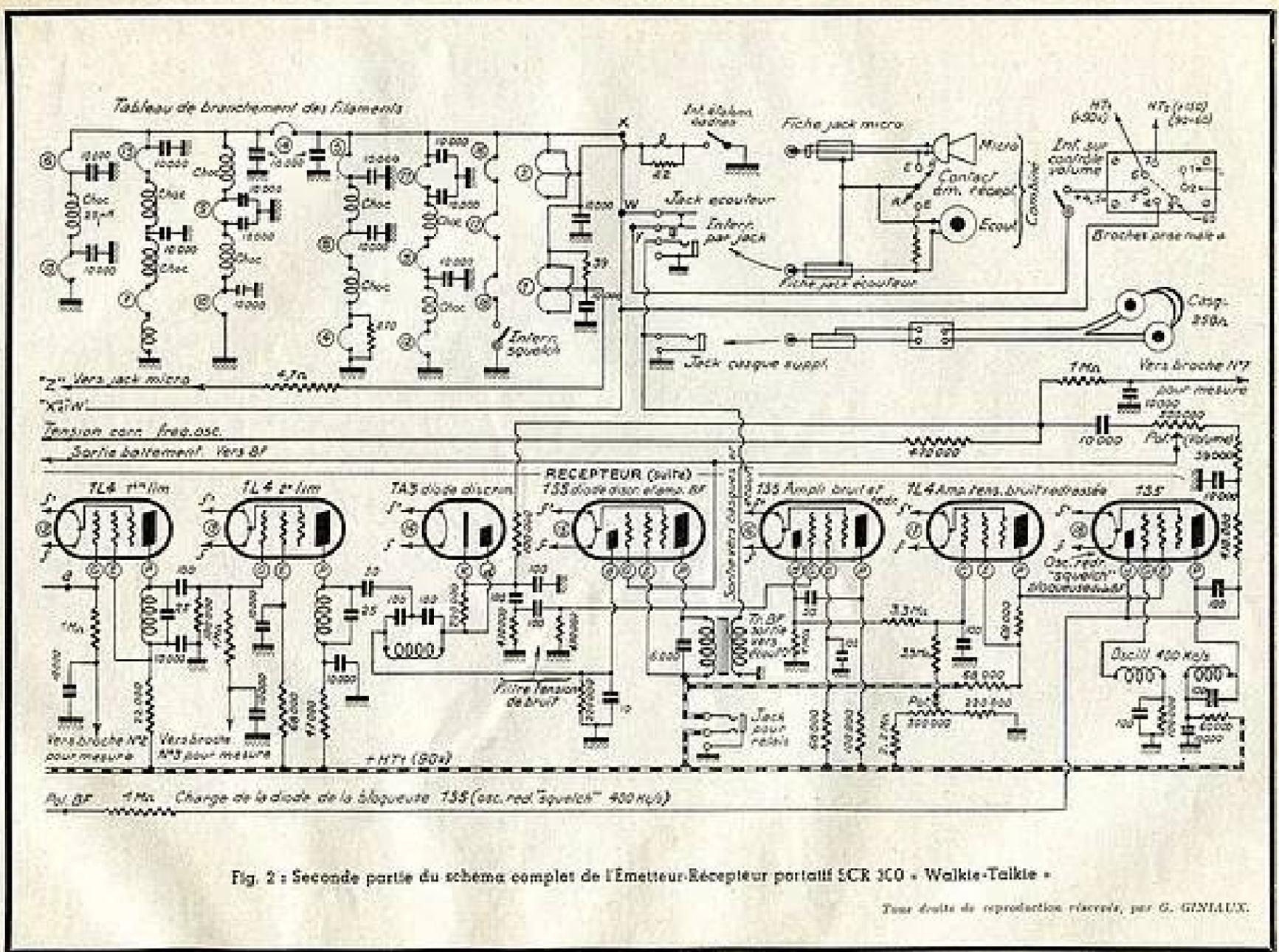


Fig. 2 : Seconde partie du schéma complet de l'Émetteur-Récepteur portatif SCR 300 - Walkie-Talkie -

Tous droits de reproduction réservés, par G. GIMLAUX.

est cette fois à quartz. Sa fréquence est de 6.815 Kc/s. Par le battement avec le signal 4.300 Kc/s attaquant la première grille de la 1 R 5, on obtient un signal de $6.815 - 4.300 = 2.515$ Kc/s. C'est sur cette fréquence que se trouvent accordés le circuit plaque du tube 1 R 5, l'amplificatrice 1 T 4 qui suit, la première limiteuse d'amplitude 1 L 4 la seconde limiteuse 1 L 4 et les circuits du discriminateur qui attaquent les diodes. Le discriminateur révèle et fournit à l'amplificateur BF (1 S 5) la modulation BF, écoutée au casque. Il est remarquable de noter que ce tube 1 S 5 a sa tension négative de grille (polarisation) fournie par retour de la résistance de grille de 470.000 ohms au point P du circuit grille oscillatrice de la deuxième changeuse 1 R 5.

Squelch : dispositif à oscillatrice-relais pour élimination des signaux inférieurs au bruit de fond

Une autre caractéristique de l'équipement SCR 300 (BC 1.000-A) est l'emploi par le récepteur d'un système dit « squelch » ou réglage silencieux qui permet au dernier étage BF (1 S 5) de n'amplifier que les signaux d'amplitude supérieure au niveau de bruit.

Le principe diffère de celui des circuits analogues connus.

Le « réglage silencieux » du SCR 300 ne se sert pas directement de la tension continue obtenue par redressement du signal pour « bloquer » le tube préamplificateur BF. La polarisation négative excessive, nécessaire pour bloquer ce tube est obtenue par redressement d'une oscillation créée seulement dans ce but : oscillateur à tube 1 S 5, ses circuits sont accordés sur 400 Kc/s environ (T 4). Cette fréquence importe peu, puisque l'oscillation développée dans la partie penthode est aussitôt redressée par la partie diode du même tube 1 S 5 (liaison plaque — diode par 100 pF), et elle crée aux bornes d'une résistance de 1 mégohm placée entre diode et P (point déjà négatif de 1 ou 2 volts, grâce à la résistance de grille de l'oscillatrice de la mélangeuse), une tension continue négative supplémentaire qui peut aller jusqu'à - 40 volts.

Avec 41 à 43 volts de polarisation négative, le tube amplificateur BF (autre tube 1 S 5) ne peut plus rien amplifier (plus de courant plaque). Mais cela ne peut se produire que lorsque le dispositif « squelch » est en fonctionnement et lorsque le signal capté est essentiellement composé de bruit de fond.

L'oscillateur 400 Kc/s, fournissant la tension de blocage, n'oscille (tube 1S5 osc. squelch) que si sa tension d'écran est suffisante. Nous allons voir comment cette tension d'écran est commandée.

1° Lorsque l'opérateur de l'émetteur-récepteur SCR 300 recherche un correspondant très difficile à percevoir, il peut mettre le squelch sur « off » (hors service). L'oscillatrice 400 Kc/s, ainsi que les tubes qui la précèdent 1 S 5 amplificateur de bruit et 1 L 4 ont tous trois l'alimentation filaments coupée. Pas d'oscillation, pas de tension négative exagérée sur le tube 1 S 5 BF, le récepteur amplifie tout et il est à son maximum de sensibilité.

2° Lorsque le correspondant est à rechercher normalement, il est bon de

mettre le squelch en service afin de supprimer le niveau élevé du bruit de fond entre stations. On tourne vers la droite la commande de squelch, le contact se ferme, les filaments des trois tubes intéressés s'allument, puis le potentiomètre de 500.000 ohms entre en jeu. On doit le tourner le moins possible vers la droite, juste assez pour éliminer le bruit de fond entre stations.

L'oscillatrice 400 Kc/s a une tension d'écran venant du + HT à travers deux résistances de 68.000 ohms et sur lesquelles consomme aussi le courant plaque du tube précédent : 1 L 4, que nous appellerons amplificateur de courant continu. Quand la grille 1 L 4 ne reçoit aucune tension, sa polarisation est nulle, son courant plaque est maximum et cela donne une tension d'écran osc. 400 Kc/s de 40 volts.

À la sortie du discriminateur (diodes 1 A 3-1 S 5), les composantes les plus élevées en fréquence du signal, qui correspondent au bruit de fond coutumier aux appareils modulation de fréquence lorsqu'aucun correspondant n'est capté, sont filtrées par l'ensemble 100 pF — 470.000 ohms-100 pF. Elles sont amplifiées par la penthode d'un tube 1 S 5 (dit amplificateur de bruit) et redressées par la diode du même tube. La tension continue négative résultante est appliquée à la grille du tube 1 L 4. Le potentiomètre de 500.000 ohms (squelch control) permet de limiter l'ampleur de cette tension négative en la compensant, en partie (réglable) par une tension positive prise sur un pont de résistances. Le courant plaque à travers les 68.000 ohms diminue, la tension plaque 1 L 4, et de même la tension d'écran (qui lui est connecté) de l'oscillatrice « squelch » 1 S 5 augmentent, jusqu'à 80 volts au lieu de 40 volts. L'oscillatrice 400 Kc/s oscille, le tube 1 S 5 BF est bloqué de la manière que nous avons expliquée : on n'entend pas le bruit de fond.

Commande du « squelch »

Si l'on tourne trop vers la droite la commande de squelch le niveau du signal venu du discriminateur par le filtre 100 pF-470.000 ohms — 100 pF serait élevé, même si le récepteur est en train de capter un correspondant et quoique le bruit de fond soit alors faible. Résultat : le récepteur serait bloqué en BF et on n'entendrait qu'à peine le correspondant.

3° Lorsque le correspondant est trouvé (les deux appareils SCR 300 sont sur la même « voie » de transmission et le dispositif correcteur automatique de fréquence étudié au début de cet article a corrigé l'écart de fréquence du récepteur pour l'accorder exactement) et lorsque le correspondant transmet, le signal venu élimine le bruit de fond (caractère des appareils à modulation de fréquence).

Aucune composante à fréquence élevée ne se trouve au discriminateur, le filtre 100 pF-470.000 - 100 pF ne transmet guère de signal, et la tension amplifiée et redressée par le tube 1 S 5 « amplificateur de bruit » est presque nulle ; le débit plaque du tube 1 L 4 est important, la chute de tension dans les 68.000 ohms est notable, il ne reste que 40 volts à l'écran de l'oscillatrice 400 Kc/s 1 S 5 qui refuse d'osciller. Aucune tension négative de blocage n'est appliquée au tube 1 S 5 BF qui transmet aux casques le signal désiré, amplifié au maximum.

Amplification MF, limiteurs, discriminateur

Le grand nombre d'étages : trois sur la deuxième valeur MF (2.515 Kc/s), et deux étages limiteurs permet d'avoir, malgré la faible tension plaque consentie pour cet équipement (HT : 90 volts) un signal MF de grande amplitude, écrété ensuite à une valeur d'amplitude constante, qui ne laisse vraiment subsister que les variations de fréquence.

Mise en route

Nous renvoyons au début de cet article pour les détails de l'équipement : antennes, alimentation, fixation.

Le combiné téléphonique se branche par deux fiches : micro (MIC) et écouteur, cette dernière dans la prise PHONE N° 1. Le combiné peut être utilisé, soit par le porteur de l'appareil, soit par un opérateur qui se tient derrière lui.

Dans ce dernier cas, un casque d'écoute est utilisé par le porteur de l'appareil. Ce casque se branche dans la prise PHONE AUX, ou « écoute supplémentaire ».

Avant l'usage, on vérifie ces branchements, ceux de l'antenne et, surtout dans le cas de l'antenne portative de 84 cm, la mise à la masse de la base : cosse plate sur borne « GROUND » du panneau avant de l'appareil.

Voici l'ordre des trois premières opérations à effectuer :

1° Squelch sur « off » (hors service); 2° Allumage par le bouton de volume, qui permet d'entendre bientôt le bruit de fond; 3° Étalonnage du cadran avant de se régler sur la voie de transmission choisie.

Cet étalonnage se fait en libérant le bouton d'accord (verrou à dévisser de deux tours « dial lock »), puis en appuyant sur le bouton « press for dial light » :

la lampe cadran s'allume, mais aussi le tube 1 R 5 oscillateur-mélangeur de l'émetteur (qui n'est normalement pas en service en réception). Donc une oscillation (basée sur quartz) de 4.300 Kc/s est émise. On règle l'accord pour amener sous la fenêtre le repère d'étalonnage placé entre les voies 36 et 37. A ce moment, le onzième harmonique des 4.300 Kc/s vient battre, le sifflement entendu est amené doucement à l'extinction par réglage de l'accord. On est alors exactement sur $4.300 \times 11 = 47,3$ Mc/s. On amène alors le repère de la fenêtre au-dessus du repère d'étalonnage par le bouton « indicator adj. ». L'appareil est alors étalonné.

L'accord sur le correspondant se fait en amenant ensuite le repère de la voie de transmission choisie sous la fenêtre. La tension issue du discriminateur et appliquée au tube à réactance variable modulant l'oscillateur fera que le récepteur corrigera exactement son réglage, automatiquement, pour s'aligner sur la fréquence centrale du signal capté.

Et le même oscillateur servant à l'émission, le signal de réponse se fera aussi sur cette fréquence.

Il ne faut pas omettre de bloquer le réglage d'accord, en revissant de deux tours son verrou (dial lock).

La seule manœuvre en cours d'opération sera celle du « squelch » et celle du « volume sonore ». G. G.

LA SEPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

par Pierre ROQUES, ing.
chef de la Rubrique « TÉLÉVISION et ONDES MÉTRIQUES » de la T.S.F. pour TOUS.

II. — Séparation " Synchro-Vidéo ".

Influence de la bande passante

Pour que la séparation soit correcte, nous avons vu qu'il fallait absolument transmettre ou rétablir la composante continue. Mais il est également nécessaire que les signaux de synchronisation aient des flancs aussi verticaux que possible. Ceci implique une bande passante globale (de l'antenne à la séparatrice) suffisante.

Evaluons la bande minimum nécessaire.

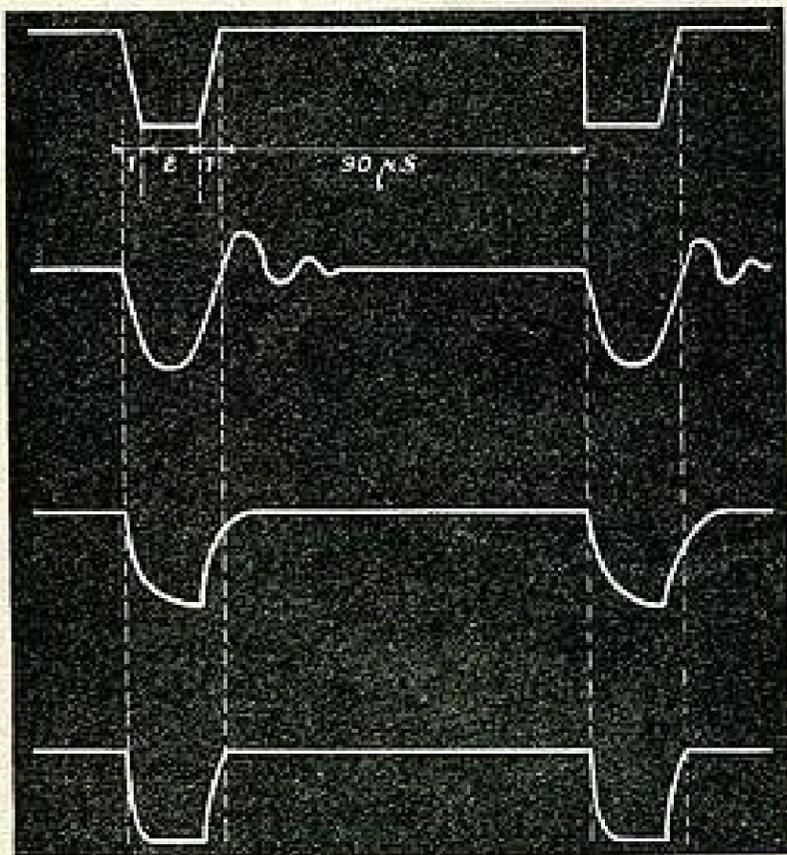


FIG. 9, 10, 11, 12.

