TSF

REVUE MENSUELLE

POUR TOUS

RADIO - TÉLÉVISION
TÉLÉCOMMANDE
SONORISATION

LES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE

26e ANNÉE — N° 266

DÉCEMBRE 1950

Rédacteur en chef : LUCIEN CHRÉTIEN

SOMMAIRE :

(Extrait)

NUMÉRO CONSACRÉ A LA
FABRICATION
ET AU CONTROLE DE QUALITÉ
DES RÉCEPTEURS RADIO
ET TÉLÉVISEURS

•

ainsi que : **notre prototype "UP-TO-DATE" à haute fidélité**

•

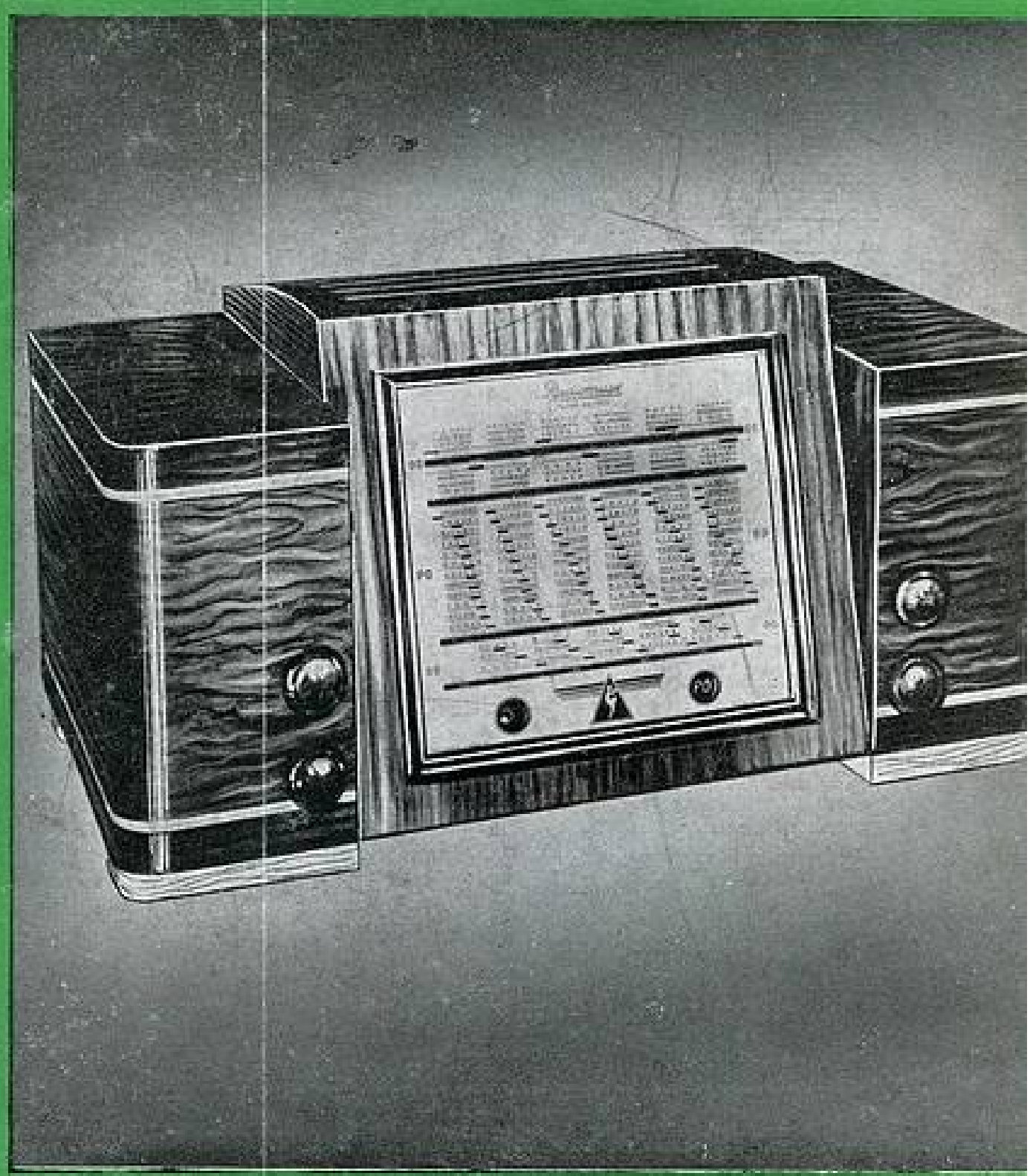
Un modèle réduit télécommandé,

douze articles, (voir sommaire détaillé page 399) et la table des articles de l'année

•

Ci-contre : Émergeant d'une gamme prestigieuse le "Racer" super 8 lampes push-pull 5 gammes d'ondes, dont 3 O.C., consacre le succès d'une technique parfaite, alliée à une ligne toute de sobriété et d'élégance.

Ets RADIOMUSE, 18, rue de Seissat Montrouge (Seine)



64 pages
100 Fr.

ÉDITIONS CHIRON - PARIS

PUBL. RAPY
SOUS TOUTES LES LATITUDES...
RADIO-L.L.
EST PRÉSENT
Revendeurs, Importateurs...
RADIO-L.L. dont de nombreux brevets sont à la base de la plupart des applications radioélectriques, est l'inventeur du récepteur SUPERHÉTÉRODYNE, qui a fait rayonner dans le Monde entier le prestige du génie Français.
Les réalisations professionnelles RADIO-L.L., Émission, Réception, Radiogoniomètres, Radio-Compas d'Avion, sont les plus sûrs garants de la Qualité et de la Sécurité qu'offrent nos récepteurs de Radiodiffusion universellement appréciés. Ces derniers sont étudiés et réalisés avec les mêmes soins et présentent les mêmes garanties indiscutables.
RADIO-L.L. depuis plus de 30 ans au service de la qualité garantit votre réussite.
Documentation sur demande de tous nos récepteurs dont le Miniavox Tropical et les nouveaux modèles Supervox 651 A et Synchromatic 6 munis du dispositif Multi Band Spread Radio-L.L. permettant l'étalement de n'importe quel point de la gamme O.C.
RADIO-L.L.
5, Rue du Cirque, PARIS 8e · ELY. 14-30 et la suite
Inventeur du Superhétérodyne.
Miniavox
Super 5 lampes, 16-2000 m.
Série T.C. ou Alter 4 colonis
Série tropicale : 13-90 m. 180-580 m.
Synchromatic 6
Super 6 lampes, Rimlock ou Medium
Dispositif MULTI BAND SPREAD
H.P. 20 cm. Clavier de commande par touches.
Opéra 850
Super 6 lampes imbattable.
5 g. 14-2000 m. 2 H.-P. 21 cm. et 10 cm.
Sélectivité et tonalité variables.
Clavier de commande par touches.

KERMESSE "50"

ENSEMBLE DE SONORISATION PORTATIF

COMPRENANT :

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

Complet en mallette

AETA

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

HARMONIC
PAUL BOUYER
RADIO

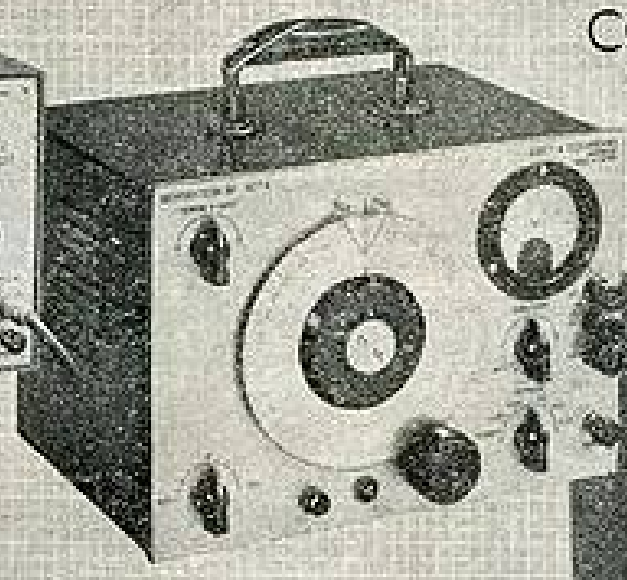
SERVICES COMMERCIAUX
7, RUE H. GAUTIER, MONTAUBAN
TEL. 8-80 et 15-38

DU
PLUS SIMPLE
contrôleur de poche
CONTROLEURS
470 ET 476
SUR
TOUS LES MARCHÉS
mondiaux d'appareils de
mesures électroniques, sous toutes
les latitudes, partout où l'on
recherche du matériel de classe
PRÉCIS, ROBUSTE, PRATIQUE, EFFICACE
fonctionnant dans les conditions les plus
dures
METRIX
augmente sans cesse ses ventes et sa
réputation internationale. La valeur
technique de sa production allant de
pair avec une organisation de vente
de premier ordre, et des prix qui
tiennent très étroitement compte
des conditions économiques
de chaque pays.
CONSULTEZ-NOUS
PENTEMÈTRE 305
VOLTMÈTRE
A LAMPE 740
HÉTÉRODYNE
UNIVERSELLE 915
LAMPEMETRE 361
PONT A IMPÉDANCES
626
AU
PLUS COMPLEXE DES
GÉNÉRATEURS
Cie GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE
S.A.R.L. AU CAPITAL DE 6.500.000 FRS
TÉLÉPH. : 2-61 ADR. TÉLÉGR. : MÉTRIX
SIÈGE SOCIAL : CHEMIN DE LA CROIX-ROUGE
ANNECY (HAUTE-SAVOIE) FRANCE
Ag. PUBLÉDITEC-DOMENACH

GÉNÉRATEURS DE SERVICE

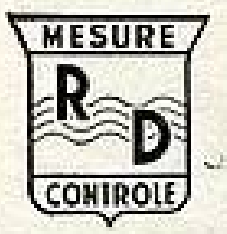
DÉPANNAGE
CONTROLE FIN DE CHAINE
MISE AU POINT

TYPE 427 D.
GÉNÉRATEUR
ÉTALONNÉ H. F.



TYPE 407 A
GÉNÉRATEUR
INTERFERENTIEL
B. F.

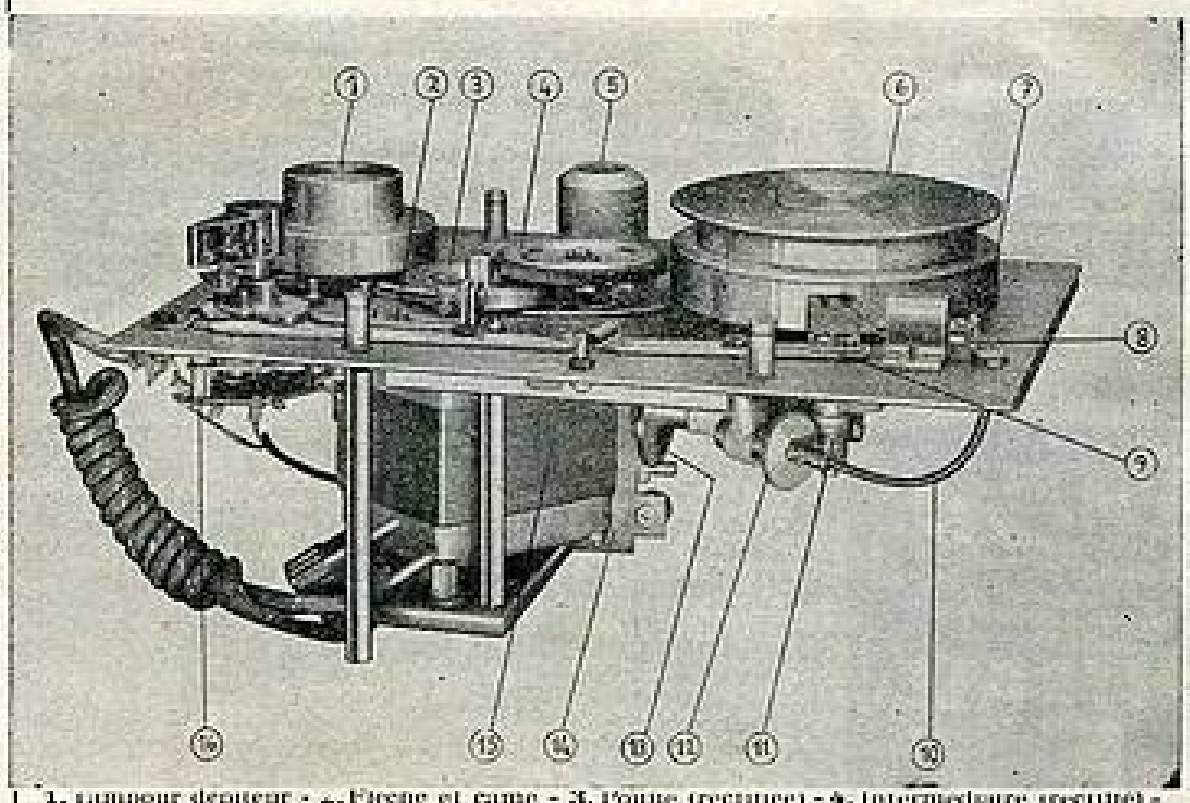
TYPE 475 C
GÉNÉRATEUR H. F.
MODULÉ EN FRÉQUENCE
COMBINÉ
AVEC OSCILLOGRAPHE
CATHODIQUE



RIBET & DESJARDINS

13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

PLATINE MÉCANIQUE COMPLÈTE DE MAGNÉTOPHONE



1. Tambour dévideur - 2. Fiche et came - 3. Poulie (rectifiée) - 4. Intermédiaire (rectifié) - 5. Tête combinée — 6. Plateau récepteur — 7. Tambour récepteur — 8. Compte-tour — 9. Freins mobiles — 10. Flexible — 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-2e

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

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-6e

Toute la correspondance doit être adressée aux :

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

★

ABONNEMENTS
(un an, onze numéros) :

FRANCE. . . . . 800 francs
ÉTRANGER. . . . . 1.060 francs
SUISSE . . . . . 15,50 fr. S.

Tous les ABONNEMENTS doivent être adressés au nom des Éditions CHIRON

Pour la Suisse, Claude LUTHY, Montagne 8, La Chaux-de-Fonds, C. chèques postaux : IVb 3439

★

PUBLICITÉ :
R. DOMENACH,
Régisseur exclusif depuis 1934
21, Rue des Jeûneurs, PARIS (2e)
Tél. : CIN. 97-63

PETITES ANNONCES
TARIF : 60 fr. la ligne de 40 lettres, espaces ou signes, pour les demandes ou offres d'emplois.
150 fr. la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :
LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :
Robert ASCHEN
Henri ABERDAM
Louis BOÉ
P.-A. BOURSAULT
Serge BERTRAND
Pierre-Louis COURIER
Pierre HÉMARDINQUER
Marcel LECHENNE
Jacques LIGNON
André MOLES
R.-A. RAFFIN-ROANNE
Pierre ROQUES
Jack ROUSSEAU

★

Directeur d'édition : G. GINIAUX

26e ANNÉE — DÉCEMBRE 1950 — N° 266

SOMMAIRE

Fabrication et Contrôle de Qualité des Récepteurs et Téléviseurs

Editorial.

De la lampe » T.M. « au récepteur moderne..... 401
(Lucien Chrétien)

Construction Radio et Sonorisation.

Comment je vois le récepteur idéal..... (Lucien Chrétien) 403
Aspect du problème de sélectivité..... (Marcel Lechenne) 405
Notre Récepteur « Up to date » à haute-fidélité musicale..... 409
(Jack Rousseau)
Etude des perturbations ducs à l'émission secondaire des isolateurs à l'intérieur des tubes électroniques..... 417
(Henri Aberdam)

Service Radio et Mesures.

Equipement de contrôle d'une fabrication..(Robert Aschen) 421
Processus de l'alignement des circuits d'accord et de l'oscillateur. 424
(Robert Aschen)
Ce que devrait être le dossier technique d'un récepteur de radio-diffusion ..... (Jack Rousseau) 425
Oscillateur R.C. à large bande..... (P. G. Sulger) 426

Télévision et Ondes Métriques.

La qualité dans les récepteurs de télévision. (Pierre Roques) 427
Réalisation de notre wobulateur pour réglage des téléviseurs à moyenne et haute définition: changement de fréquence U.H.F. 430
(Serge Bertrand)
La vedette télécommandée « Jean-Marie » (Pierre Bezerie) 428

Documentation Générale.

Etude des Amplificateurs différentiels utilisés en Electrobiologie. 432
(Henri Doizelet)
« Multi Band Spread » Radio LL..... 408
Le Récepteur « Excelsior 52 » S.N.R..... 408

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

EDITORIAL

DE LA LAMPE " TM " AU RÉCEPTEUR MODERNE

LA PREMIERE LAMPE.

Il faut avoir connu la Radioélectricité d'avant les lampes, c'est-à-dire d'avant 1914, pour apprécier à sa valeur exacte la révolution apportée par l' « audion » de Lee de Forest.

A une époque où j'usais encore mes fonds de culotte sur les bancs du collège, j'étais déjà sérieusement contaminé par le microbe de la radio... Le premier récepteur à lampes que je vis était naturellement un appareil militaire. Il était un des rouages du Grand Quartier Général installé dans la petite ville que j'habite. Grâce à la complicité d'un sapeur du 8e génie je pus visiter le centre radio-récepteur. Inutile de dire que j'en fus ébloui... au sens propre, comme au sens figuré, car les Triodes TM éclairaient vraiment, comme d'honnêtes lampes qu'elles étaient. Chose incroyable, on entendait les émissions sans chausser les écouteurs : casque sur table ! !

MON PREMIER AMPLIFICATEUR.

Ce n'est que beaucoup de mois plus tard que j'eus le bonheur de pouvoir acheter une lampe d'abord..., puis deux..., puis trois. Mais comment faire fonctionner ces merveilles ? Les rares schémas qu'on pouvait trouver ne portaient indication d'aucune valeur, il n'y avait point de constructeur de pièces détachées. Il fallait fabriquer les supports, les condensateurs et les résistances.

Le premier amplificateur que je construisis était naturellement à couplage par résistance. J'avais tout fabriqué, y compris une batterie d'accumulateurs de 80 volts ! Etait-ce un amplificateur de basse fréquence ou de haute fréquence ? Je n'en sais rien. On pourrait, à son sujet, parodier un vers du célèbre sonnet :

« Car celui qui l'a fait n'en a jamais rien su... »

Mais il fonctionnait, et c'est l'essentiel...

UN SEUL MODELE.

En cet âge héroïque, le technicien n'était guère embarrassé pour choisir les lampes, il n'y avait qu'un seul et unique modèle, la triode TM, qui servait aussi bien à l'émission qu'à la réception.

Que de chemin parcouru entre cette respectable ancêtre et une moderne Mazda-medium ou Rimlock... Le tube TM — c'est la découverte géniale, la source inépuisable d'où devaient jaillir toutes les lampes modernes, le Cathoscope, l'Iconoscope, les tubes Coolidge, le Microscope électronique, le Spectographe de masse, le Tube à modulation de vitesse, le Magnétron, le Thyratron, l'Ignitron et tutti quanti.

L'autre tube, c'est le chaînon le plus récent d'une évolution très longue, d'une suite considérable de perfectionnements successifs.