La figure 9 montre 2 tops de synchronisation ligne, quelque peu schématisés. La période de répétition est d'environ 90 microsecondes pour le 455 lignes. Il ne faut pas en conclure qu'il suffit que la bande passante

soit de $\frac{1}{90 \times 10^{-6}} = 11.000$ pps. environ. Le signal

serait transformé en une vague sinusoïde. Il ne faut pas non plus prendre pour base la durée du top lui-même (environ 10 microsecondes), ce qui nous amènerait à 100 Kc/s. Le signal deviendrait à peu près celui de la figure 10 ! J'entends l'objection que vont faire certains lecteurs : « En télévision, pour des raisons de

définition d'image, il faut une bande globale de l'ordre de 3 Mc/s. Donc, il n'y a pas de danger de voir des tops aussi déformés. »

D'accord, mais j'ai bien spécifié « bande globale, de l'antenne à la séparatrice » !

Or, il peut y avoir, entre la dernière chaîne de l'amplificatrice vidéo-fréquence et la séparatrice, un ou deux étages d'amplification réservés à la synchronisation. Par exemple, dans certains récepteurs, on prélève le signal vidéo-fréquence complet dès la détectrice et on amplifie à part avant de l'appliquer à la séparatrice, ceci pour des raisons de polarité. Si un des étages intermédiaires a une bande de l'ordre de 100 Kc/s, le signal de la figure 9 ne deviendra évidemment pas celui de la figure 10, puisqu'il n'y aura pas de circuits oscillants, mais celui de la figure 11, qui n'est guère plus utilisable !

Donc, la bande ne doit pas être calculée en tenant compte de la durée de l'impulsion de synchronisation. C'est la durée d'établissement qui doit entrer en ligne de compte. Si l'on admet que cette durée est de l'ordre de

1 microseconde, la bande doit être de $\frac{1}{10^{-6}} = 1$ Mc/s,

au minimum. Ce signal devient alors celui de la figure 12 : les flancs droits s'arrondissent légèrement.

Si les flancs étaient absolument verticaux (temps d'établissement nul), quelle devrait être la bande passante ? La réponse est donnée par la décomposition en série de FOURIER : bande infiniment grande. Heureusement, les signaux de la Tour ne sont pas parfaits, ce qui serait d'ailleurs inutile, et 1 ou 2 Mc/s suffisent à en conserver suffisamment la forme.

Une autre raison de conserver jusqu'à la séparatrice une bande assez grande est la suivante. La figure 13 montre une ligne blanche suivie d'une ligne noire. Le signal de synchronisation comporte un palier précédant le top proprement dit. Supposons que le récepteur ait une bande insuffisante et que le signal devienne celui de la figure 14. Que se passera-t-il si nous l'appliquons à un étage écrêteur ne laissant passer que les parties situées au-dessous de la ligne pointillée A ?

Après une ligne blanche, le niveau descend au-dessous de A avec un retard plus grand qu'après une ligne noire.

Donc, la base de temps ligne sera déclenchée avec un retard d'autant plus grand que le signal à la fin de la ligne sera près du blanc. Résultat : les lignes terminées par un blanc seront décalées vers la droite par rapport aux lignes terminées par un noir. C'est ce qu'on appelle, en bon français, « pulling on white » (tirage sur le blanc).

Pour éviter cet effet, il faut que le signal ait le temps de retomber au niveau du noir après un blanc (fig. 15).

ce qui implique également une bande passante de l'ordre de 2 Mc/s. C'est d'ailleurs pour remédier à cet inconvénient que le petit palier précédant le top a été introduit dans le signal.

Signalons que les chiffres donnés ci-dessus sont à doubler dans le cas de 819 lignes.

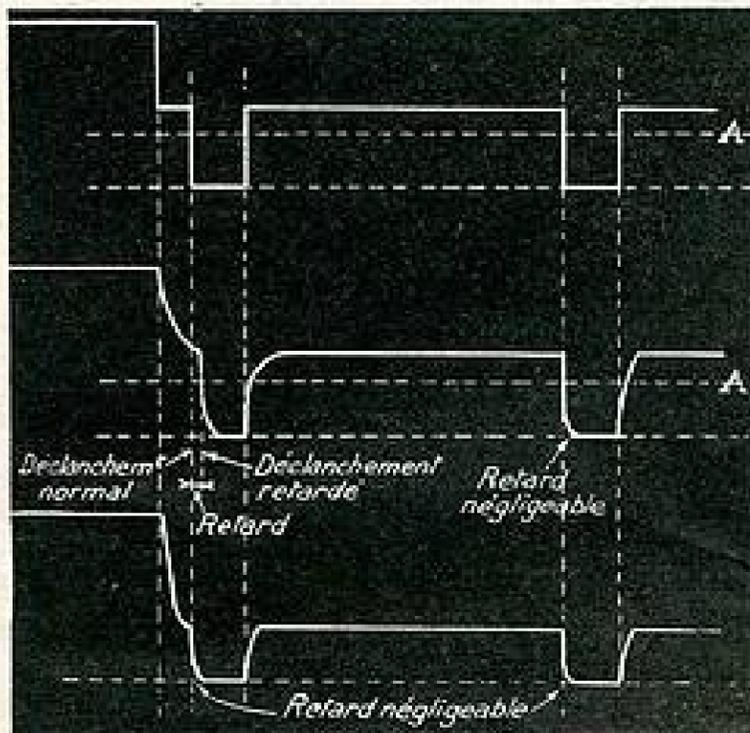


FIG. 13, 14, 15.

Différents systèmes de séparation

Un des plus simples procédés pour extraire les impulsions de synchronisation du signal vidéo-fréquence complet consiste à monter une diode en rétablissement de la composante continue et à insérer une résistance de faible valeur dans l'électrode normalement reliée à la masse. La figure 16 donne le schéma dans le cas d'attaque du tube cathodique par le Wehnelt et la figure 17 dans le cas d'attaque par la cathode.

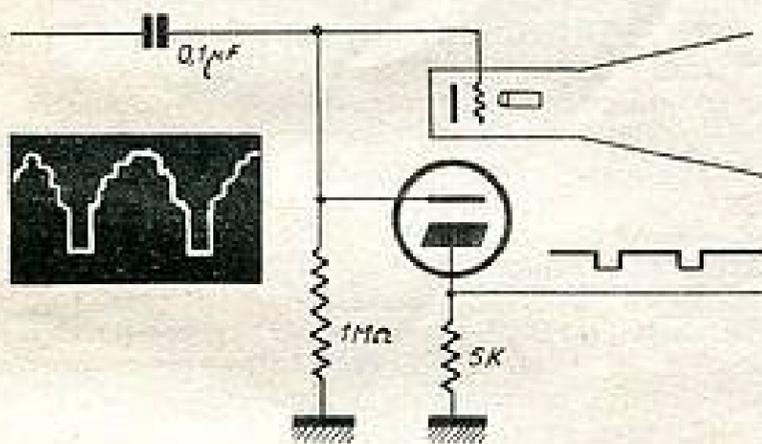


FIG. 16.

Le fonctionnement est le suivant dans les deux cas. Nous avons vu que la diode ne devenait conductrice que pendant les tops de synchronisation. Le courant plaque cathode donne donc lieu à ce moment à une chute de tension le long de la résistance de 5 KΩ (valeur courante). On ne retrouve donc que les tops aux bornes de cette résistance. Ils sont évidemment dans le même sens qu'à la sortie de l'étage vidéo-fréquence.

Il n'est pas possible d'augmenter beaucoup la valeur de la résistance car, indépendamment des perturbations apportées au rétablissement de la composante continue, il se produit un phénomène gênant (fig. 18). Il existe en effet entre anode et cathode une certaine capacité C_{ak} de l'ordre de 2 ou 3 picofarads (câblage et sup-

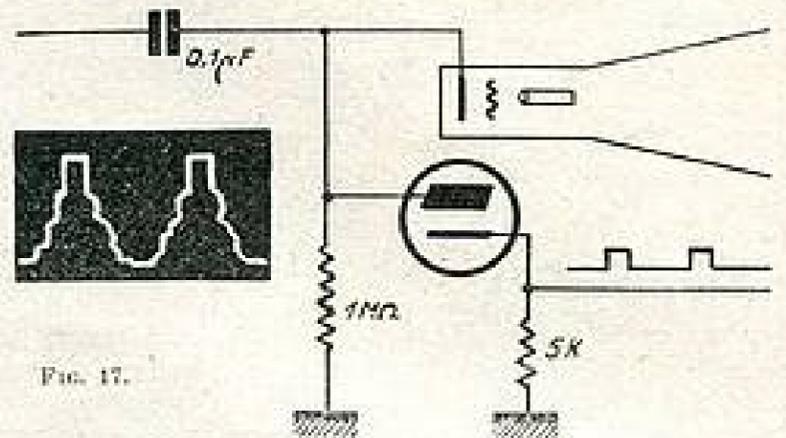


FIG. 17.

port compris). Le signal complet comportant des composantes à plus de 3 Mc/s, pour lesquelles la capacité n'est que de 15 à 20 kilohms, si la résistance est grande par rapport à ces valeurs, une partie de ces

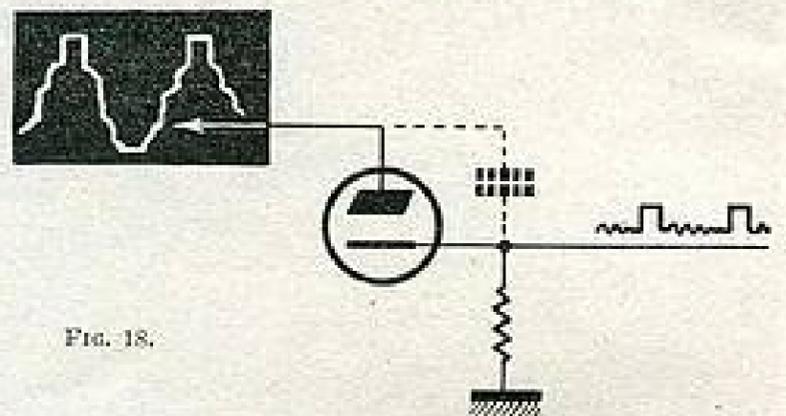


FIG. 18.

signaux indésirables va se retrouver à la sortie, mélangée à la synchronisation.

Pratiquement, avec ce montage utilisant une résistance de 5 KΩ, on peut obtenir une tension de sortie de

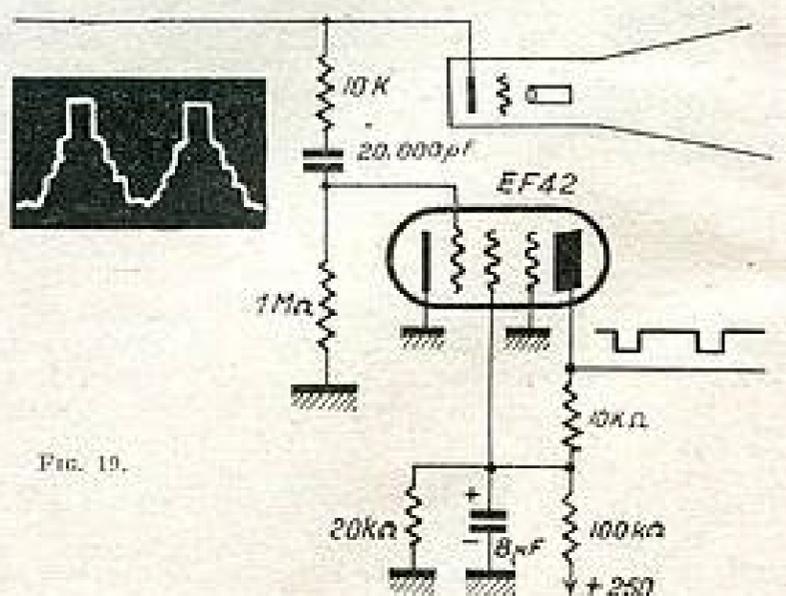


FIG. 19.

l'ordre de 1 à 2 volts, ce qui est suffisant pour synchroniser des multivibrateurs, mais trop peu pour des blockings.

Un des meilleurs montages évitant tous ces inconvénients est celui de la figure 19. La lampe utilisée est une penthode à pente fixe genre EF40, ou mieux EF42, 6AU6, etc., à forte pente.

Le fonctionnement est le suivant. La partie cathode-grille se comporte exactement comme la diode de la figure 6a. Les signaux s'alignent de manière telle que la base des impulsions de synchronisation dépasse à peine le point d'apparition du courant grille, c'est-à-dire du pont à partir duquel l'espace grille-cathode devient conducteur.

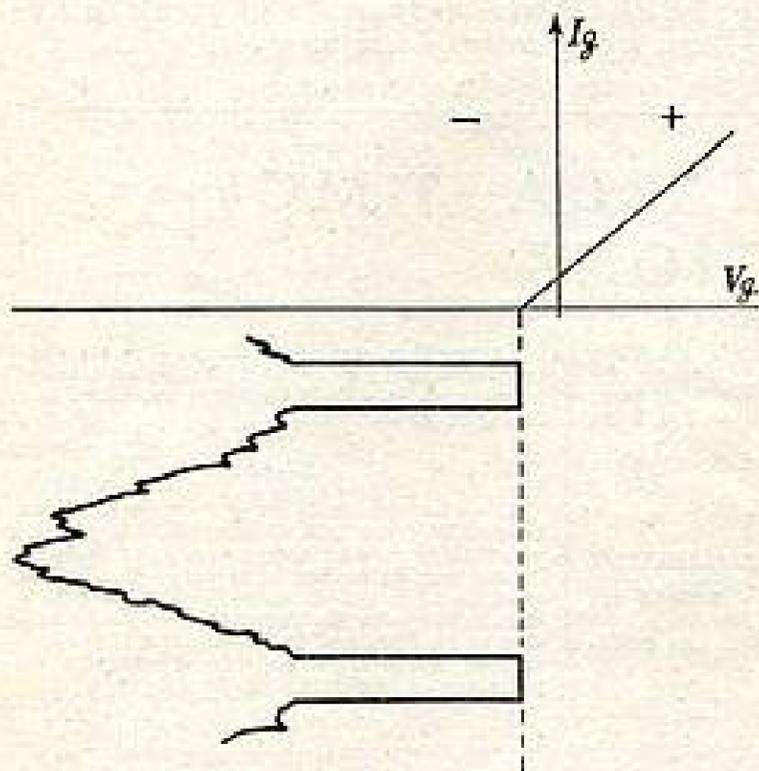


FIG. 20.

La figure 20 montre la courbe $I_g - V_g$ et la position du signal.

Si nous superposons à cette courbe la courbe $I_p - V_g$ (fig. 21), nous voyons que la lampe n'est conductrice que pendant les tops de synchronisation, à condition que ceux-ci aient une amplitude suffisante. Pour que cette condition soit facilement remplie, la

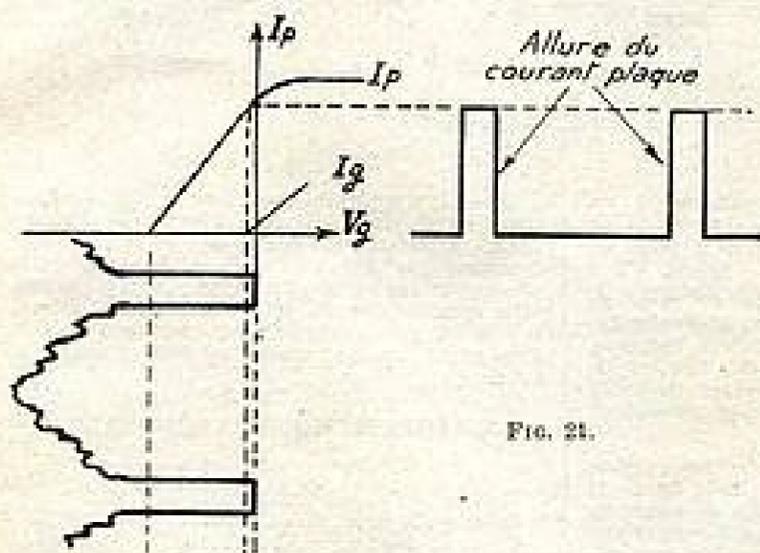


FIG. 21.

lampe est généralement montée avec une tension d'écran faible et parfois aussi (c'est le cas de la figure 19) avec tension plaque faible. On obtient ainsi une courbe ayant l'allure de la figure 22. Le « cut-off » est à

environ -3 volts et le courant plaque ne varie pas à partir de -1 jusqu'à 0 et au delà. Ainsi, il suffit que la tension des impulsions de synchronisation atteigne au moins 3 volts, soit 10 volts de signal complet, pour que la séparation soit correcte.

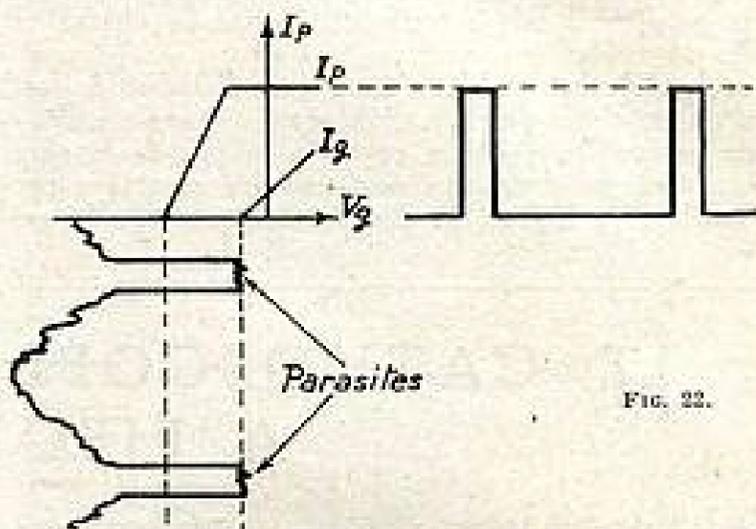


FIG. 22.

D'autre part, si des perturbations parasites ont lieu pendant la durée des tops, ils sont supprimés par le coude supérieur de la courbe $I_p - V_g$. Le tension de sortie atteint 10 à 20 volts et aucun couplage capacitif n'est à craindre comme dans une diode.

Dans ce système, les signaux de synchronisation à l'entrée doivent être obligatoirement positifs, et ils sont négatifs à la sortie (sens convenable pour un multivibrateur). Si les signaux à la sortie du récepteur sont

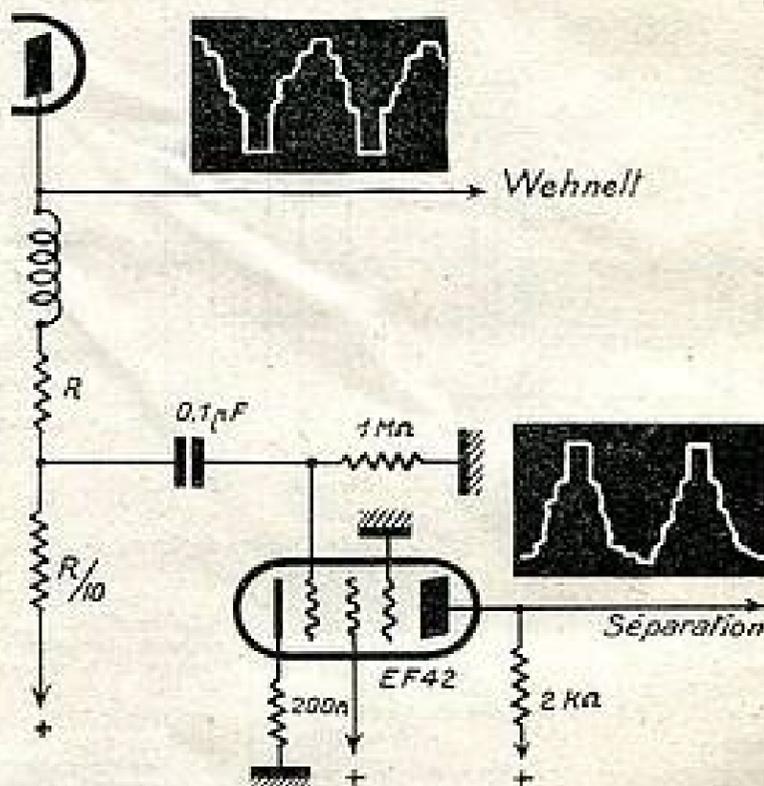


FIG. 23.

à l'envers (attaque du Wehnelt), il est nécessaire de les inverser. Nous ne conseillons pas de les prélever avant amplification vidéo-fréquence comme cela est fait parfois. En effet, la tension totale vidéo-fréquence à cet endroit n'est que de 1 ou 2 volts, soit $0,3$ à $0,6$ volt de synchronisation. C'est insuffisant pour permettre un écrêtage convenable qui nécessite, nous l'avons vu, au moins 2 ou 3 volts, soit 10 volts vidéo-fréquence.

En montant un étage d'inversion, se méfier des saturations possibles. Prévoir la polarisation et la lampe en conséquence. Le mieux est de prélever une partie seulement du signal sur la plaque de l'amplificatrice vidéo-fréquence (fig. 23) et de monter une autre lampe identique en inverseuse. Les corrections ne sont plus nécessaires puisque 2 Mc/s suffisent et que la charge est faible.

Le but de cet article n'étant pas d'étudier à fond les divers systèmes de séparation, mais uniquement d'examiner les problèmes qui se posent à propos de la séparation, nous ne donnerons pas tous les montages possibles (ils sont légions !). Nous recommandons le sys-

tème précédent comme étant d'un fonctionnement impeccable et de mise au point nulle. Dans un récepteur très simplifié, le système à diode convient assez bien.

Nous espérons avoir jeté quelque lumière sur des aspects assez négligés dans la technique de la séparation. Dans un prochain article, nous étudierons les systèmes de séparation ligne-image.

Pierre ROQUES.

Dans notre prochain numéro : début de la description d'un récepteur moderne, le XPR7, utilisant le nouveau bloc de déflexion « Transco » et muni d'un tube de 31 cm. avec « trappe à ions ».

LE CATHOSCOPE « MAZDA 31MC4 » A PIEGE A IONS

Cathode à chauffage indirect :
Tension filament (CA ou CC) : 6,3 Volts.
Intensité filament : 0,6 Amp.
Concentration et déflexion : Magnétiques.
Piège à ions : Magnétique.
Nature de l'écran : produit N° 4, à fluorescence blanche pour reproduction des images de télévision.
Hauteur totale : 478 mm.
Diamètre de l'écran : 310 mm.
Dimensions de l'image normale :
170 X 225 mm.
Capacités inter-électrodes :
Wehnelt, par rapport aux autres électrodes :
6,5 pF max.

Tension maximum d'anode N° 1 : 400 Volts max.
Tension de Wehnelt maximum : 0 Volt max.
Tension de Wehnelt minimum : - 200 Volts min.
Tension maximum entre filament et cathode :
+ 150 Volts max.
Résolution maximum : - 850 lignes.

CONDITIONS NORMALES D'UTILISATION

Tension d'anode N° 2 : 7.000 - 9.000 Volts.
Tension d'anode N° 1 : 200 - 250 Volts.
Tension de crête de Wehnelt pour une modulation 12 Volts env.
Tension complète du tube.

La position du piège magnétique ou électromagnétique par rapport aux pièces polaires internes et le sens des champs est donné par la figure 2.

NOTA

A. — La tension élevée qui est appliquée au tube 31MC4 est très dangereuse. De grandes précautions doivent être prises pour protéger l'utilisateur du contact avec cette tension : par exemple, des disjoncteurs doivent couper le circuit primaire de l'alimentation haute tension et la décharge du condensateur doit être assurée automatiquement dès l'ouverture du panneau de protection de l'appareil.

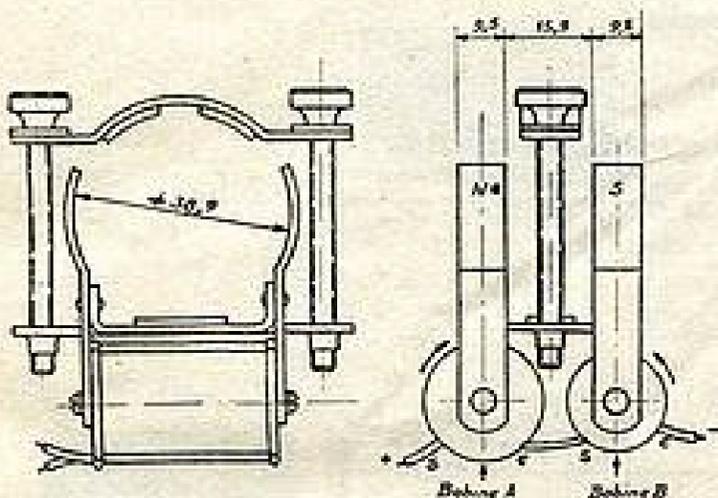


FIG. 1.

Les flèches indiquent le sens des enroulements. c : entrée, - s : sortie.

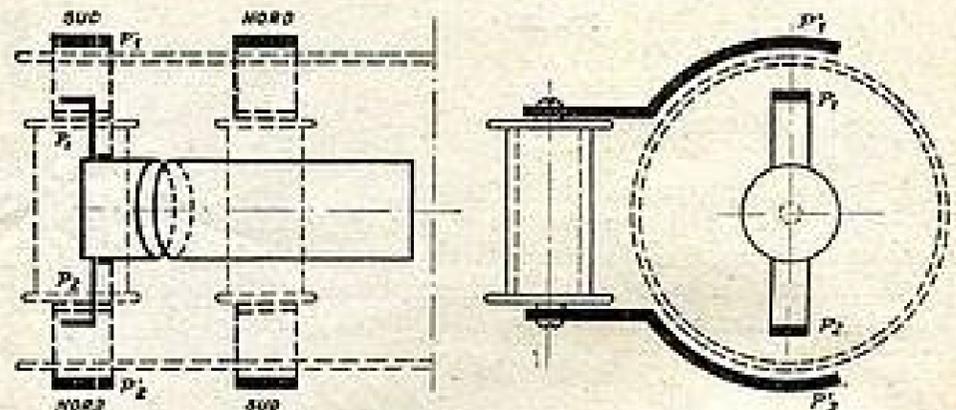


FIG. 2.

Cathode, par rapport aux autres électrodes :
5 pF max.
Capacité entre recouvrement extérieur et
Anode N° 2 : 2.500 pF max.
Demi-angle d'ouverture du faisceau : 25 degrés.
Broches :
N° 1, Filament ; N° 2, Wehnelt ; N° 3, Manque ; N° 4, Manque ; N° 5, Manque ; N° 6, Chemise du culot ; N° 7, Non connectée ; N° 8, Manque ; N° 9, Manque ; N° 10, Anode N° 1 ; N° 11, Cathode ; N° 12, Filament.

CONDITIONS MAXIMA D'UTILISATION

Tension maximum d'anode N° 2 : 11.000 Volts max.
Tension minimum d'anode N° 2 : 6.000 Volts max.
Bobine de concentration : 400 - 450 Amp-Tour.
Courant de piège électromagnétique : 80 - 100 mA.
Tension de Wehnelt pour extinction de l'image - 30 à - 70 ; - 25 à - 60 V. env.

La modulation complète correspond à un courant de faisceau nul pour les noirs de l'image et à un courant de 150 μ A pour les blancs.

Valable pour une bobine de 40 mm. de diamètre intérieur, et de 10 mm. d'entrefer, le milieu de ce dernier est à environ 360 mm. de l'écran. Si l'encombrement des bobines de déflexion le permet, la diminution de cette distance réduit le nombre d'ampères-tour nécessaires.

Valable pour un piège électromagnétique construit suivant les indications de la figure 1. Les caractéristiques électriques de ce piège ne sont données qu'à titre d'exemple. Le constructeur peut adapter à ses besoins les caractéristiques des enroulements pourvu qu'il respecte pour chacun d'eux le produit.

NOMBRE DE TOURS X COURANT

Dans tous les cas, il est préférable de prévoir un réglage du courant de piège par résistance à coller, en série ou en parallèle.

B. — Au cours du transport ou de la manipulation du tube, il est recommandé d'éviter de le soumettre à tous chocs ou contraintes brusques car l'« implosion » du tube peut provoquer des accidents graves. Dans les appareils de télévision ou autres montages utilisant le 31MC4, une glace de protection épaisse doit être placée en permanence devant l'écran du tube.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Nombre de tours

Bobine A.	2.000
Bobine B.	300
Courant maximum.	200 mA
Valeur approx. de la résistance C.C. en ohms	
Bobine A.	33
Bobine B.	3,1
Courant maximum.	200 mA

La tension étant appliquée dans le sens indiqué, la pièce polaire marquée « N » doit attirer le pôle Sud d'une boussole.

LE DEPANNAGE T.V. EN H.F. ET F.I.

par Robert ASCHEN, ingénieur-docteur

La station-service peut aujourd'hui dépanner des récepteurs de télévision en remplaçant les pièces défectueuses par des pièces neuves. On charge les résistances, la capacité ou les bobinages qui semblent défectueux par des pièces neuves et petit à petit l'appareil semble être dépanné où pourtant l'image est moins nette et la synchronisation moins stable qu'avant la panne. Pourquoi ?

Il faut absolument vérifier l'alignement de l'appareil et ceci demande un outillage un peu spécial.

Réglage des circuits H.F. ou M.F.

Le constructeur indique presque toujours les fréquences d'accord de chaque circuit des bobinages H.F. ou M.F. En cas de remplacement d'une bobine, il faut savoir la régler sur la fréquence indiquée et ce réglage doit être aussi précis que possible.

Pour cela il faut équiper notre station d'un petit générateur H.F. de dimensions très réduites afin de pouvoir l'installer tout près d'un circuit à aligner.

Les bobinages de télévision sont rarement blindés ; il suffit donc de rapprocher notre oscillateur du bobinage et d'accorder ce dernier sur la fréquence indiquée dans la notice de l'appareil.

Le petit générateur comporte un micro-tube 955, un CV double avec cadran, une self interchangeable placée extérieurement aux bornes du CV et une alimentation séparée reliée à l'oscillateur par un cordon à fils multiples.

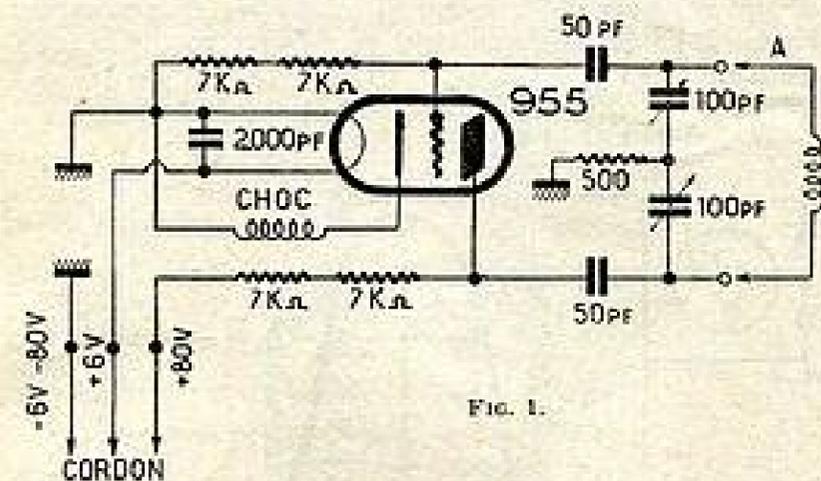


FIG. 1.

Le tube 955, le CV et toutes les petites pièces seront placées à l'intérieur d'un petit coffret métallique de 10 cm. de diamètre et de 5 cm. d'épaisseur. La self est placée à l'extérieur à l'aide de deux fiches A et B fixées au mandrin et de deux bonnes douilles fixées au coffret à l'aide de rondelles isolantes ; les douilles étant reliées au CV.