Depuis la naissance du premier audion, près de quarante années se sont écoulées dont les étapes principales sont bien marquées.

LE TUBE « TM » ET LA LAMPE A INCANDESCENCE.

Le tube TM était fabriqué par des spécialistes de la lampe à incandescence qui mirent tout naturellement leur expérience à la disposition d'une nouvelle technique. Le montage comportait un tube de verre dont l'extrémité, pincée, portait les électrodes. Ce principe devait être utilisé pendant vingt ans. Ce qui prouve qu'il est difficile de se défaire des mauvaises habitudes, même quand il s'agit de technique.

LAMPES « MICRO » ET A OXYDES.

La première étape importante devait être le remplacement du filament de tungstène pur par un filament de tungstène thorié. Résultats : intensité de chauffage réduite dans le rapport de 10 à 1 et augmentation considérable de la durée de vie utile.

Cette grande richesse électronique permit d'étudier des modèles de lampes spécialement conçus pour telle ou telle fonction. On eut des lampes « HF », « BF », de puissance, etc... Puis vinrent les premiers tubes avec filaments à oxydes.

TUBES A CHAUFFAGE INDIRECT.

Cette mise au point de la cathode à oxydes conduisit bientôt à la construction de la cathode à chauffage indirect. L'emploi du courant alternatif brut devenait très facile... Sans aucun regret on dit adieu aux batteries d'accumulateurs et de piles, et ce fut l'ère du poste secteur.

La recherche d'une efficacité toujours plus grande avait amené les techniciens à renoncer à la belle simplicité du tube à trois électrodes. Rapidement, on avait connu les « bigrilles », puis vinrent après un certain délai, les tubes à grille écran... La voie étant ouverte, il n'y avait aucune raison de s'arrêter : on vit naître les penthodes, hexodes, heptodes, octodes..., puis des tubes multiples : duo-diode-penthode, triode-penthode. On vit même le récepteur presque entier s'introduire dans l'ampoule avec les tubes multiples de Loewe-Radio, ce qui, assurément, était excessif...

LA « CORNE » DE SORTIE.

Bien entendu, les présentations varièrent considérablement. Il y eut la question de la « corne ». Fallait-il sortir la grille ou la plaque en haut de la lampe ? On se préoccupa de rendre la mise en place des lampes plus facile et de les maintenir solidement à leur place, en assurant un excellent contact.

Mais on continua d'utiliser la technique éprouvée de la lampe d'éclairage. A la fin, pourtant, les techniciens spécialisés s'avisèrent qu'on pouvait sans doute faire mieux. Pourquoi un relais électronique devrait-il être nécessairement construit comme une lampe d'éclairage ?

COMMENT JE VOIS LE "RECEPTEUR IDEAL"

par Lucien CHRÉTIEN, ingénieur E. S. E.

Un jour, Einstein *écrivit un livre intitulé* Comment je vois le monde. *Il ne s'agissait absolument pas d'un savant traité sur un sujet cosmogénique... mais des idées politiques du célèbre physicien. C'était affaire d'opinion et non de démonstration.*

Dans ce numéro consacré à l'industrie du récepteur, il est normal de chercher à fixer les principales caractéristiques du récepteur idéal. Mais il va sans dire que, dans ce cas aussi, c'est matière d'opinion plutôt que de technique...

Différents points de vue

Victor Hugo et un célèbre héros de *Stendahl* ont donné de la bataille de Waterloo des descriptions qui ne se ressemblent guère. Si vous imaginez d'organiser une sorte de referendum pour fixer les grandes lignes du récepteur idéal, vous risquez fort de ne plus avoir de données précises sur la question. Il y a le point de vue du vendeur et celui de l'acheteur — souvent diamétralement opposés. Il y a le point de vue du constructeur, celui du dépanneur, celui de la maîtresse de maison, celui de la femme de ménage et bien d'autres encore...

Il n'est pas interdit de vouloir concilier certains de ces points de vue, mais il est impossible de concilier l'inconciliable... Il faut donc faire des concessions. Il est certain que, techniciens nous-mêmes, nous aurons tendance à épouser plus volontiers le point de vue du technicien...

La taille du récepteur

Tout dépend de sa destination. Le cas du récepteur de voiture, celui du récepteur de camping, de voyage, ou du récepteur pour l'habitation sont bien différents. Un récepteur que l'on voudrait adapter à toutes les circonstances ne donnerait vraisemblablement satisfaction dans aucun cas...

Le récepteur sérieux doit être conçu comme un instrument de musique. Il n'est donc pas de salut hors d'un haut-parleur dont *le diamètre soit d'au moins 22 centimètres.* On peut tourner le problème dans tous les sens : il n'admet pour le moment aucune autre solution. Un petit haut-parleur escamote les basses, farde les timbres, peut, dans certains cas, donner des résultats agréables, mais inexacts.

Comme il est impossible de loger un haut-parleur de 22 centimètres dans une ébénisterie du type « boîte à cigares », il faut donc nécessairement *prévoir un certain volume.*

Puissance

Quand, dans une salle, on écoute un concert symphonique, ou qu'assis dans les premiers rangs des fauteuils d'orchestre, on assiste à la représentation d'une œuvre lyrique, il n'est pas besoin de prêter l'oreille pour entendre. Le facteur « intensité sonore » est un élément essentiel de l'émotion musicale. Ce serait faire un contre-sens que d'entendre le final du « Crépuscule des Dieux » comme un chuchotement confidentiel. En d'autres termes, il faut que le haut-parleur puisse fournir une certaine puissance acoustique. Cette nécessité est imposée par la forme particulière de la courbe de sensibilité de notre sens auditif.

Pour obtenir du haut-parleur une certaine puissance acoustique, il faut lui transmettre une puissance électrique beaucoup plus grande car son rendement est toujours détestable. Et cette puissance est fournie par l'étage final.

Il faut donc prévoir un étage de sortie d'une puissance confortable. Et cela nous interdit encore la solution de l'alimentation par batterie — ou même du modèle « tous courants ». Cette dernière solution permet d'obtenir un récepteur plus léger, moins coûteux, mais elle n'est pas applicable ici.

Etage final en classe A/B

L'étage final de 9 watts dissipés convient pour le récepteur de qualité courante. Il ne convient guère pour le récepteur idéal. Il faut, en effet, l'utiliser au voisinage de son maximum. Or, le fabuliste l'a dit :

« *Ne forçons pas notre talent*
« *Nous ne ferions rien avec grâce...* »

Il faut donc adopter une puissance plus grande. Dans ces conditions, *aucune hésitation n'est permise :* il s'agira d'un montage symétrique, utilisé en classe A/B. On peut alors arriver à éliminer pratiquement la distorsion d'amplitude.

Contre réaction

L'amplification de basse fréquence sera prévue avec une réserve aussi grande que possible. Ainsi nous pourrons utiliser un *taux élevé de contre-réaction.* Il va sans dire que toutes les précautions seront prises pour supprimer les inconvénients que pourrait amener cet excès de couplage inverse : oscillations parasites, en particulier.

Le courbe de transmission de l'amplificateur doit pouvoir être modifiée à volonté. Notez bien qu'il ne s'agit pas d'un vulgaire « contrôle de tonalité » qui n'est généralement qu'une guillotine à fréquences élevées, mais d'une véritable modification du gain : renforcement des fréquences basses (au moins 12 à 16 db), renforcement des fréquences élevées.

Bruit de fond, ronflements

Le niveau des bruits de fond : souffle et ronflement doit être extrêmement bas. A 1 m. 50 du haut-parleur, on ne doit pas pouvoir soupçonner si l'appareil est allumé ou éteint. Cela suppose un filtrage beaucoup mieux soigné que dans la plupart des récepteurs.

La difficulté d'obtenir ce résultat n'est pas mince, si l'on veut pouvoir disposer d'un taux notable de renforcement de gain sur les fréquences basses... Toutefois, l'emploi des haut-parleurs modernes à aimant facilite un peu le problème : les ronflements d'excitation ne sont plus à craindre...

Ebénisterie

Nous ne voulons pas considérer l'esthétique... car, des goûts et des couleurs... il ne faut pas discuter. En dehors de cela, la boîte qui contient l'ensemble joue un rôle capital. L'ébénisterie est l'auxiliaire indispensable du haut-parleur. Elle peut souligner ses qualités, tout comme elle peut les annuler. Le haut-parleur moderne ne peut rien sans son écran acoustique ou « baffle ». Or, c'est la boîte qui remplace l'écran acoustique. Elle doit pouvoir remplir cette mission d'une manière parfaitement efficace. La solution la meilleure, c'est l'ébénisterie qui joue le rôle d'un « baffle infini ». Si la détermination acoustique est faite avec compétence, on peut ainsi remonter le niveau des fréquences basses et masquer certaines résonances parasites.

Il n'est naturellement possible d'obtenir ces qualités acoustiques qu'en choisissant soigneusement le matériau de construction.

Toute vibration doit être évitée... et cela, encore, suppose une certaine « masse » et proscrit l'emploi de certaines substances trop légères.

Tout appareil peut tomber en panne

Il faut prévoir le pire : tout appareil peut tomber en panne. Le constructeur doit songer au dépanneur. Une première mesure, fort appréciable par ce dernier, sera de prévoir l'accès à la partie inférieue du châssis *sans démontage*. Cela peut ête réalisé très simplement et, par conséquent, à peu de frais. Tous les réglages d'alignement seront accessibles sans outils spéciaux. Les bobinages doivent être prévus avec un réglage d'inductance — par noyau magnétique — et un réglage de capacité répartie au moyen d'un petit condensateur ajustable. De la sorte, il est toujours possible de refaire un réglage parfait. Une autre faculté — à peu près inconnue des constructeurs — serait d'indiquer *les fonctions sur les organes eux-mêmes*.