La figure 1 montre le circuit complet.

La self étant non blindée, elle rayonne et induit une certaine tension dans le bobinage à aligner.

Le couplage de la figure 2 sera aussi lâche que possible afin d'éviter un glissement de fréquence de l'oscillateur. Nous construisons deux selfs, l'une pour les circuits H.F. et l'autre pour les circuits M.F.

La capacité résiduelle sera telle que l'on pourra cou-

vrir 41 Mc/s à 50 Mc/s et environ 4 Mc/s comme bande totale en M.F. Suivant les types d'appareils, celle-ci varie entre 8 et 15 Mc/s.

Le cadran sera étalonné et comporte deux échelles, l'une pour la H.F. et l'autre pour la M.F. L'étalon-

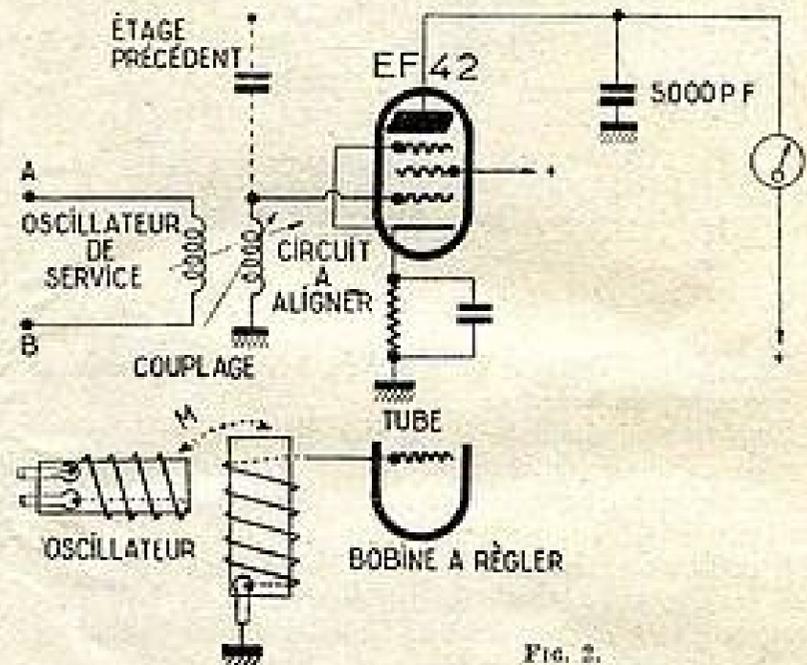


FIG. 2.

nage doit être très précis si l'on veut faire du réalig-nement sans erreur de fréquence. Pour cela il faut employer un bon générateur H.F., lui-même très précis en fréquence et l'étalonnage se fera par battement avec le signal de notre oscillateur. On peut injecter les deux signaux dans

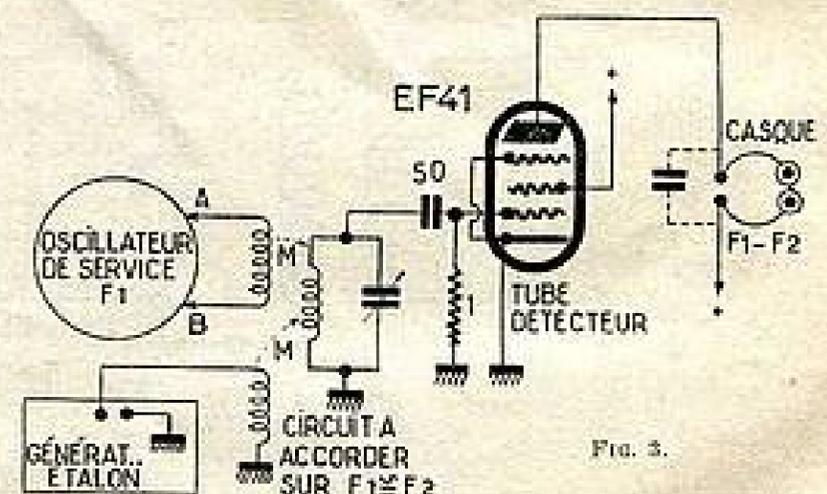


FIG. 3.

un circuit à accord variable et écouter au casque le battement obtenu par un tube détecteur. L'étalonnage se fera suivant la figure 3.

Alignement d'un circuit H.F.

Nous allons coupler l'oscillateur avec le circuit à aligner. Accorder la fréquence de l'oscillateur sur la valeur indiquée par la notice de l'appareil concernant le circuit à réaligner. Accorder ce dernier sur la même fréquence.

Au moment de la résonance le tube amplificateur H.F. fonctionne comme détecteur ; il suffit d'intercaler un milli-ampèremètre dans le circuit anodique pour constater une augmentation de courant (détection plaque) au moment de la résonance.

Si cette augmentation est trop faible, augmenter la résistance de polarisation pour obtenir une détection plaque plus sensible.

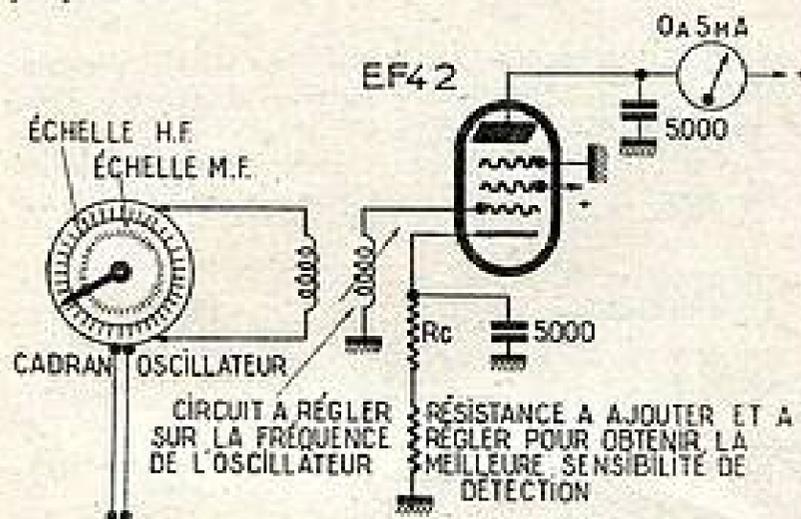


FIG. 4.

La figure 4 indique la méthode à employer pour le réaligement du bobinage.

Employer un couplage lâche afin d'augmenter la précision de lecture et de réglage.

La même méthode sera réalisée pour le réaligement des circuits M.F.

Il suffit de remplacer la self H.F. par une self M.F. Lire ensuite sur l'échelle M.F. du cadran la fréquence d'oscillation qu'il faut obtenir. Coupler ensuite la bobine de l'oscillateur avec le bobinage à aligner.

Dans presque tous les téléviseurs, les circuits H.F. ou M.F. sont décalés en fréquence et chaque circuit fonctionne sur une fréquence déterminée à l'avance par le calcul.

Mesure de la surtension des bobinages

Il est également nécessaire de connaître la surtension des bobinages et les « Q » doivent être également indiqués dans la notice de service.

Peut-on mesurer la surtension dans une station-service ?

La mesure est très aisée si l'on utilise l'oscillateur de service de la figure 1.

Nous employons la méthode exposée par la figure 5 où l'on remplace le tube amplificateur par un voltmètre à lampe de faible capacité d'entrée. Celui-ci indique une certaine déviation au moment de la résonance ; réglons le couplage à une valeur telle que la déviation de l'aiguille corresponde à tout le cadran du voltmètre.

Désaccordons ensuite l'oscillateur d'une valeur Δf pour laquelle la déviation diminue et tombe à 71 % de la valeur précédente (en volts).

Si nous trouvons par exemple 1 volt à la résonance et 0,71 volt pour un désaccord de 2,5 Mc/s, la surtension sera :

$$Q = \frac{F_0}{2 \Delta f}$$

Si la fréquence de résonance est de 45 Mc/s, la surtension sera : $Q = 45 : 5 = 9$.

Le voltmètre ne doit pas augmenter l'amortissement du circuit, il faut donc employer un couplage capacitif très lâche entre circuit et voltmètre.

Si la mesure ainsi effectuée indique une surtension trop élevée par rapport à celle indiquée dans la notice, il faut alors shunter le bobinage par une résistance extérieure d'une certaine valeur correspondant à l'amortissement voulu, c'est-à-dire au Q indiqué.

Une fois le bon « Q » obtenu ainsi que la fréquence exacte correspondant à l'alignement, l'étage sera en ordre de marche et le récepteur fonctionnera certainement aussi bien qu'avant et peut-être même mieux.

Couplage d'antenne

Dans le cas où la bobine d'antenne est défectueuse, il faut procéder de la même manière : régler le nouveau circuit à l'aide de l'oscillateur et mesurer ensuite la surtension.

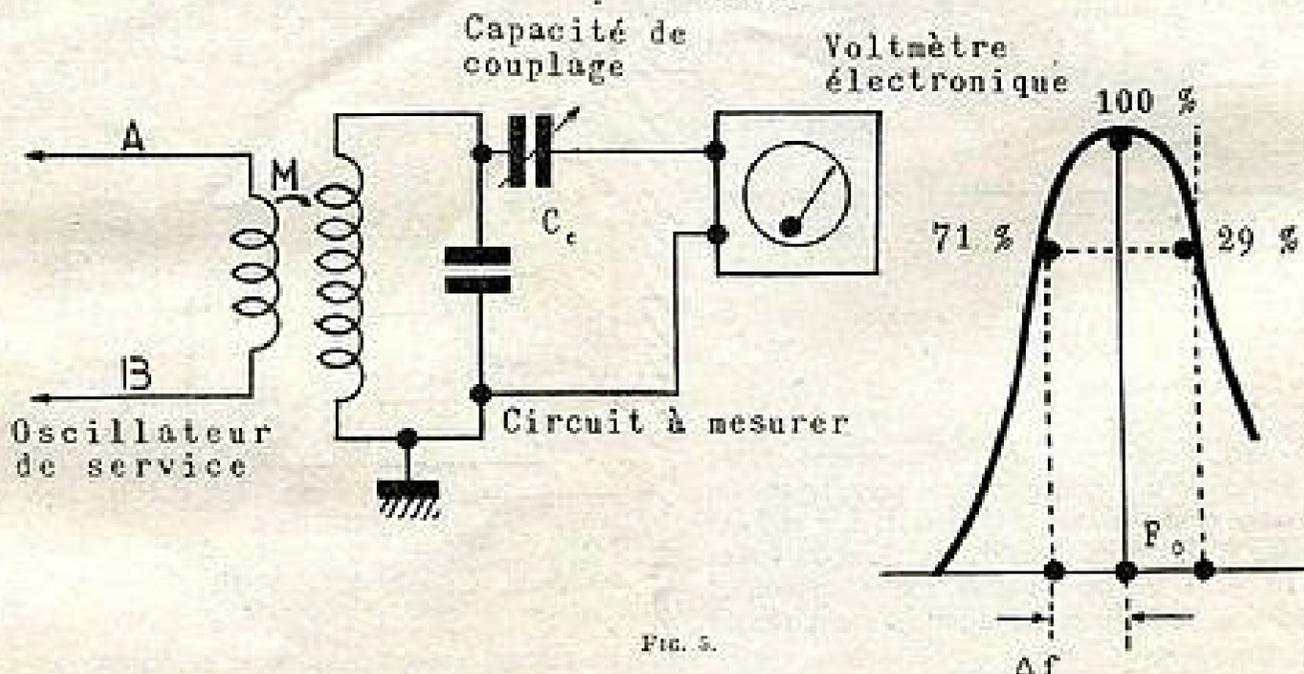


FIG. 5.

Le calcul de ces fréquences est aisé et a été exposé plusieurs fois dans cette revue. Il est donc indispensable de connaître ces fréquences et le constructeur doit indiquer celles-ci sur la notice de service s'il veut faciliter le dépannage dans les stations-service. Il faut donc connaître les fréquences d'alignement avant de commencer le dépannage.

Le dépannage est malheureusement beaucoup plus difficile lorsqu'il s'agit du circuit d'entrée. Ce circuit est rarement bien adapté avec l'impédance de l'antenne et de sa descente. Il en résulte l'apparition de « fantômes » provenant d'ondes stationnaires et l'image comporte des échos.

Le dépannage devient difficile car le circuit n'a jamais

bien fonctionné. Et ceci est le cas dans beaucoup d'appareils. Une solution radicale est alors la meilleure et cette solution consiste à ajouter une lampe de couplage suivant la figure 6. Ce tube est couplé par la cathode à l'aide d'une résistance ohmique, donc plus de fantômes, pas d'ondes stationnaires, une meilleure image et une meilleure stabilité. La réactance du feeder est nulle et le

directe pour la vision et pour le son, on peut employer le même schéma, mais au lieu d'un tube simple, on prendra un tube double avec une seule sortie de cathodes que l'on couple à l'antenne suivant la figure 7 pendant que les deux anodes doivent être reliées respectivement au canal « Vision » et au canal « Son » à l'aide de deux circuits d'entrée.

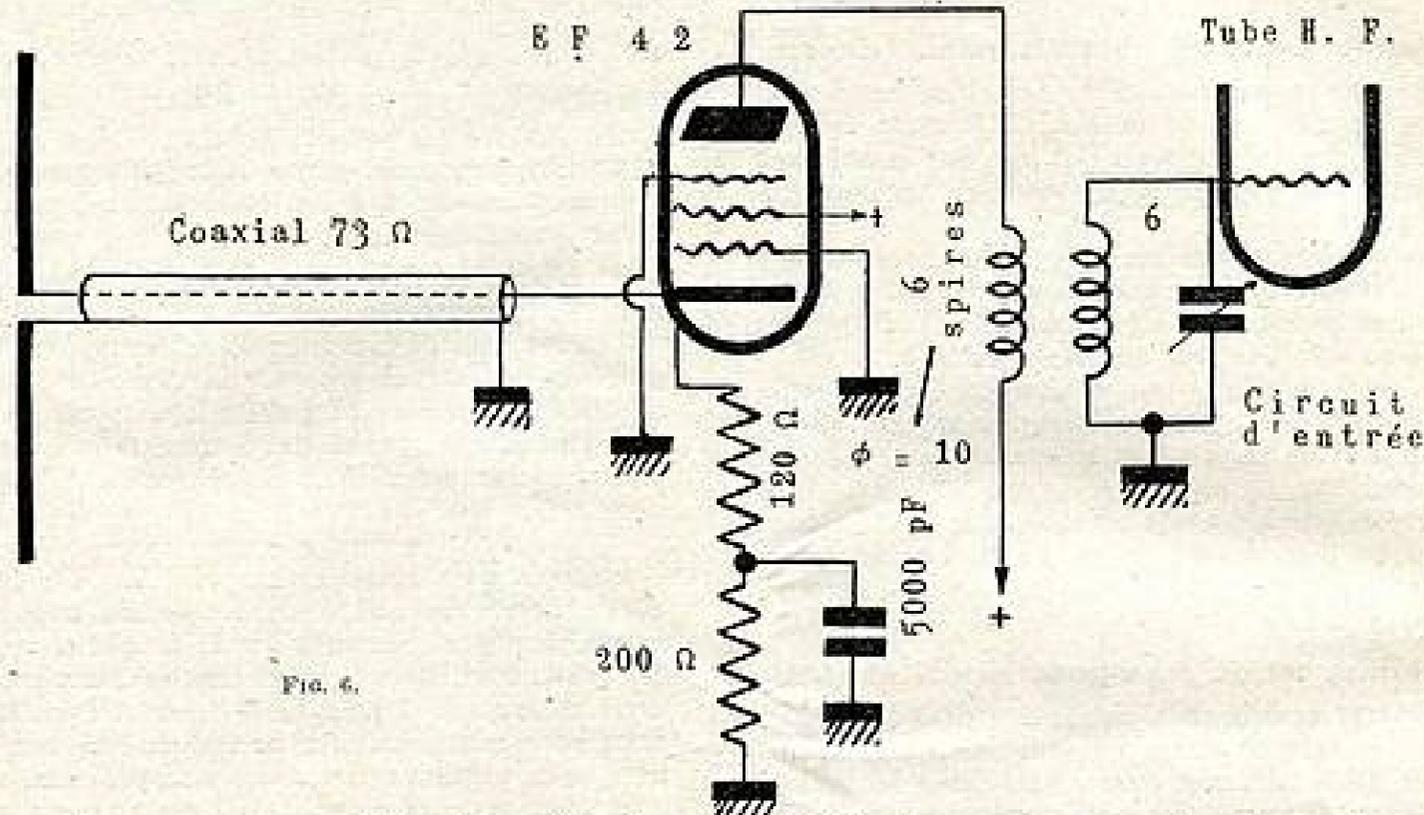


FIG. 6.

déplacement de personnes autour du feeder ne fait plus varier le fonctionnement. Le gain de ce tube est de 12 décibels à cause du couplage anodique qui profite de la pente du tube.