Par exemple : trimmer PO, oscillatrice OC, etc. A défaut de cela, il est toujours possible d'annexer un plan succinct indiquant la disposition générale, la position des lampes, celle des bobinages, la fréquence exacte des principaux repères d'alignement. Il n'y a pas de secret là-dedans et le constructeur a tout à gagner en acquerrant l'estime du dépanneur.

Il va sans dire que résistances et condensateurs doivent être marqués avec le code international des couleurs ou, à défaut, porter des indications parfaitement lisibles.

Le chassis

Pour une visite plus complète, il faut sortir le châssis de son ébénisterie. Cette opération doit pouvoir s'effectuer sans la moindre difficulté. Il y a beaucoup à dire à ce sujet et je connais des châssis qu'il est absolument impossible de sortir de leur logement à moins de découper l'ébénisterie en petits morceaux. On se perd en hypothèses devant les motifs qui ont pu inspirer le constructeur... On ne comprend pas...

On ne comprend pas davantage pourquoi certains constructeurs se refusent à communiquer le schéma de leurs appareils. Le temps des « secrets de fabrication » et autres recettes de cuisine est terminé.

Le récepteur idéal présente un châssis « monobloc » sur lequel tous les éléments, y compris le haut-parleur, sont fixés. C'est tellement plus commode, aussi bien pour la fabrication que pour le dépannage ou la révision.

Echange standard

Pour des récepteurs de luxe, on peut envisager la technique des « petits châssis » : un pour l'alimentation, un pour la partie « haute fréquence », un pour la partie « basse fréquence ». Mais ces châssis sont solidaires et l'assemblage les transforme en un seul bloc. Il devient alors possible de faire bénéficier le client d' « échanges standard ». Il y a une panne d'alimentation ? On change le châssis d'alimentation... Le client est satisfait en quelques minutes, au *besoin à domicile* (ce qui lui plait infiniment) et le dépanneur peut, à loisir, remettre en état le châssis échangé. Certaines méthodes d'assemblage moderne rendront cette pratique inévitable. Comment démonter un transformateur de fréquence intermédiaire ou un condensateur électrolytique *sertis sur le châssis ?*

Prise pick-up

L'amplificateur de basse fréquence doit être prévu pour le branchement d'un pick-up. Cette prise pick-up ne doit pas être simplement placée pour la beauté de la présentation... Il y a des récepteurs dans lesquels il faut débrancher l'antenne quand on veut utiliser la prise pick-up.

La solution recommandable et — il faut bien l'écrire — généralement adoptée aujourd'hui, est de prévoir une position « phonographe électrique » dans la commutation. On coupe ainsi les connexions avec le détecteur et on connecte le pick-up, au besoin à travers un réseau correcteur.

Sélectivité variable

Ce problème de la sélectivité variable n'a pas encore été résolu d'une manière parfaitement satisfaisante. C'est dommage. Il y a de nombreuses stations dont les bandes de modulation dépassent largement les 4.500 et 5.000 périodes/s que semble imposer la réglementation internationale. La musique qu'on peut en tirer gagne un supplément d'agrément non négligeable. Mais il faut que les circuits du récepteur laissent passer la totalité du spectre transmis.

D'autre part, la sélectivité est aussi une qualité indispensable pour l'écoute de nombreuses stations lointaines... La sélectivité variable est la seule solution.

Il importe assez peu que ce réglage soit séparé complètement ou combiné avec celui de la largeur de la bande de basse fréquence...

Mais ce qui importe, c'est que la variation de sensibilité ne s'accompagne pas d'une déformation exagérée de la courbe de transmission ou d'une dissymétrie entraînant de la distorsion d'amplitude.

Filtre basse fréquence antisifflement

Un complément indispensable d'une sélectivité si variable efficace, c'est un filtre « antisifflement ». Quand on augmente la bande passante et quand tout l'équipement est apte à transmettre et à utiliser les fréquences les plus élevées, on fait apparaître un sifflement à 8.000, 9.000 ou 10.000 périodes/s, produit par l'interférence entre les deux ondes porteuses voisines.

Bien que l'oreille soit peu sensible à ces fréquences, l'écoute prolongée de ce sifflement est lancinante. On peut le faire disparaître en provoquant l'apparition d'une crevasse dans la courbe de transmission, à l'endroit voulu. Les moyens techniques permettant d'obtenir ce résultat sont nombreux...

Les ondes courtes

Le récepteur idéal doit avoir une ou deux gammes d'ondes courtes pour lesquelles on pourrait recopier ce qui a été écrit plus haut pour la prise « pick-up ». Elles ne doivent point être prévues pour les besoins de la publicité, mais pour fonctionner réellement... Et cela suppose une étude véritable des circuits des bobinages et de la commutation.

On peut obtenir des écoutes extrêmement agréables dans les bandes d'ondes courtes. Cela suppose, parmi d'autres conditions, un cadran bien établi, un démultiplicateur avec un grand rapport — ou un étalement des bandes intéressantes, un circuit régulateur automatique de sensibilité très efficace et, enfin, l'absence totale de glissement de fréquence. Tout cela n'est pas très commun, mais n'est nullement impossible à réaliser...

Conclusion

Tel est le récepteur idéal... tel que je le vois. On m'objectera sans doute qu'il serait peu commercial, trop coûteux, trop compliqué, trop lourd... que sais-je encore ?

Toutes ces objections sont sans importance, puisqu'il ne s'agit pas de construire un récepteur particulier, mais de rechercher les qualités qu'on pourrait souhaiter...

Nos lecteurs souhaiteraient-ils les mêmes qualités ? Nous posons simplement la question... en leur demandant d'y répondre eux-mêmes. Nous leur ouvrirons bien volontiers les colonnes de notre revue, si leur réponse est d'un intérêt général...

Lucien CHRÉTIEN.

POUR L'ÉTUDE DES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION :

ASPECT DU PROBLEME DE SELECTIVITE

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

I. — Définition de la sélectivité

La sélectivité d'un récepteur est la caractéristique qui détermine son aptitude à recevoir les signaux désirés, et à éliminer les signaux indésirables.

De nombreux auteurs se sont attachés à en montrer la complexité. Cet article faisant suite à leurs travaux, restera dans un cadre restreint et limitera sa participation, à la précision de quelques points.

III. — L'étude des circuits

Elle s'effectue à l'aide des formules classiques dites de sélectivité avec usage intensif du décibel et de la notion d'asymptote.

Considérons, par exemple, un circuit d'antenne à la fréquence d'accord. L'asymptote coupe l'axe des abscisses, à l'abscisse correspondant à l'affaiblissement de 3 décibels et est incliné de 6 décibels par intervalle de 2, c'est-

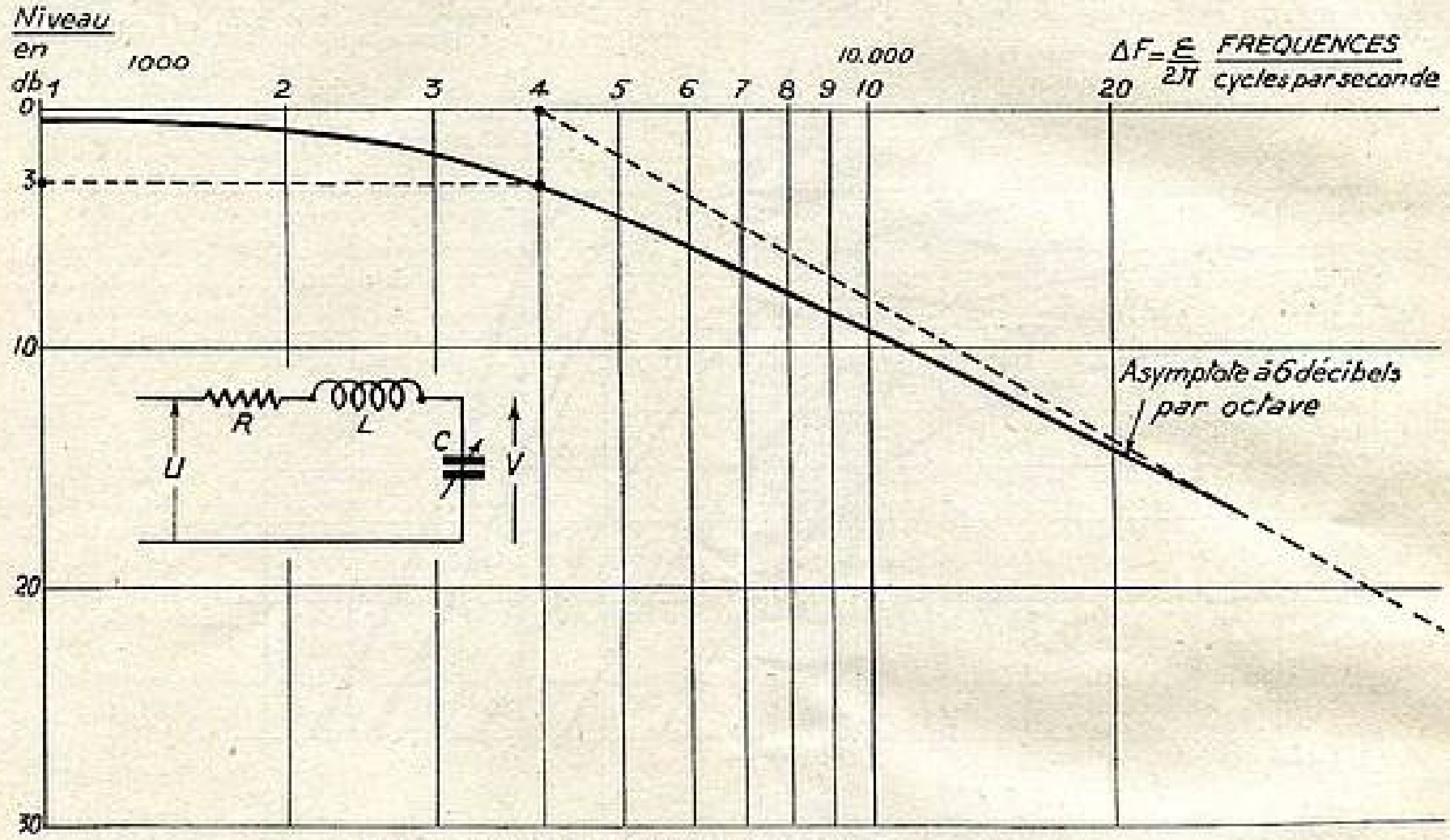


Fig. 1. — *Courbe de sélectivité d'un circuit H. F.*

$$S = \sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\alpha^2}}$$

Affaiblissement en décibels : 20 log U/V. Bande passante à 6 décibels : 7.000 c/s.