L'adaptation est facile si l'on pense que la résistance de cathode en parallèle avec la résistance interne du tube doivent correspondre à une résistance dont la valeur est celle de l'impédance d'antenne qui est généralement de

Voilà donc quelques renseignements qui peuvent intéresser certains de nos lecteurs s'occupant déjà du dépannage des téléviseurs.

Nous décrirons la prochaine fois le dépannage de la partie détection et vidéo.

Pour terminer, signalons encore une fois que le feeder (descente d'antenne) doit avoir la même impédance que celle de l'antenne, soit 73 ohms pour un dipôle.

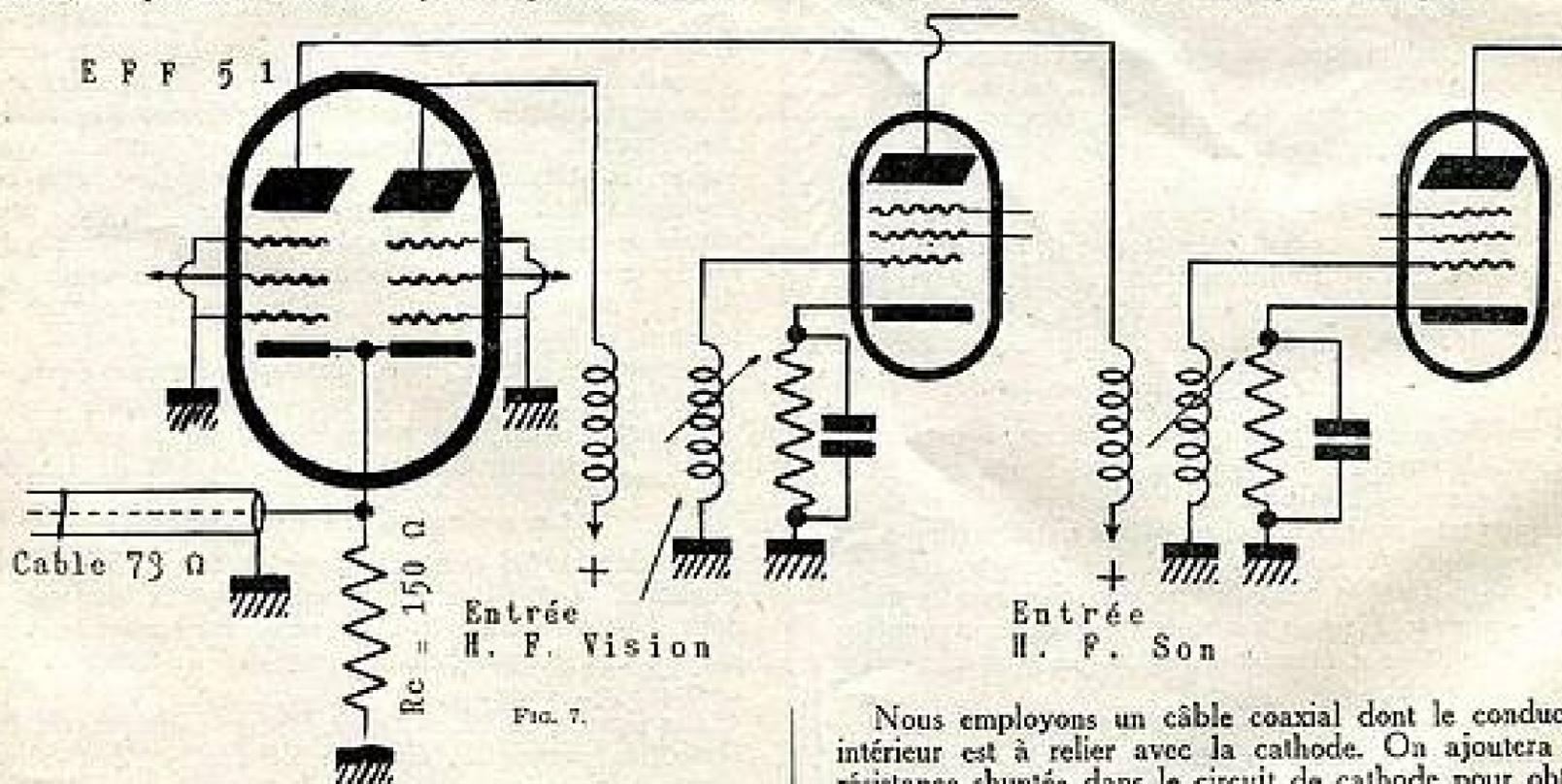


FIG. 7.

73 ohms. Une résistance de cathode de 120 ohms convient dans le cas d'un tube EF42.

Si l'on est en présence d'un récepteur à amplification

Nous employons un câble coaxial dont le conducteur intérieur est à relier avec la cathode. On ajoutera une résistance shuntée dans le circuit de cathode pour obtenir une tension de polarisation de 2,5 volts si la résistance de couplage est trop faible pour produire une polarisation normale.

UN NOUVEAU SYSTÈME AMÉRICAIN DE TÉLÉVISION EN COULEURS

par Lucien CHRÉTIEN, ingénieur E. S. E.

Abondance de bien ne nuit pas... dit-on

Toutefois, les responsables de la Télévision américaine, c'est-à-dire les membres de la F.C.C. (Comité Fédéral des Communications) pourraient fort bien être embarrassés par le nombre des systèmes de télévision en couleurs soumis à leur choix.

Nous avons décrit ici même les systèmes proposés il y a quelques mois : système à séquence de cadres de la CBS, système à séquence de lignes (CTI) et système à séquence ou entrelacement de points (RCA).

Et voici venir maintenant un système entièrement différent dans son principe, système dit à *entrelacement de fréquence*, dû à R. B. Dome, un technicien de la General Electric Company.

Le nouveau procédé a été présenté à la F.C.C. dans un rapport en date du 24 juillet 1950. Les renseignements que nos lecteurs trouveront ci-dessous sont empruntés à ce rapport.

Le problème, tel qu'il se pose aux Etats-Unis

Dans les articles déjà cités, nous avons déjà fait remarquer combien l'attitude des techniciens américains devant le problème de la télévision en couleurs s'était modifiée... Il n'y a guère ils prétendaient qu'une largeur de bande de 12 à 15 mégacycles était indispensable. Et puis, brusquement, ils admirent qu'on pouvait fort bien s'accommoder des 6 mégacycles qui constituent la bande de télévision normale aux Etats-Unis.

Dans ces conditions, il devient inutile de réclamer des allocations spéciales de fréquences pour les émissions en couleurs. Bien mieux, on peut alors concevoir des transmissions donnant des images « en noir » sur un récepteur ordinaire et des images colorées sur un récepteur spécial.

Telles sont les idées de base qui ont guidé les inventeurs des systèmes RCA, CTI, CBS... On a, d'ailleurs, l'impression très nette, en lisant les articles, mémoires, communications et interviews, que les procédés ne sont techniquement pas mûrs. Tout le monde se hâte, de crainte d'avoir l'herbe sous le pied coupée par le voisin... Tout le monde veut arriver bon premier devant la F.C.C. Car on saisit l'enjeu du problème : un récepteur prévu pour un procédé ne convient absolument pas pour les autres. Il s'agit donc, en définitive, d'une question de commerce.

Trichromie

Tous les systèmes, y compris le système « outsider » que nous décrivons maintenant, utilisent le principe de la « trichromie ». Pour obtenir l'impression colorée on superpose trois images de teinte judicieusement choisie qui sont les couleurs fondamentales. On adopte généralement : vert, rouge et bleu. Si l'on veut conserver la même définition pour l'image finale, il faut donc transmettre trois fois plus de « renseignements » que pour une image en noir et blanc.

Il faut donc arranger les circuits pour que le même élément d'image fasse l'objet de trois transmissions successives.

Mais on sait que le nombre de renseignements à transmettre détermine la largeur de bande nécessaire. On peut

en déduire que le problème de la couleur, en utilisant une largeur de bande donnée peut recevoir des solutions de deux genres essentiellement différents :

1° Diviser en trois parties le temps disponible pour la transmission d'une image et consacrer chacune des parties à une couleur différente ;

2° Diviser en trois parties le spectre disponible et faire la même opération que ci-dessus.

Les solutions déjà décrites ici même utilisent toutes des solutions du premier groupe. En effet, dans un système on transmet successivement une image de chaque couleur ; dans l'autre, une ligne et dans le dernier, un élément encore plus petit : un point. Mais le principe est identique.

L'autre possibilité

On peut donc examiner les possibilités des autres solutions : diviser la bande de fréquences disponible. Un moyen simple consisterait à diviser ce spectre en trois parties égales dont chacune serait affectée à une des couleurs. C'est théoriquement possible — mais il faudrait évidemment adopter une cadence de transmission trois fois plus lente et le papillotement serait insupportable.

Il faut donc chercher à transmettre les trois images simultanément — dans le même spectre de fréquence. Le système correspondant a été désigné par : *Système de Télévision en couleurs à entrelacement de fréquence* (Frequency Interlace Color Television System).

Pourquoi « entrelacement » ?

Le terme « entrelacement » ne doit pas être pris ici dans le même sens exact que « l'entrelacement » des lignes, par exemple. Il est bien entendu que chacune des fréquences reste à sa place, mais les fréquences correspondant à telle ou telle couleur sont « sandwichées » de telle manière que les interférences puissent être évitées.

Ce résultat peut être obtenu dans un système à balayage comme la télévision parce que les vidéo-fréquences correspondant à un signal sont groupées autour des harmoniques de la fréquence « lignes » et qu'une grande partie du spectre disponible demeure libre. On a estimé que 46 % de l'espace compris entre les harmoniques est inutilisé.

Admettons que la largeur de bande disponible pour la vidéo-fréquence, soit de 4 mégacycles et qu'il s'agisse d'une image américaine normale : 60 cadres par seconde et 525 lignes, soit une fréquence « ligne » de 15.750.

Le principe de l'émission

La caméra est construite pour fournir 3 images élémentaires, c'est-à-dire 3 groupes séparés de signaux dont chacun correspond à une teinte fondamentale. Chacun de ces groupes peut contenir des fréquences s'étendant jusqu'à 4 mc.

Les signaux correspondant à l'image verte peuvent être considérés comme les éléments de base et sont utilisés pour moduler l'onde porteuse de la manière habituelle.

Puisque la fréquence des lignes est de 15.750 c/s, on observera que l'énergie des bandes latérales est prin-

cipelement concentrée dans des fréquences séparées de l'onde porteuse par 15.750 c/s : 31.500 c/s, 47.250, etc., jusqu'à 4 Mc/s. Le principe du procédé que nous décrivons consiste à utiliser les espaces compris entre ces harmoniques pour transmettre les signaux correspondant aux deux autres couleurs.

Les composantes de vidéo-fréquence associées avec une seconde couleur, le rouge par exemple, peuvent être utilisées pour moduler une onde porteuse auxiliaire (sub-carrier).

Cette fréquence porteuse auxiliaire est soigneusement choisie pour se situer exactement entre deux harmoniques de la fréquence « lignes » ou en d'autres termes, sur un multiple impair de la moitié de la fréquence ligne.

La moitié de 15.750 est 7.875, l'harmonique 455 de 7.875 correspond à 3.583.125 c/s. On peut donc choisir cette fréquence. Cette onde porteuse est modulée par les signaux du canal « rouge » et l'onde modulée est superposée aux signaux verts. Il en résulte que les signaux vidéo-rouges seront ainsi placés à mi-chemin entre les harmoniques correspondant aux signaux verts, c'est-à-dire dans les parties inutilisées du spectre.

Il n'est pas nécessaire d'employer la totalité des composantes rouges. De nombreux chercheurs ont reconnu qu'il était possible d'obtenir une reproduction en couleurs acceptable en utilisant seulement les composantes vidéo colorées les plus basses. Les composantes vidéo de haute fréquence peuvent être transmises dans une seule couleur ou, encore, en mélange avec les composantes correspondantes dans les autres couleurs. Une bonne reproduction

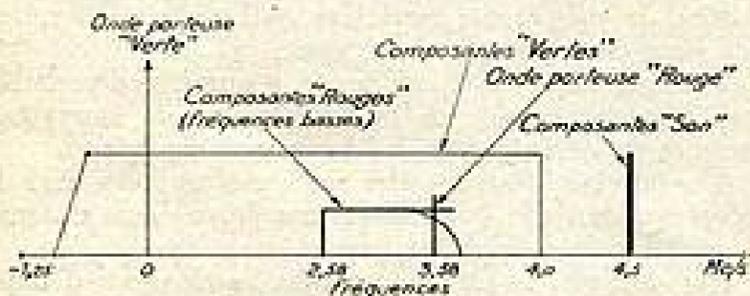


FIG. 1.

peut être obtenue en limitant la transmission des composantes « rouges » à 1 mégacycle seulement. De plus, il est possible d'atténuer fortement une des bandes latérales, de manière que la bande latérale restante corresponde aux fréquences les plus basses. La répartition spectrale correspondra ainsi à la figure 1. L'émission peut être reçue par

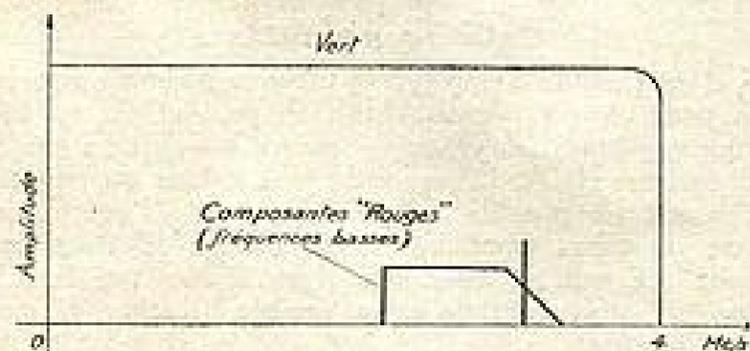


FIG. 2.

un récepteur du type ordinaire « Monochrome ». Le spectre de vidéo-fréquence fourni par le détecteur correspondrait à la figure 2.

Enfin, la figure 3 donne des précisions sur l'allure du spectre des fréquences dans le voisinage de l'onde porteuse auxiliaire rouge.

Séparation du vert et du rouge

Il s'agit maintenant d'examiner comment on peut séparer les différentes composantes et les diriger vers les circuits normalement destinés à les recevoir. On pourrait évidemment utiliser des filtres ayant des bandes passantes convenablement établies. Mais cette solution serait vraisemblablement trop coûteuse.

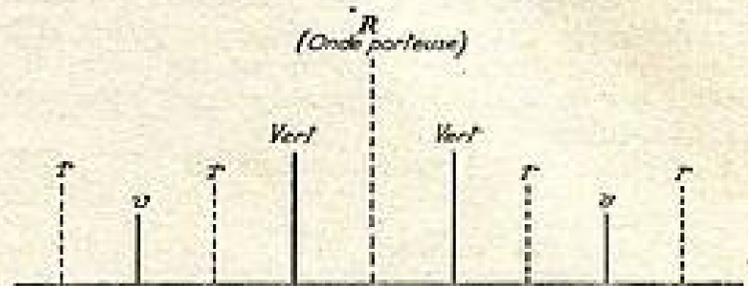


FIG. 3.