II. — Les causes de brouillage

Elles sont multiples. Certaines sont extérieures au récepteur et d'autres lui sont propres.

Citons-en quelques-unes :

a) Battement à 9.000 p/s entre la porteuse désirée et une porteuse indésirable ;

b) Affaiblissement insuffisant de la modulation d'une porteuse voisine ;

c) Intermodulation due à l'effet de courbure ;

d) Combinaisons de fréquences entre signaux et fondamentales ou harmoniques de l'oscillateur, donnant la moyenne fréquence.

à-dire par octave de modulation (fig. 1). On peut ainsi tracer la courbe de sélectivité de ce circuit, illustration de la formule bien connue :

$$s = \sqrt{1 + \frac{\varepsilon^2}{\alpha^2}}$$

avec :

$$\varepsilon = \omega - \omega_0$$

ω_0 pulsation de référence.

ω pulsation considérée.

$$\alpha = \frac{R}{2L} \text{ facteur d'amortissement.}$$

Dans le cas des boîtiers moyenne fréquence, on consultera le faisceau de courbes universelles, illustrant la formule :

$$s = \frac{1}{1 + n^2} \sqrt{\left(1 + n^2 - \frac{\varepsilon^2}{\alpha^2}\right)^2 + \frac{4\,\varepsilon^2}{\alpha^2}}$$

avec

indice de couplage : $n = K\,Q$

coefficient de couplage : K

coefficient de surtension moyen : $Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}$

coeffficient de surtension des circuits : Q_1 et Q_2.

facteur d'amortissement moyen : $\alpha = \sqrt{\alpha_1\,\alpha_2}$

L'asymptote est alors de 12 décibels par octave de modulation et pour un indice de couplage n, supérieur à 1, on peut bénéficier d'un effet filtre de bande, se traduisant par une augmentation de la pente d'affaiblissement (fig. 2).

l'affaiblissement sur la fréquence image, le rapport signal/bruit de fond et par suite d'augmenter la sensibilité utilisable.

Le problème de la sélectivité globale paraît donc facile à résoudre, maintenant que nous en possédons les éléments partiels. Si nous voulons être complet, il paraît nécessaire d'introduire la courbe de réponse électro-acoustique et d'examiner la courbe de réponse de l'ensemble comparativement aux bandes transmises par les émetteurs. Tout cela serait fort simple à effectuer... s'il n'y avait pas le phénomène de *démodulation* amené par le détecteur à la jonction des domaines haute fréquence et basse fréquence. L'accroissement de sélectivité qui en résulte est très appréciable et nécessite un examen.

IV. — L'effet de démodulation

Qu'est-ce donc que cet effet de démodulation ?

Ce phénomène, très complexe, a pour effet d'affaiblir dans une certaine mesure la modulation d'un signal faible

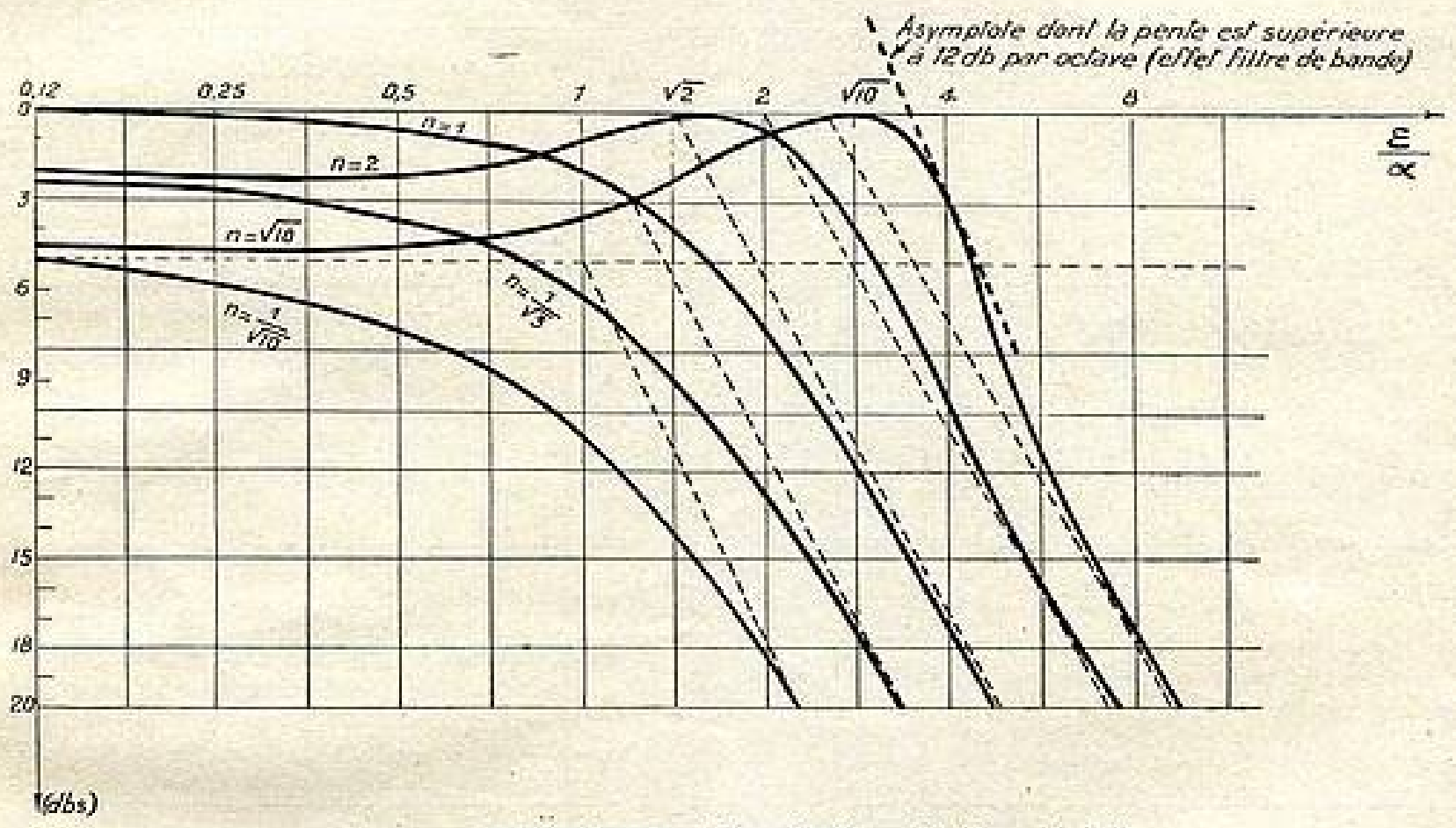


Fig. 2. — *Courbes universelles de deux circuits couplés (forme générale).*

D'une façon générale, on peut dire que la pente de l'asymptote d'affaiblissement des étages « moyenne fréquence » se détermine à partir de la relation : 12 décibels $\times$ n, si n est le nombre de boîtiers.

Pour deux transformateurs et un circuit d'entrée, la pente de l'asymptote globale atteint 30 décibels par octave.

C'est là une valeur notable... et pourtant insuffisante dans bien des cas. C'est pourquoi dans les récepteurs de qualité, on juge utile de compléter les étages précédents par un étage moyenne fréquence ou haute fréquence.

L'addition d'un étage moyenne fréquence supplémentaire accroît la pente de l'asymptote globale de 12 décibels par octave. On arrive alors à une pente de 42 décibels par octave, amélioration très sensible (fig. 3).

Si l'addition d'un étage haute fréquence est moins intéressante sur ce point, elle permet toutefois d'améliorer

appliqué à un détecteur linéaire en présence d'un signal fort. On pense immédiatment à la région quadratique de la détection. Eh bien, c'est précisément dans cette région que le phénomène n'existe pas. La caractéristique de détection doit être celle d'un détecteur parfait.

Considérons la tension détectée du signal fort modulé. Si le redresseur est parfait, elle peut être représentée par l'expression :

$$U = U_0\,(1 + m.\cos \Omega t)$$

La composante continue ne nous intéresse guère et nous n'en parlerons plus. Soit mU_0, l'amplitude de la tension variable du signal dit fort. D'autre part appelons γ la tension du signal dit faible. Il s'agit alors de chiffrer le rapport β des deux signaux, obtenus après détection.

Les conditions de mesure étant constantes (même fréquence, même taux de modulation), on démontre que la

tension détectée due au signal faible est donnée approximativement par :

$$u = \frac{m}{2} \gamma^2 U_0$$

On a donc :

$$\beta = \frac{\gamma^2}{2}$$

L'augmentation de sélectivité qui en résulte s'exprime par :

$$\frac{1}{2} \frac{\text{amplitude du signal faible.}}{\text{amplitude du signal fort.}}$$

En décibels, elle s'exprime par :

$$\left(20 \log \frac{1}{\gamma} + 6\right) \text{ décibels}$$

détection avaient *une pente d'affaiblissement doublée*, pour les signaux faibles, en présence d'un signal fort.

Malheureusement, le phénomène de démodulation n'intervient pas toujours. S'il s'agit d'une modulation parasite du signal désiré, il n'entre pas en jeu. C'est le cas notamment des brouillages produisant des sifflements d'interférence sur la moyenne fréquence.

V. — La bande passante

L'idéal serait d'obtenir au sommet une courbe plate. Comme il y a impossibilité, on considère la bande passante pour un affaiblissement donné. La valeur de 6 décibels paraît avoir rallié les suffrages. En toute logique, comme nous l'avons dit précédemment, la bande passante des circuits doit être adaptée à la bande acoustique. Cela exige une installation électro-acoustique et des études fort délicates.

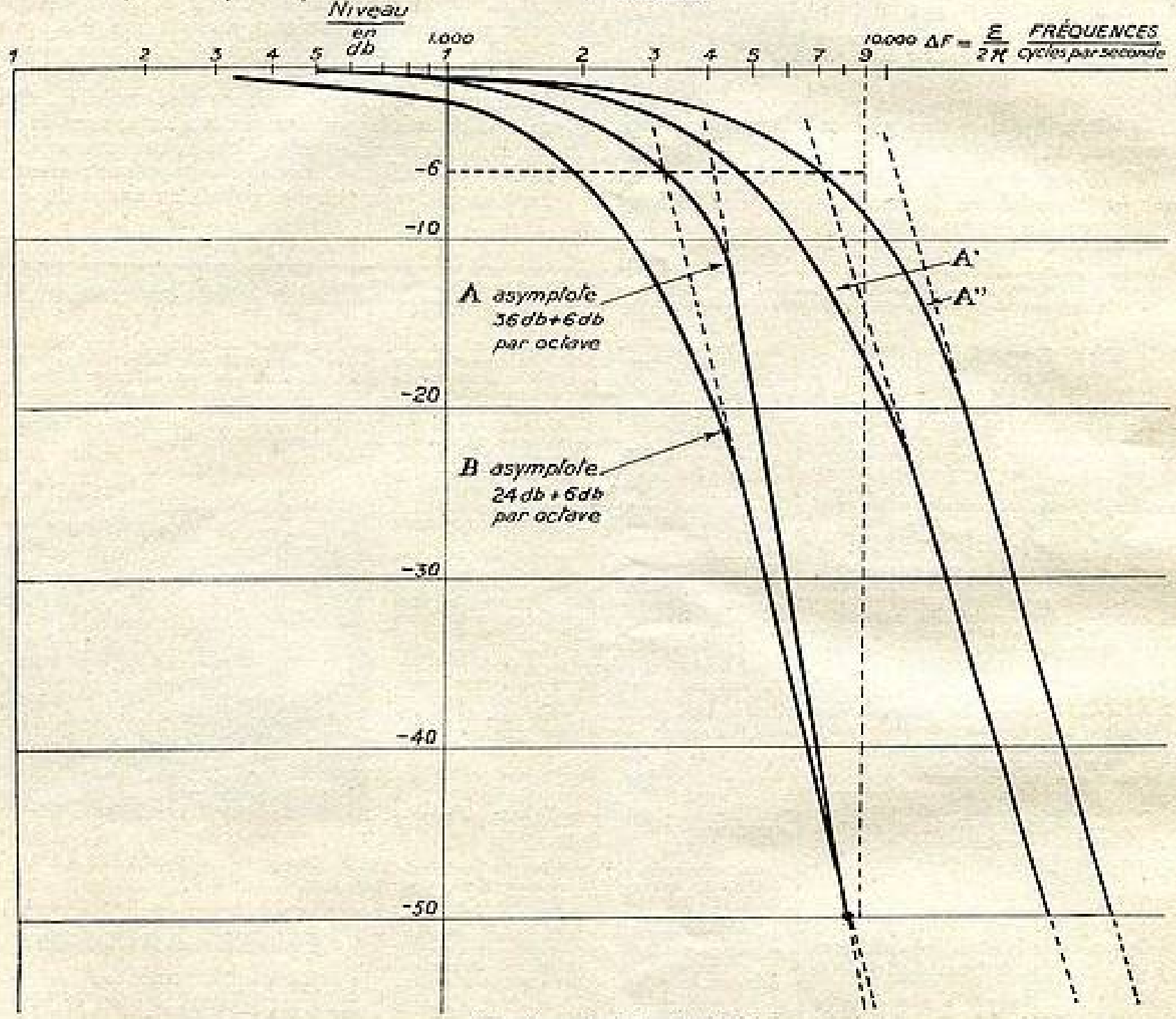


FIG. 3. — *Courbe de sélectivité :*
A) 1 Circuit H. F. — 3 Transformateurs M. F. *B) 1 Circuit H. F. — 2 Transformateur M. F.*
Si l'on veut 50 db d'affaiblissement à 9.000 c/s., 3 transformateurs M. F. sont insuffisants pour respecter la bande. Il faut opérer une translation par sélectivité variable, suivant les positions : A, A', A''.

Si l'on admet par exemple qu'un rapport signal/brouilleur de 30 décibels derrière le détecteur est suffisant, un affaiblissement de 12 décibels est suffisant avant détection.

Tout se passe comme si les circuits placés devant la

Pour une audition de qualité moyenne, la bande passante souhaitable ne devrait pas être inférieure à 9.000 cycles/s (fréquence maximum transmise 4.500 cycles/s). Toutefois, la déficience du registre grave per-

met d'obtenir satisfaction avec une bande passante plus réduite, l'oreille recherchant une impression d'équilibre. C'est d'ailleurs là un fait heureux pour les constructeurs.

Pour une audition de bonne qualité, on devrait s'efforcer d'atteindre 20.000 cycles/s. Cela suppose l'utilisation d'un très bon haut-parleur et... la non présence d'un « brouilleur » à 9.000 cycles/s. La sélectivité variable devient une nécessité.

VI. — Affaiblissement à 9.000 cycles/s.

L'expérience a montré que l'affaiblissement correspondant ne doit pas être inférieur à 35 décibels et que l'on a intérêt à rechercher 50 décibels pour un rapport brouilleur/signal de 40 décibels. Ce sont là des valeurs considérables et inconciliables avec la haute fidélité. On a donc le choix entre deux solutions : sélectivité ou musicalité, si on exclut l'emploi de la sélectivité variable.

La figure 3 montre l'intérêt de l'addition d'un troisième transformateur moyenne fréquence : rotation de l'asymptote, le dispositif à sélectivité variable opérant par translation.

VII. — Elimination des autres « brouilleurs » moyenne fréquence et fréquence image

L'affaiblissement de ces composantes par rapport au signal est déterminé par le rapport entre l'amplitude du « brouilleur » et celle du signal pour une même puissance de sortie.

Ces « brouilleurs » se manifestent par des sifflements d'interférence sur la moyenne fréquence.

Les chiffres d'affaiblissement nécessaires dépendent du rapport brouilleur/signal admis.

Pour un rapport brouilleur/signal de 26 décibels, l'affaiblissement moyen se situe autour de 60 décibels.

VIII. — Conclusion

Les affaiblissements donnés précédemment sont incompatibles avec des bandes passantes permettant la haute fidélité. Lorsque la bande passante demeure fixe, il faut se résoudre à adopter un mauvais compromis entre sélectivité et fidélité. La sélectivité variable devient donc obligation. On assure ainsi à l'usager la liberté de choisir entre une sélectivité maximum assurant une réduction des brouillages, ou une bande passante maximum, indispensable à une audition musicale digne de ce qualificatif. Malheureusement, l'expérience montre l'emploi défectueux de tels dispositifs par l'usager. La manœuvre du bouton supplémentaire est effectuée à contre-sens, et il faut envisager la *sélectivité variable automatique* : asservissement de la bande passante globale au niveau du signal.

Informations Techniques

« Multi Band Spread » Radio LL

Radio LL a équipé deux de ses récepteurs : le « Supervox 651 » et le « Synchromatic 6 » (récepteurs 6 tubes dont cinq tubes Rimlock et un indicateur visuel d'accord), d'un dispositif breveté, tout à fait remarquable, dénommé : « Multi band spead ».

Ce dispositif, qui intéressera tous les amateurs d'ondes courtes et particulièrement les usagers coloniaux ne pouvant généralement recevoir que les ondes courtes, permet d'étaler, *à volonté, n'importe quel point de la bande des ondes courtes*, ce qui rend l'écoute extrêmement facile et agréable.

Un seul bouton de commande entraîne le dispositif d'étalement et une deuxième aiguille, de petite dimension, facilite le repérage sur l'échelle spéciale « multi band spead ».

Il est intéressant de préciser également que ce dispositif à la fois radio-électrique et mécanique, obvie aux risques de déréglage toujours possibles lorsqu'on emploie des circuits O.C. multiples, de même que les mauvais contacts des commutateurs.

De plus, le « multi band spead » donne un étalement continu, point par point, donc sans trou, ce qui serait particulièrement intéressant dans le cas où de nouvelles répartitions des stations O.C. interviendraient en dehors des bandes actuelles de radiodiffusion.

J. R.

■

A propos de notre récepteur « up-to-date », à haute fidélité

Notre ami Jack Rousseau a reçu de notre collaborateur Gilbert Collet une très aimable lettre dont nous publions ci-dessous les passages essentiels, avec l'autorisation de l'auteur :

« ...Je profite de cette correspondance pour vous signaler que je suis entièrement d'accord avec les idées exprimées dans votre article du N° 264 de la *T. S. F. pour Tous* au sujet de la contre-réaction. Mon amplificateur B.F. est du même genre que le vôtre, avec deux tétrodes 6 V 6 précédées de deux étages triodes. Le « facteur d'efficacité » de la contre-réaction est encore plus élevé que le vôtre, et, circonstance aggravante pour la stabilité dans les « basses », il y a un transformateur qui, bien que très étudié, n'arrange pas les choses au point de vue de la rotation des vecteurs ! J'ai donc été contraint d'employer une correction énergique dans la chaîne des liaisons, en prévoyant le condensateur Cd (fig. 4 de l'article), de valeur égale au 1/20e seulement de la valeur de compensation rectiligne.