Heureusement, l'œil humain constitue un excellent filtre naturel. Le fonctionnement satisfaisant du système est basé en grande partie sur le phénomène physiologique bien connu : la persistance des impressions visuelles. Toute ligne de l'image verte sera modulée en intensité au rythme de l'onde porteuse rouge.

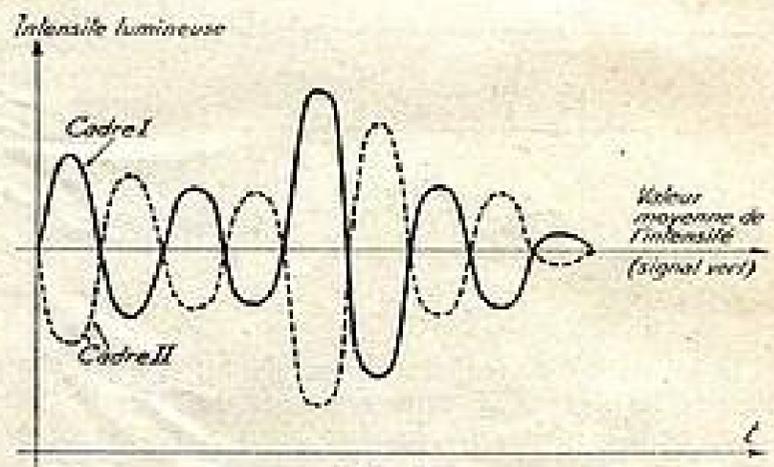


FIG. 4.

Mais, au bout de deux « cadres », soit au bout de 1/30^e de seconde, l'effet de cette modulation sera déphasé de 180° par rapport à la modulation du premier cadre. Ainsi, un point lumineux dans le cadre 1 apparaîtra comme un point noir dans le cadre 3 et inversement. A nos yeux, il n'en résultera qu'une teinte moyenne uniforme.

Cet effet apparaît graphiquement sur la figure 4. La variation est celle de l'onde porteuse auxiliaire rouge, qui est modulée en amplitude par les signaux de l'image rouge. Si l'œil humain était un intégrateur parfait, la sensation serait représentée par la ligne marquée « intensité moyenne » — qui correspond, dans ce cas au signal vert.

Les fréquences de répétition ne sont sans doute suffisamment élevées pour que l'intégration soit parfaite — mais il est probable que le résultat sera assez bon pour être commercialement acceptable.

La superposition des « cadres » se traduit par une structure pointillée le long des lignes dont la définition est comparable à celle des lignes. Il en résulte donc que cet effet disparaît à la même distance de l'écran.

Ainsi, malgré que les signaux rouges et verts soient transmis au tube « vert », le rouge se trouve effectivement éliminé par l'œil et le vert apparaît seul.

Les composantes contenues dans les signaux de la caméra rouge, dont la fréquence est comprise entre 0 et

4 Mc peuvent être superposées au signal « vert » pour donner un signal composite de plus haute définition correspondant aux détails fins de l'image.

Introduction des signaux « bleus »

Les signaux correspondant à la troisième couleur peuvent être transmis en modulant une seconde onde porteuse auxiliaire. On peut, comme pour les signaux « rouges », se contenter de transmettre les fréquences basses, si bien qu'une bande relativement étroite est suffisante. Il est possible que des résultats convenables soient obtenus avec 0,2 Mc seulement.

La figure 5 montre plusieurs possibilités.

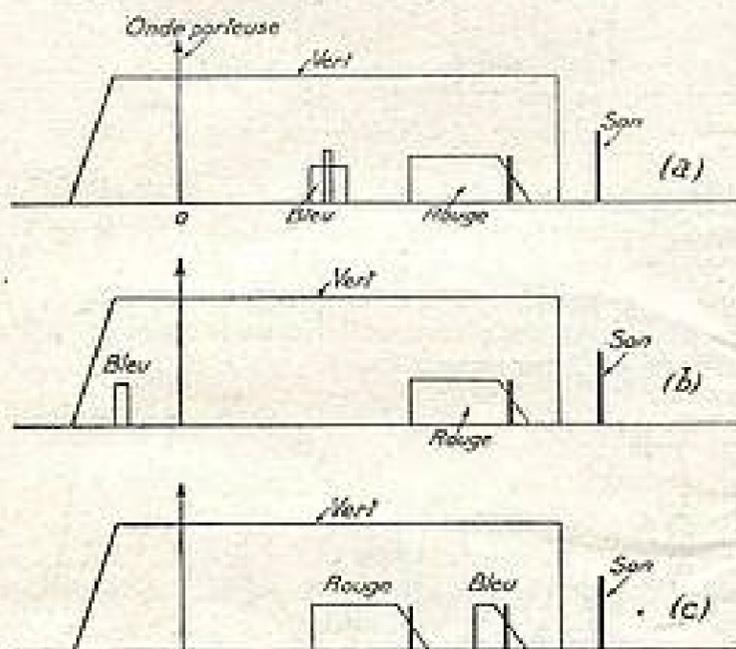


FIG. 5.

Il se traduit exactement le même filtrage par l'œil, puisque les signaux « verts » apparaissent sur les tubes rouge et bleu. Mais les signaux bleus et rouges ne présentent pas cet effet, car leurs fréquences ne sont pas « entrelacées ».

Diverses possibilités

Les détails fins de l'image sont exclusivement représentés par les signaux « verts ». Pour éviter que l'image ne prenne une teinte verdâtre, on peut prélever ces composantes au moyen d'un filtre passe-haut et les ajouter aux composantes des deux autres tubes. On a ainsi le moyen de reproduire les détails fins en blanc et noir.

Une autre solution sera d'ajouter les composantes « fines » bleues et rouges au canal vert dans l'émetteur et de les séparer à la réception pour les transmettre aux tubes « bleu » et « rouge », aussi bien qu'au tube vert. La fréquence de coupure du filtre passe-haut sera approximativement la même que celle du filtre passe-bas du canal rouge, c'est-à-dire de 1 mégacycle dans l'exemple choisi.

Récepteur simplifié

Nous donnons figure 6 un schéma de la partie « couleur » d'un récepteur simple pour la réception de la télévision — utilisant le principe décrit. La bande passante de fréquence intermédiaire est maintenue assez large pour que le canal « bleu » ne soit pas exagérément atténué avant d'être transmis au détecteur « bleu ».

Derrière ce détecteur est un amplificateur et des circuits accordés centrés sur l'onde porteuse bleue pour éliminer les effets de l'onde porteuse « son » et l'onde porteuse rouge.

La « troisième détection » de la composante bleue retient les signaux à vidéo de basse fréquence « bleue » qui sont amplifiés et transmis au tube correspondant.

Des circuits bouchons convenables sont prévus en avant du second détecteur vert et de celui des détails fins. Les tensions fournies par ce détecteur sont amplifiées et transmises au tube vert. Deux circuits shunts partant de l'anode de l'amplificateur « vert » alimentent respectivement le détecteur rouge à travers les filtres passe-bande de 3,2 mc ainsi que le filtre donnant les détails fins, par addition dans les tubes rouge et bleu.

Derrière le filtre 3,2 Mc est connecté l'amplificateur « rouge » connecté au tube correspondant.

Le récepteur ainsi prévu emploie 6 tubes et les étages correspondants en plus des éléments d'un récepteur normal, pour image monochrome. En fait on peut réduire le nombre de tubes à 3 en utilisant des tubes multiples.

L'analyse mathématique du comportement du second détecteur « vert » montre que quelques composantes « rouges » apparaîtront comme une perturbation dans le détecteur « vert », parce que le système n'utilise qu'une seule bande latérale. Cet effet d'intermodulation peut être éliminé par différents artifices.

Raffinements

Le récepteur de la figure 6, bien qu'il soit effectivement prévu pour recevoir des images en couleurs peut toutefois recevoir deux perfectionnements qui seraient sans doute désirables dans des récepteurs commerciaux. Ce sont des circuits de restitution de la composante continue et des systèmes régulateurs automatiques de gain.

Pour la composante verte, ces systèmes sont les mêmes que ceux des appareils classiques.

Pour les autres composantes, il y aurait lieu probablement de tenir compte de la modification de bande passante et du désaccord dû à l'action des régulateurs.

On pourrait s'inspirer des méthodes utilisées dans les récepteurs de trafic qui utilisent des procédés de transmissions à bande latérale unique.

Par exemple, on pourrait transmettre un signal d'amplitude constante qui serait émis continuellement, sauf dans les intervalles de suppression et qui serait placé en dehors des bandes normales utilisées pour le trafic.

Il se peut aussi qu'un seul système régulateur soit suffisant pour les composantes bleues et rouges.

Les schémas élémentaires que nous publions montrent que toutes les fonctions pourraient être assurées au moyen de 11 lampes supplémentaires, nombre qui pourrait sans doute être ramené à 6 par l'emploi de tubes multiples.

Cathoscopes utilisés

Il est possible d'employer 3 tubes cathodiques séparés : un pour chaque couleur. Mais on peut utiliser un tube triple (système RCA) ou — encore — un tube unique, du système RCA. L'emploi du tube unique complique le montage. Le procédé indiqué par la RCA prévoit une base de temps circulaire et des circuits sélecteurs spéciaux. Le tout est assez compliqué, si bien que la solution d'un tube à triple canon semble, a priori, la meilleure solution.

Transmetteur

Il sera du type classique, mais avec quelques modifications. Le diagramme général est donné figure 7.

Des circuits d'entrées additionnels permettent d'injecter :

- 1° Signaux vidéo verts ;
- 2° Signaux rouges (fréquences basses), avec onde porteuse auxiliaire ;

- 3° Signaux rouges (fréquences élevées directes) ;
- 4° Signaux bleus (fréquences basses), avec onde porteuse auxiliaire ;
- 5° Signaux bleus directs ;
- 6° Signaux pilotes pour réglage de gain automatique.

Le spectre de transmission correspond à la figure 8. Il sera sans doute également nécessaire de prévoir des réseaux correcteurs de constante de temps.

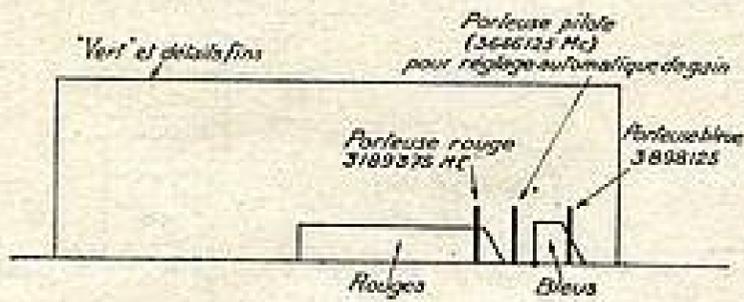


FIG. 8.

Relais et propagation

Les signaux vidéo peuvent être transmis par câble ou par les relais classiques sans perte de fidélité, à condition que les caractéristiques de transmission s'étendent jusqu'à 4 mc/s. Si la bande passante ne dépasse pas 2,8 mc/s, l'image demeure utilisable en blanc et noir mais non sous

Comportement pour les récepteurs actuels

Le système est parfaitement compatible avec les installations actuelles. Le signal employé pour le récepteur sera la composante verte. L'intermodulation ne produira aucun inconvénient car son action sur l'écran est exactement la même que celle du signal. Si la polarité de la modulation est choisie soigneusement, le tube noir et blanc peut même donner les meilleurs résultats, par suite de l'intermodulation, si la composante est faible.

Quand un récepteur normalement prévu pour la couleur est accordé sur une transmission noire et blanche, les trois éléments peuvent être alimentés au moyen du signal principal. Une commutation, qui peut être manuelle dans les récepteurs à bas prix s'impose, car, en son absence, l'image apparaîtrait en vert.

D'autre part, si le récepteur est accordé sur une transmission en couleurs, la commutation étant dans la position « noir et blanc », l'utilisateur n'aura aucune indication lui montrant qu'il s'agit d'une transmission en couleurs. Il devra donc passer sur la position « couleur » pour le vérifier.

Pour les récepteurs plus perfectionnés, il est facile d'imaginer une commutation automatique

Essais

L'auteur n'a pu encore — par suite du manque de temps — effectuer des essais complets. Toutefois quelques essais préliminaires fait en laboratoire ont permis de vérifier quelques-uns des principes de base.

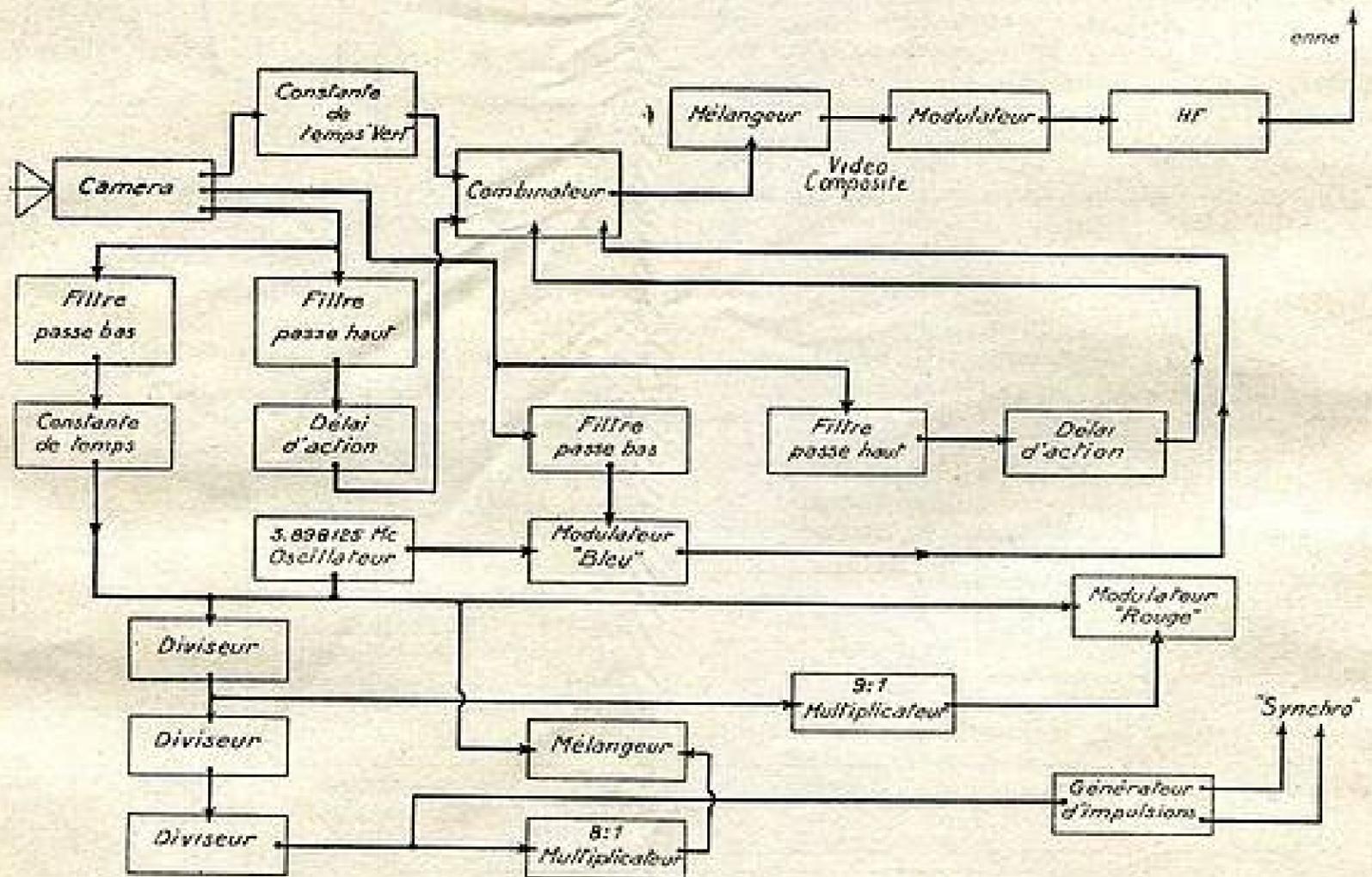


FIG. 9.

la forme d'images en couleurs quand les composantes bleues et rouges seront incomplètes.