« Reste la question des haut-parleurs : je ne jure plus maintenant que par le « twetter » avec pavillon multicellulaire de Gogny (1) et j'emploie donc, finalement, deux haut-parleurs en parallèle :

« — Un haut-parleur de « basses » de ma construction, membrane de 30 cm. net, champ dans l'entrefer 18.000 Gauss, filtre à self et capacité coupant au delà de 1.800 Hz, dans un baffle cubique. Ce haut-parleur a d'ailleurs été décrit dans la *T. S. F. pour Tous*.

« — Un twetter de « Gogny » avec filtre à self et capacité coupant en deçà de 1.800 Hz. Je suis maintenant convaincu, après essais, qu'il n'est pas possible d'attendre avec un haut-parleur classique à membrane, la qualité que l'on obtient avec le twetter précité. »

■

Le récepteur « Excelsior 52 » S.N.R.

Ce récepteur, de présentation originale, équipé des tubes de la série « Rimlock » : ECH 42 - EF 41 - EBC 41 - EL 41 - GZ 40, plus un indicateur visuel d'accord EM 4, ou de la série américaine « lucktal », comporte *comme particularité intéressante, un dispositif de commande breveté qui permet de manœuvrer par un même bouton, à la fois le condensateur variable et le bloc de bobinages*, d'où grande facilité de réglage.

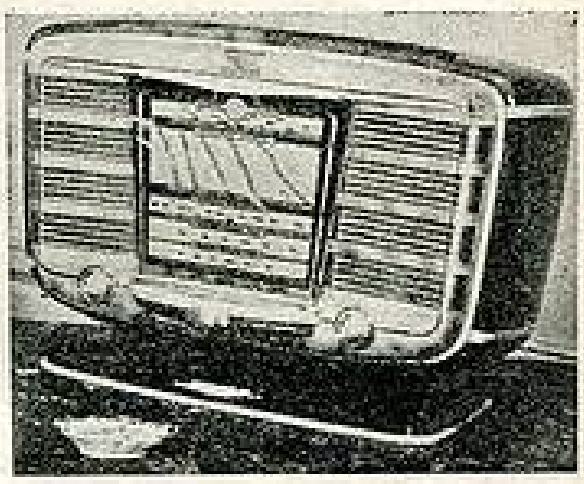
Il permet la réception de cinq gammes d'ondes : PO-GO - OC 1 (13 à 50 m.) - OC 2, bande étalée 25 m. - OC 3, bande étalée 50 m.

Il est muni de deux haut-parleurs : un de 19 cm. pour la reproduction des fréquences basses et du « médium », l'autre de 12 cm. pour la reproduction des « aiguës ».

Enfin, il comporte un dispositif de contre-réaction fixe et plusieurs positions de tonalité obtenues par insertion de filtres spécialement étudiés pour obtenir l'effet désiré, branchés dans la chaîne de contre-réaction ; trois de ces positions correspondent au seul fonctionnement en « pick-up ».

En résumé, un excellent récepteur, de conception rationnelle.

J. R.



Le récepteur « Excelsior 52 » S.N.R.

(1) Marque Gé-Go (*Note de la Rédaction*).

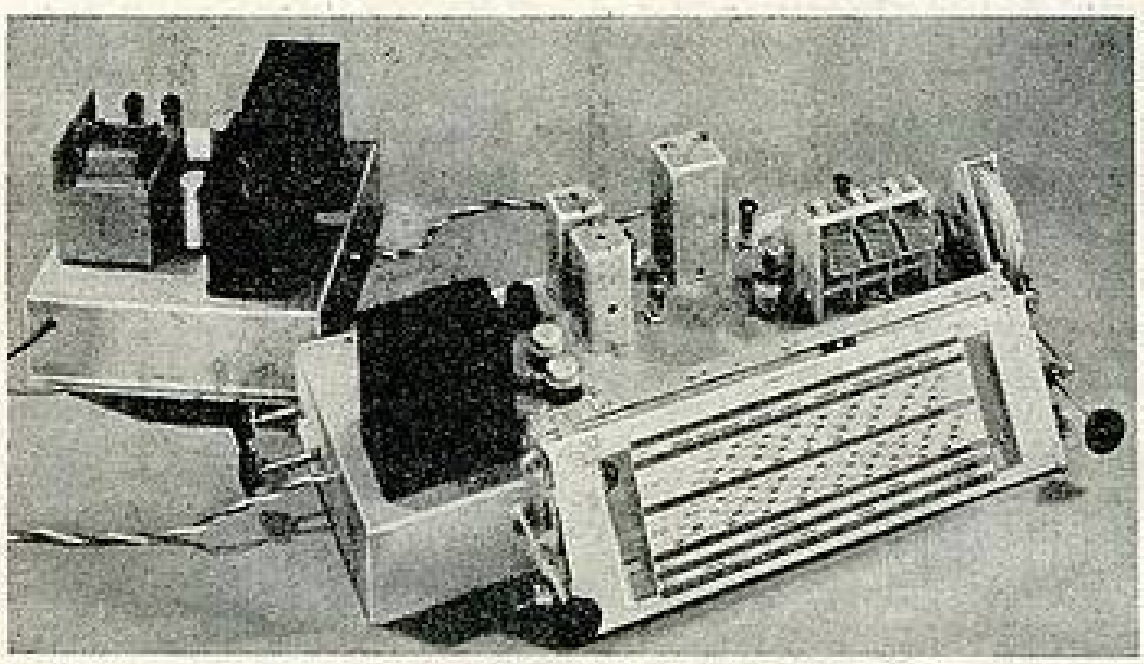
PETITES ANNONCES

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

Cherche occasion : Manuel ingénieur (genre DELAHARPE-HUTT) et Appareil photo 26 × 24. GRANOU, 1, rue du Palais, GRENOBLE (Isère).

A vendre : de l'Industrie des Téléphones : 1 Générateur B. F. modèle 31 D 15.000 fr. ; de Radio Contrôle Hétérodyne MASTER, 1 modulateur de Fréquence 44 A, 10.000 fr. ; 15.000 fr. DERETHE, 118, rue du Palais-Gallien, BORDEAUX.

NOTRE RECEPTEUR « UP TO DATE » A HAUTE FIDELITE MUSICALE



EQUIPE DE TUBES MODERNES

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

II) Les circuits de Haute Fréquence - L'alimentation Le schéma complet

Dans le n° 264 (octobre 1950) de la T. S. F., nous avons commencé l'étude de notre récepteur à haute fidélité, par la description, et la discussion des étages de l'amplificateur B.F. Nous allons, maintenant, étudier les circuits de haute fréquence et l'alimentation, puis nous donnerons le schéma complet de l'appareil.

Cet ordre nous a semblé logique, car, pour concevoir sainement un récepteur, chacun de ses étages doit être calculé en fonction de celui qui suit. Ceci nous impose de « remonter » la chaîne et de traiter la B.F. avant la H.F.

Amplification H.F. et changement de fréquence : choix des tubes

Nous avons déjà ici même, à maintes reprises, insisté sur la nécessité d'amplifier en haute fréquence, avant le changement de fréquence, et ce, SUR TOUTES LES GAMMES (1).

Nous ne ferons que rappeler, brièvement, les avantages d'un étage H.F. :

1° Augmentation considérable de la sensibilité ;

2° Affaiblissement de la fréquence image, à condition, toutefois, d'utiliser un étage HF accordé et non pas semi-apériodique ;

3° Diminution considérable du bruit de fond : d'où augmentation de la *sensibilité utilisable*, par suite du rapport signal/bruit de fond élevé. Ce dernier avantage est, à nos yeux, le plus important.

Le tube amplificateur doit avoir les caractéristiques suivantes :

1° Résistance interne élevée, de façon à amortir aussi peu que possible les circuits ;

2° Pente élevée, de façon à obtenir une amplification importante ;

3° Résistance équivalente de souffle très faible, de manière à obtenir un rapport signal/souffle élevé, donc un bruit de fond négligeable. L'absence de bruit de fond est en effet une des conditions de la haute fidélité.

Cette dernière qualité d'un tube amplificateur H.F. suppose une pente élevée. Nous avons montré, dans un précédent article (1), que la résistance équivalente de souffle d'un tube était inversement proportionnelle au carré de la pente.

La résistance équivalente de souffle d'une penthode peut être calculée à partir de la formule de *Terman :*

$$R_{éq} = \frac{2.500}{S} \cdot \frac{I_a}{I_a + I_{e2}} \left[1 + 3. \frac{I_{e2}}{S} \right]$$

formule dans laquelle :

$R_{éq}$ = résistance équivalente de souffle en Ω.
S = pente en mA/V.
I_a = courant anodique en mA.
I_{e2} = courant écran en mA.

On remarquera l'importance du courant d'écran qui devra être aussi faible que possible ;

4° Une caractéristique I_p/V_g linéaire dans une région étendue, de façon à réduire au minimum les phénomènes de « crossmodulation », de distorsion de la modulation, d'augmentation du taux de modulation : phénomènes dûs à la courbure de la caractéristique I_p/V_g.