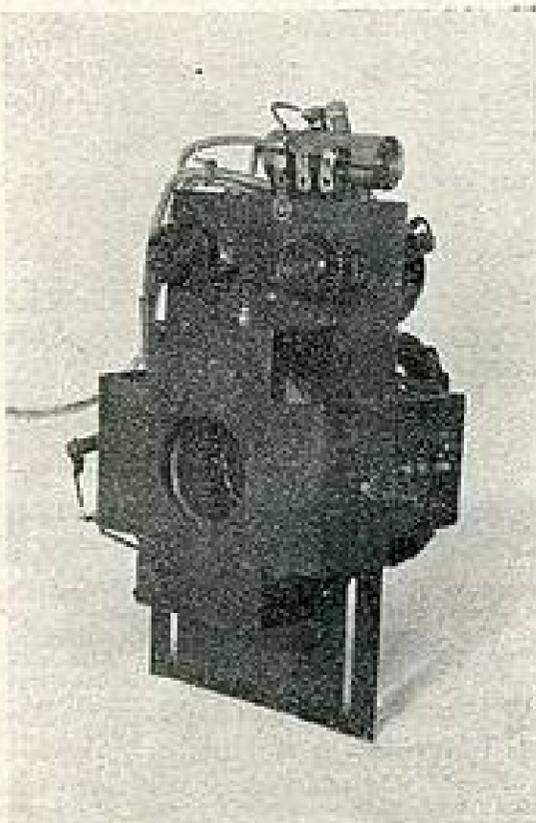
Les anomalies de propagation ne semblent pas être à craindre.

Par exemple, à une transmission normale, on a superposé une oscillation continue représentant une onde porteuse auxiliaire rouge et il a été reconnu que la meilleure valeur de fréquence correspond à l'intervalle entre deux

CHEZ LES FABRICANTS DE PIÈCES DÉTACHÉES DE TÉLÉVISION :

LE BLOC DE DEFLEXION-CONCENTRATION "ICONE"

par Jack ROUSSEAU,
ingénieur E.C.T.S.F.



Le bloc de déflection-concentration « ICONE » dont nous allons donner, ci-dessous, les caractéristiques essentielles, a été étudié de façon telle, qu'il puisse s'adapter à tous les tubes à rayons cathodiques existant actuellement sur le marché français : 23 et 31 cm. Philips ou Mazda : 25 et 36 cm. de la C. D. C.

Les deux photographies ci-contre montrent l'aspect extérieur de l'ensemble et la figure 1. la coupe et le schéma de branchement.

Caractéristiques mécaniques

L'ensemble des bobinages de déflection et de concentration est monté solidement sur une plaque métallique, qui peut recevoir les deux potentiomètres de cadrage lignes et image. Des

Vue de devant du bloc de déflection-concentration ICONE.



Vue de derrière.

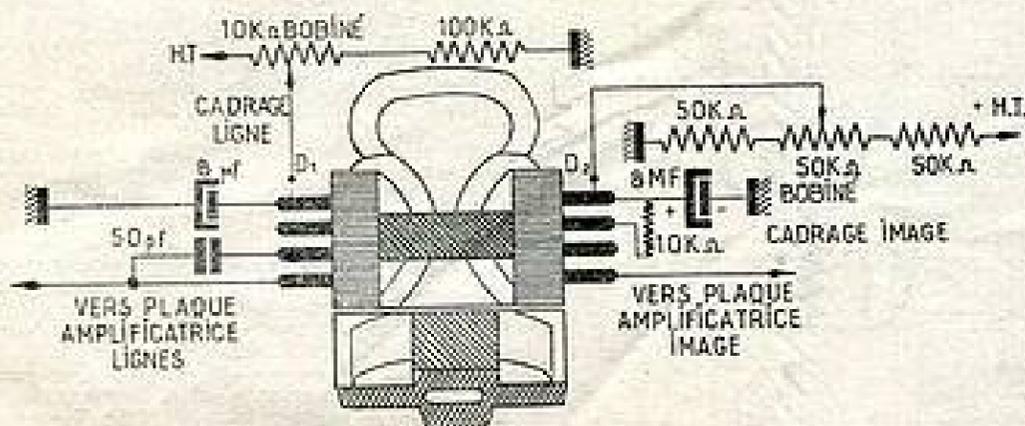
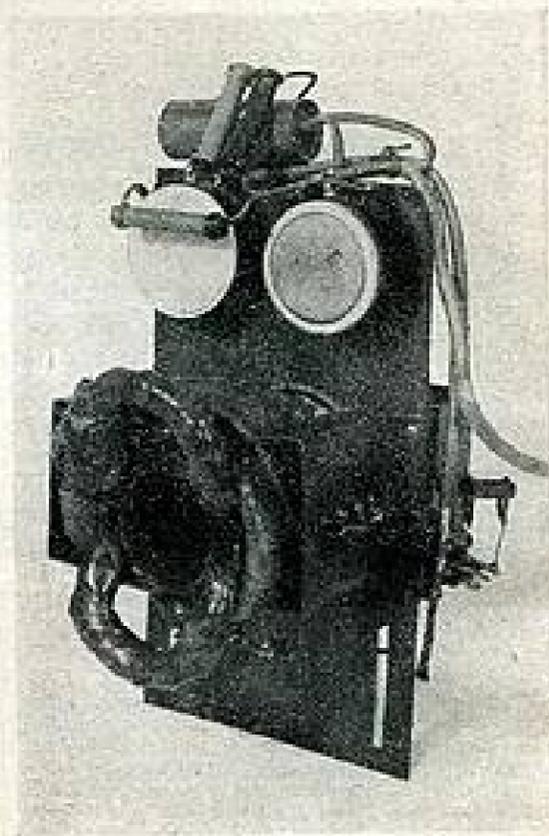
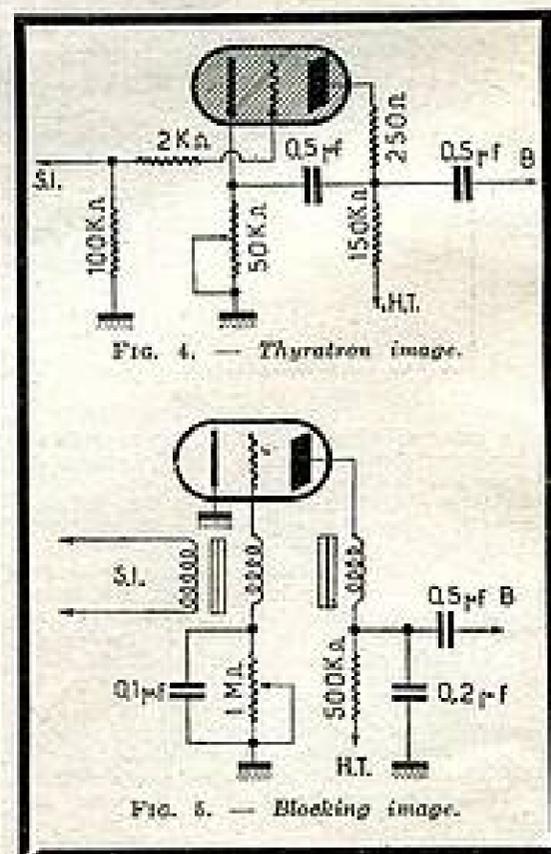
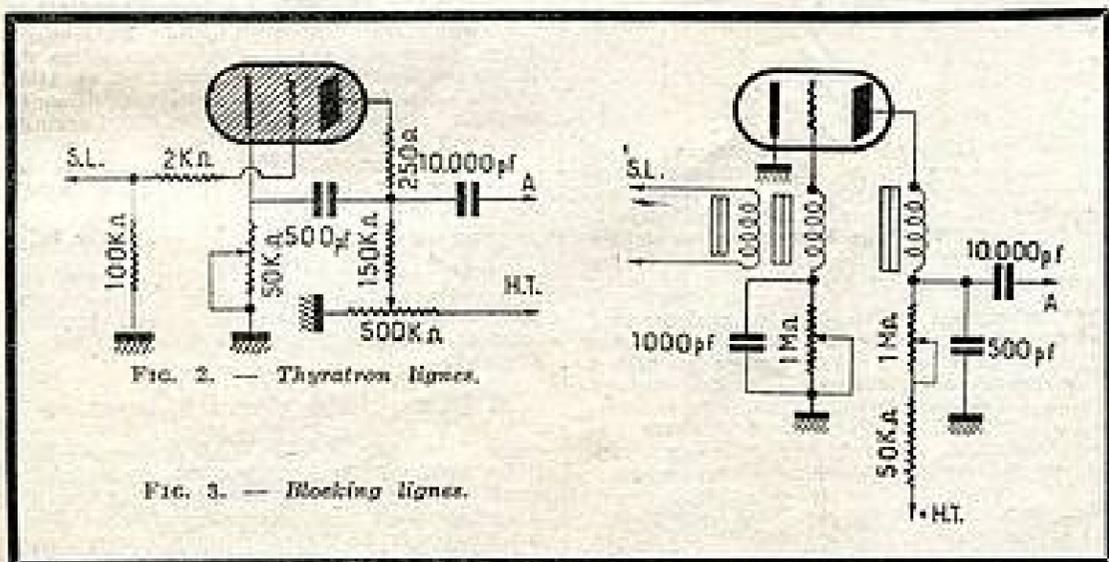


FIG. 1. — Coupe et schéma de branchement du bloc.

patte renforcées permettent de le fixer à différentes hauteurs ; ainsi l'on pourra placer le tube cathodique : soit au niveau de châssis, soit surmontant l'ensemble. Ce système de fixation, inspiré de la technique américaine, permet le montage ou le remplacement très rapide de l'ensemble. Une bande métallique, extensible à souhait, isolée mécaniquement par



de temps lignes convenant à ces bobinages et au standard à moyenne définition (450 lignes). Le générateur de dents de scie est constitué par un multivibrateur à couplage cathodique.

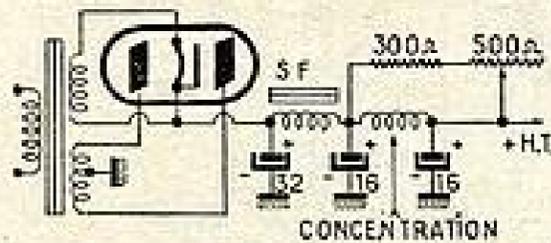


Fig. 8.

On peut également utiliser un thyatron (fig. 2) ou un oscillateur bloqué (fig. 3).

Les bobines de déviation image sont à air.

mais une couronne magnétique leur procure toute la souplesse d'emploi que l'on rencontre habituellement dans les bobinages à fer.

La figure 7 donne un exemple de base de temps image convenant à ces bobines. Le générateur de dents de scie est constitué par un multivibrateur à couplage cathodique, mais on peut tout aussi bien utiliser un thyatron (fig. 4) ou un « blocking » (fig. 5).

Chaque bobine est isolée à plus de 20.000 V et enduite d'un vernis spécial, ce qui augmente encore l'isolement et procure une grande rigidité mécanique.

2° Bobinage de concentration.

Le bobinage de concentration est encadré dans une « cage » de protection, qui porte également des vis-pointeau destinées au centrage. La bobine peut se déplacer dans tous les sens et elle assure, de cette façon, une concentration parfaite.

Afin d'éviter une consommation supplémentaire de quelques dizaines de milliampères (20 ou 30), la concentration est du type série 150 ou 300 ohms (voir figures 8 et 9).

J. R.

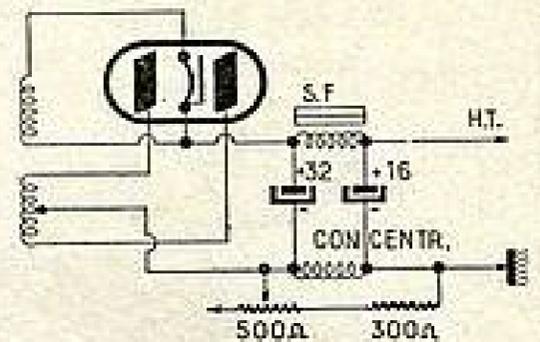


Fig. 9.

SUPPRESSION des PHENOMENES D'EMISSION SECONDAIRE des ISOLATEURS à L'INTERIEUR des TUBES ELECTRONIQUES

par H. ABERDAM, ingénieur, ancien élève de l'Ecole Polytechnique (1)

Cette question regarde principalement les constructeurs de lampes, mais son intérêt didactique nous incite cependant à la traiter.

1° On peut cependant signaler un procédé qui réussit fréquemment, les lampes étant données : il consiste à monter les tubes et l'ensemble amplificateur de telle façon que la tension de chauffage soit appliquée au système avant la haute tension, soit à l'aide d'un relais temporisé, soit, plus simplement, en utilisant une *valve redresseuse haute tension à chauffage indirect*.

2° En ce qui concerne plus spécialement la construction des lampes.

On s'arrangera pour éviter que des électrons vagabonds sortent de la partie utile (espace anode-anode) du tube.

Pour cela, l'espace utile devra être complètement entouré d'une cage de Faraday miniature, au potentiel de la cathode, disposée de façon à ce qu'aucun électron primaire ne puisse en sortir et heurter les isolateurs. On peut, dans ce but, entourer l'anode d'une toile métallique serrée ou d'une tôle mince continue, et placer, au voisinage des bases des cylindres qui constituent les grilles et l'anode, des plaques défectives qui déforment le champ dans l'espace anode-cathode d'une manière telle qu'aucun électron primaire ne puisse en sortir et heurter les isolateurs.

Cette façon de procéder, assez compliquée, a pour inconvénient majeur d'augmenter sensiblement les frais de fabrication des lampes.

3° On peut réduire l'émission secondaire des isolateurs en les recouvrant de carbone amorphe ou noir de fumée, dont le pouvoir émissif d'électrons secondaires, sous une tension de 800 volts est inférieur à 1, même quand il est recouvert d'une mince couche métallique condensée (baryum, calcium, etc...) en provenance de la cathode ou du getter. Ce procédé n'est guère applicable qu'à l'ampoule, mais permet déjà d'obtenir, dans la plupart des cas, des résultats pratiquement parfaits.

4° On peut éviter que les isolateurs, et plus spécialement la paroi de l'ampoule, prennent une charge positive, si cela ne nuit pas ailleurs au bon fonctionnement du tube en court-circuitant ses diverses électrodes, en recouvrant la surface de ceux-ci (en général la surface interne de l'ampoule) d'une substance bonne conductrice, telle que le carbone colloïdal (« aquadag ») en émulsion dans un liant convenable.

Bien que cette couche ait en général un pouvoir émissif d'électrons secondaires supérieur à 1, même pour une tension de 100 volts seulement, sa conductibilité est largement suffisante pour que les charges positives localisées produites par le départ d'électrons secondaires, soient instantanément compensés par l'arrivée, en d'autres

points d'électrons primaires, ce qui prohibe l'existence de tensions positives de quelque importance, et par suite une émission importante d'électrons secondaires.

D'autre part, si la partie extérieure de l'ampoule est mise à la masse par un moyen quelconque (blindage, métallisation, etc...) la surface intérieure de celle-ci aura une grande capacité par rapport à celle-ci, et les faibles charges positives susceptibles de prendre naissance, ne donneront naissance qu'à des tensions négligeables.

Le présent procédé de lutte contre les électrons secondaires est celui qui est utilisé le plus fréquemment, et c'est pourquoi de nombreux types de lampes sont noircies intérieurement.

Conclusion

Les phénomènes d'émission secondaire, à part l'effet dynatron dans les lampes à grille-écran, sont peu connus des techniciens de la Radio. Les pannes qu'ils provoquent ne sont pas, en général, curables par les moyens classiques, et intéressent plutôt le fabricant de lampes, mais il est bon de les connaître, ne serait-ce que pour éviter de les chercher ailleurs.

Nous nous excusons de nous être dispensés d'expliquer en détail certains phénomènes, tels que l'amortissement et le dérèglement des circuits dus à l'émission secondaire, mais il aurait fallu faire appel à des calculs longs et compliqués. Les lecteurs désirant approfondir cette question trouveront dans la bibliographie ci-dessous tous renseignements complémentaires. Nous n'avons pas non plus insisté sur l'effet « dynatron » dans les lampes tétrodes qui est en dehors du sujet (voir ouvrages cités de L. GUÉRIEN et J. DEKETT).

BIBLIOGRAPHIE

1. ROTHE et KLEIN : Elektronenröhren als Anfangs-Stufen Verstärker, A. V. G. (Leipzig, 1948). Chapitres X, paragraphes 4 et 5, et XIX.
2. J. DEKETT. Bases de la technique des tubes de T. S. F. Dunod. (Paris 1947). Chapitres XIII et XXXI.
3. JONST et JAMMER : Streuelektronen in Verstärkerrohren. Telefunken-Zeitung, Janvier 1934, pages 8 à 27.
4. JONKER : Folgerungen der Sekundäremission in Verstärkerrohren. Philips Technische Rundschau 1938, P. 2/15, et Revue Technique PHILIPS 3^e volume, pages 215 à 220.
5. MACFADYEN : A form of distortion known as « buzz effect » (caused by motocyette). Wireless Engineer, 1938, p. 349.
6. MOLTAN : Beobachtungen über das Auftreten von Doppelcharakteristiken bei Streuelektronenstromen in Vakuumröhren.
7. STUBBE : Das Potential eines im Hochvakuum isolierten Auffangschirms bei Beschichtung mit Elektronen. Physikalische Zeitschrift 1936, p. 492/499.
8. SALOW : Über den Sekundäremissionsfaktor elektronenbestrahlter Isolatoren. Zeitschrift für Technische Physik, 1940, p. 8/15.
9. L. GUÉRIEN : Radioclectricité (Traité de), E. Chiron. (Paris).

(1) Voir numéro de la T.S.F., n° 266, décembre 1949.

LES EXPOSÉS TECHNIQUES

par P.-A. BOURSAULT, ingénieur I. E. G.

Notre grand confrère britannique *Electronic Engineering* a publié dans son numéro de novembre 1948 un très intéressant article de R. O. KAPP sur « L'art de l'exposition ». La T.S.F. pour Tous a pensé que ce sujet ne pouvait manquer d'intéresser ses lecteurs et leur présente ci-dessous un article inspiré de celui de l'auteur britannique.

Nombreux sont les lecteurs de la T.S.F. pour Tous qui ont besoin de présenter, verbalement ou par écrit, des exposés techniques, soit sous forme de rapports d'essais, soit sous forme de présentation commerciale convaincante.

Dans un cas comme dans l'autre, la qualité d'un exposé rejouera sur son résultat d'abord, puis, en second lieu, sur la confiance accordée à son auteur.

L'expression sèche et parfaitement correcte, d'une idée peut remarquablement condenser la pensée de son auteur, mais ne constitue pas le meilleur moyen de la faire saisir.

Il ne faut jamais supposer qu'une abondance d'explications ne sert qu'aux non initiés. Des techniciens de valeur peuvent avoir l'esprit tellement absorbé par une question qu'ils abandonneront, comme sans intérêt, un exposé les obligeant à un travail de mémoire qui les éloigne de leur sujet favori.

De plus, ces explications présentent l'avantage de cristalliser la pensée de l'auteur. Si elles ont quelque chance d'apparaître futiles à certains lecteurs, il y a intérêt, afin de ne pas allonger la lecture d'un exposé, à les présenter, soit à leur place normale dans le texte, soit de préférence sous forme de renvoi explicatif en bas de page, mais de toute façon en caractères typographiques différents.

Un texte technique doit maintenir en éveil le besoin de comprendre et la curiosité du lecteur. Cette curiosité doit être pressentie par l'auteur lors de la rédaction et c'est en se plaçant lui-même à la place de son lecteur, après avoir pour quelque temps occupé son esprit par ailleurs, qu'il sentira le besoin de répondre de suite aux questions que la lecture de son exposé suggère. L'emploi de caractères différents peut là encore éviter de surcharger un texte et en rendre la lecture plus aisée.

Dans un exposé mathématique, ne jamais oublier d'indiquer la signification des divers termes et formules rencontrés. Aucune normalisation n'est parvenue à s'imposer à ce sujet et l'usage courant de tel ou tel ouvrage peut conduire à des erreurs d'interprétation d'un nouveau texte.

La clarté d'un exposé sera augmentée par un large emploi de graphiques, mais, pour que la mémoire en reste et pour leur lisibilité, il y a lieu de ne

pas les surcharger par de trop nombreuses courbes. Seul un besoin de comparaison ou d'utilisation simultanée impose la présence de plusieurs courbes sur un même graphique.

Il est utile de n'indiquer sur les graphiques et schémas que ce qui intéresse l'exposé.

Ne jamais oublier d'y indiquer les unités correspondant aux axes de référence.

Que les symboles d'unités y soient, comme dans le texte, toujours conformes aux normes. Trop de textes techniques mentionnent encore des symboles fantaisistes tels que « C », qu'il n'est possible d'interpréter que par « Coulomb » alors que l'auteur a voulu exprimer des périodes ou cycles par seconde (p/s ou p/s ; c/s ou c/s), ou même des Hertz (Hz) suivant une normalisation qui a quelque mal à se faire adopter.

Si par uniformisation internationale, on préfère représenter le cycle par « c », et non « C », que l'on n'omette pas le signe « /s » ou « /s », car une période ou un cycle n'ont jamais représenté physiquement que l'ensemble de deux alternances successives.

A ce sujet, qu'il nous soit permis de rappeler qu'il convient d'écrire en toutes lettres les noms d'unités non encore dotées d'un symbole normalisé.

Il y a lieu de toujours indiquer par un titre ce que représente une figure ou un graphique. Beaucoup de lecteurs commencent par parcourir un article alors qu'ils ouvrent pour la première fois un ouvrage ou une revue technique, c'est alors qu'il faut accrocher leur curiosité afin qu'ils se décident à lire complètement l'exposé.

Une figure, ou un graphique, ne devrait jamais se trouver loin du texte qu'ils éclairent et surtout pas sur une autre page. Une figure devant compléter un texte s'étendant sur plusieurs pages devrait toujours être représentée sur un dépliant qu'il soit possible de conserver sous les yeux pendant la lecture de ces pages.

Il vaut, en général, mieux commencer par exposer les besoins d'un ensemble, puis le détail de chacun de ses constituants que de commencer par les détails avant d'en effectuer la synthèse. Un problème bien énoncé est déjà aux trois quarts résolu et la compréhension des solutions proposées en est d'autant plus facile.

Un exposé technique doit s'appuyer sur des faits ou des principes bien définis, il n'appelle aucune périphrase ni aucune éloquence. Sa valeur réside en sa logique, sa clarté et sa précision.

La lecture d'un texte technique est facilitée par la présence au début de chaque subdivision, et presque de chaque paragraphe, d'une phrase caractéristique en laissant entrevoir le contenu.

Il est également désirable que chaque exposé technique soit terminé par une conclusion résumant brièvement son contenu. C'est ici encore qu'il faut rappeler que nombreux sont les lecteurs qui, parcourant un ouvrage technique, jettent un coup d'œil sur le début et la fin de chaque exposé pour en déterminer l'intérêt. Il faut toutefois bien veiller à ce que cette conclusion ne puisse laisser place à mauvaise interprétation par le lecteur pressé qui ne jugerait pas bon de pousser plus avant sa lecture.

Ne pas oublier également de mentionner, en une brève bibliographie, tous les textes connus de l'auteur et intéressant le même sujet. Loin de diminuer le mérite de l'auteur, un tel rappel donne de la valeur à son exposé et permet au lecteur intéressé de puiser dans les documents cités de nouveaux arguments étayant la pensée de l'auteur.

En dernier lieu, qu'il nous soit permis d'insister sur le besoin de vérification soignée des épreuves d'imprimerie. Il est en effet trop fréquent que des expressions techniques soient mal interprétées par les dactylos ou typographes qui croient y voir des mots d'usage courant mal écrits et, en toute bonne foi, se chargent d'y remédier.

Les quelques conseils ci-dessus n'ont d'autre but que d'aider tous les techniciens radio à rendre leurs exposés plus clairs et, par là, arriver à une meilleure présentation de leurs idées.

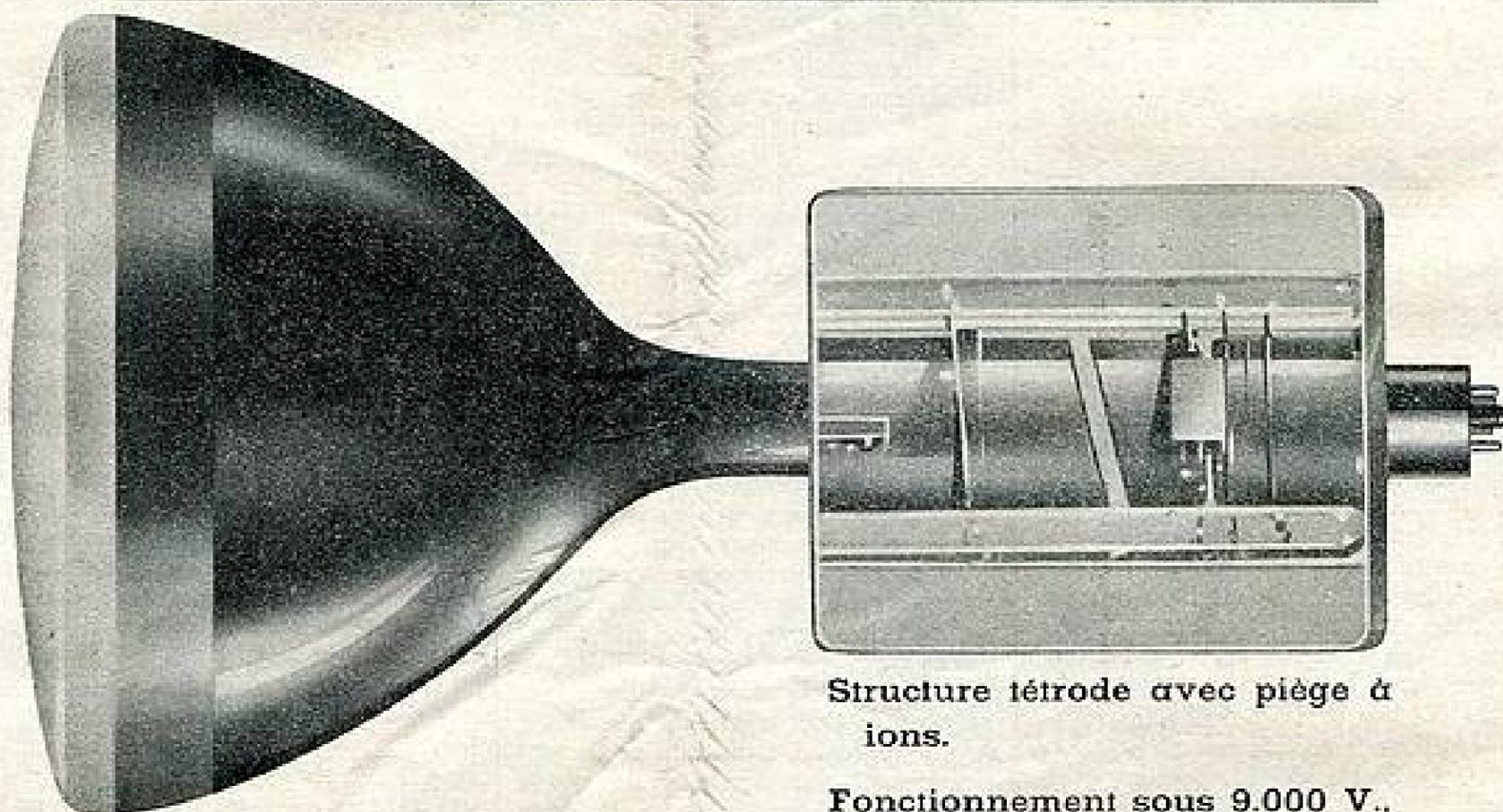
P.-A. BOURSAULT.

BIBLIOGRAPHIE

- R. O. KAPP. — The Art of Exposition. *Electronic Engineering*, novembre 1948.
H. B. MICHAELSON. — Techniques of Editorial Research in Electrical Engineering. *Journal of the Franklin Institute*, mars 1949.
M. DENIS PAPIN. — Préparation des manuscrits scientifiques et techniques, correction des épreuves. Editions Albin Michel (1948).
H. SARATRE. — L'orthographe technique. Librairie Vulbert (1947).
Aide-Mémoire DUNOD. — Métrologie générale.

Le nouveau
CATHOSCOPE 31 MC 4
MAZDA

POUR LA TÉLÉVISION A **441** LIGNES OU **819** LIGNES



Structure tétrode avec piège à ions.

Fonctionnement sous 9.000 V., sans risque de tache ionique.

Ecran à granulation microscopique.

Images en blanc et noir à grande brillance et fort contraste.

Parfaite définition sur toute la surface de l'écran.

Demandez la documentation R. 58

COMPAGNIE DES LAMPES
DÉPARTEMENT RADIO

29 Rue de Lisbonne Paris 8^e

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

*Production
Nouvelle!*

LAMPEMÈTRE type 751

★ Mesure les tubes européens et américains de n'importe quel modèle y compris miniatures et RIMLOCK ★ Un seul support par culot ★ Sélecteur combiné permettant la mesure des lampes à sorties multiples d'électrodes ★ Echelle de lecture spéciale pour diodes et tubes batteries ★ 16 tensions de chauffage de 1,5 à 117 volts ★ Cadran lumineux ★ Ajustage du Secteur ★ Tambour rotatif de lecture des principales lampes.

AUTRES FABRICATIONS : Générateur de service 571 — Boîte de substitution 631 — Contrôleur 311 N Hétérodyné 722 etc. — Voltmètre électronique.

CENTRAD

3, RUE DE LA PAIX — ANNECY (Hte-Savoie)
Paris, Seine, S.-et-O., GRISEL, 19, rue E.-Gibez,
Paris-XV^e, You 66-55 — Afrique du Nord, RADIO
LUTÈCE, 124 bis, rue Michelet, Alger. — AGENCES :
Bordeaux, Dijon, Lille, Limoges, Lyon, Nancy, Nantes,
Nice, Rouen, Toulouse.



RADIOFOTOS

FABRICATION
GRAMMONT

TUBES

"MINIATURE"
Type International

LICENCE R. C. A.

une technique éprouvée

SÉRIE COURANT ALTERNATIF	SÉRIE TOUS COURANTS	SÉRIE PROFESSIONNELLE	
6 BE 6	12 BE 6	0 A 2	6 AU 6
6 BA 6	12 BA 6	2 D 21	6 J 4
6 AT 6	12 AT 6	6 AG 5	6 J 6
6 AQ 5	50 B 5	6 AK 5	12 AU 6
6 X 4	35 W 4	6 AK 6	9001
		6 AL 5	9003

PUBL. RABY

S^{TE} DES LAMPES FOTOS

11, Rue Raspail - MALAKOFF (Seine)
Tél: ALÉ. 50-00 • Usines à LYON

Professionnels, en demandant une notice, un renseignement, un catalogue, recommandez-vous de la T. S. F. POUR TOUS.

KERMESSE "50"

ENSEMBLE DE SONORISATION PORTATIF

COMPRENANT :

- Amplificateur 20 watts
- Survoleur, dévoleur
- Entrée, P.U. et micro
- Tourne disque à arrêt automatique.
- Pick-up léger
- Haut-parleur 28 cm.
- Prise pour haut-parleur supplémentaire

Complet en mallette



AGSA

BUREAUX DE PARIS
9 BIS, RUE SAINT-YVES (14^e)
TEL. GOB. 81-65

HARMONIC
PAUL BOUYER
II RADIO

SERVICES COMMERCIAUX
7, RUE H. GAUTIER, MONTAUBAN
TEL. 8-80 et 15-38