On entend par « crossmodulation » ou « transmodulation » le phénomène par lequel, on perçoit, sur l'onde porteuse d'une station désirée, la modulation d'un émetteur puissant et travaillant sur une fréquence voisine. *En l'absence de l'onde porteuse de l'émetteur écouté, la modulation de la station perturbatrice n'est pas perçue. Il ne faut pas confondre ce phénomène avec un manque de sélectivité.*

A ce point de vue, les tubes à « caractéristique basculante » sont intéressants, car, le point de fonctionnement se déplace sur une succession de caractéristiques I_p/V_g sensiblement rectilignes, mais de pente différente ; à la condition, toutefois, *que la polarisation due à la tension de commande automatique de gain, ne soit pas trop élevée.* Nous verrons plus loin que c'est une des raisons pour lesquelles nous ne préconisons pas, bien au contraire, l'emploi d'une commande automatique de gain amplifiée.

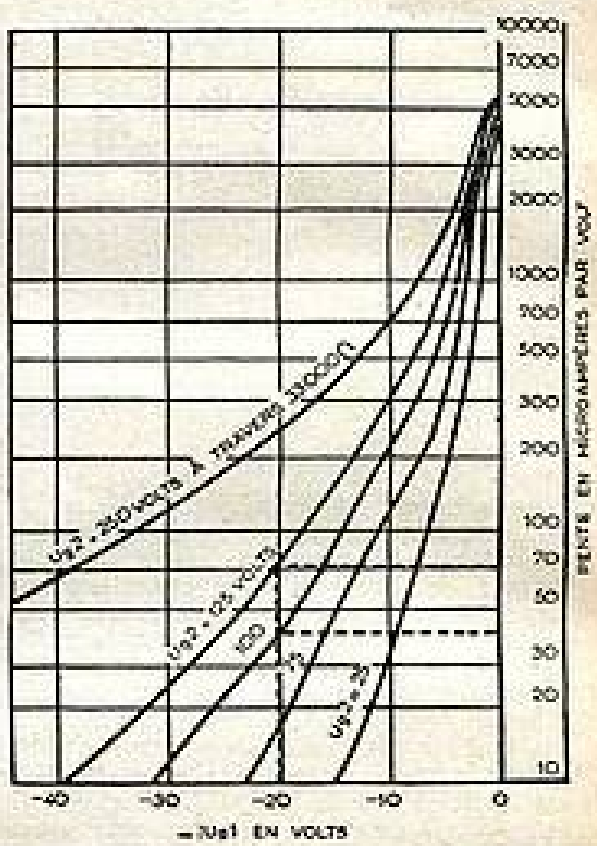


FIG. 1.

(1) Voir « La sensibilité des récepteurs et sa limitation par le bruit de fond, *T. S. F.* n° 260 de juin 1950.

Notre choix s'est porté sur le tube 6BA6, penthode miniature dont la pente est de 4,4 *mA/V* et la résistance équivalente de souffle de 3.520 ohms ; d'autre part ses caractéristiques moyennes d'anode sont intéressantes, comme le montrent les courbes de la figure 1 représentant les variations de la pente en fonction de la polarisation de grille et pour diverses valeurs de la tension d'écran. On voit ainsi que le point de fonctionnement se déplace constamment sur des caractéristiques sensiblement rectilignes, d'autant plus que la tension d'entrée sera très faible.

Il existe d'autres tubes encore plus intéressants, mais ces tubes coûtent cher, et c'est là un argument... non négligeable ! Surtout lorsqu'il s'agit d'un ensemble comportant un nombre élevé de tubes et un matériel B.F. important.

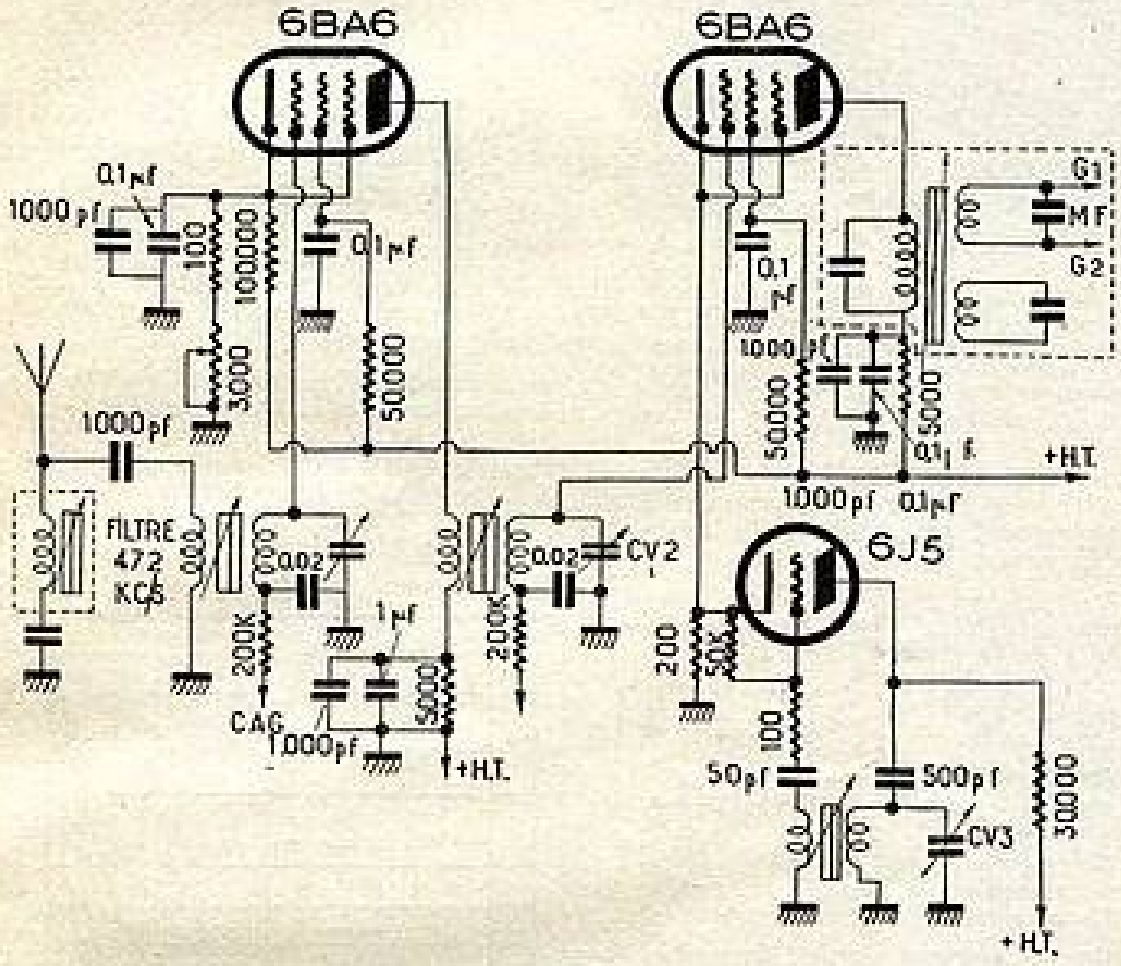


FIG. 2.

Le schéma est donné par la figure 2. On remarquera qu'un potentiomètre monté en rhéostat, est inséré dans le circuit de cathode. Ceci constitue un RÉGLAGE MANUEL DE SENSIBILITÉ du récepteur. D'ailleurs le constructeur du bloc de bobinages préconise une polarisation différente sur chaque gamme d'ondes, obtenue en commutant des résistances de valeur croissante (en partant des gammes O.C.) comme il est indiqué sur la figure 3. A cet effet, le commutateur de gammes est muni d'une galette supplémentaire. Les valeurs indiquées sont valables pour un tube EF9 ou 6M7. Elles doivent être divisées par trois ou par quatre pour un tube 6BA6. Nous avons préféré utiliser un potentiomètre, ce qui permet un réglage plus souple de la polarisation, et de faire varier, au gré de l'utilisateur, selon la station écoutée, la sensibilité du récepteur, tout en faisant travailler l'étage dans des conditions optima.

Lorsque l'on désire recevoir un émetteur lointain, ou de faible puissance, et si cet émetteur n'est pas brouillé par une station voisine en fréquence, on a intérêt à pousser au maximum l'amplification H.F., ce qui correspond au bruit de fond minimum.

Par contre, si l'émission reçue est perturbée par un brouilleur puissant, il est intéressant de réduire l'amplification H.F., afin d'éviter la saturation de l'étage changeur de fréquence par le brouilleur, ce qui « hacherait » les signaux de faible amplitude à recevoir.

Bien entendu, il est nécessaire de brancher en série avec le potentiomètre, une petite résistance (100 Ω) de façon à ce que le tube soit toujours polarisé, même lorsque le potentiomètre est au zéro de résistance, faute de quoi le récepteur se transformerait en... « klaxon » !

changement de fréquence

Le changement de fréquence doit être caractérisé par :

a) Un *gain de conversion* élevé, ce qui suppose une pente de *conversion* élevée, donc une grande pente du tube modulateur, ainsi qu'une amplitude suffisante des oscillations locales ;

b) Une résistance équivalente de bruit très faible. En effet, il ne faut pas perdre de vue que le « souffle » engendré par l'étage changeur de fréquence est amplifié, au même titre que la fréquence de conversion par le ou les étages amplificateurs M.F. ; d'où la nécessité d'une pente de conversion aussi grande que possible ;

c) Un glissement de fréquence négligeable. Celui-ci est dû, d'une part aux fluctuations de la tension d'alimentation ; d'autre part à la tension de commande automatique de gain, qui, si l'on emploie un tube combiné, produit une variation de la capacité dynamique d'entrée, branchée en parallèle sur le circuit oscillateur, donc, finalement, un désaccord du circuit oscillateur. L'audition peut, alors, disparaître complètement. C'est pourquoi il est recommandable, dans le cas d'un seul tube changeur, de ne pas appliquer la tension de commande automatique de gain à l'étage de changement de fréquence ;

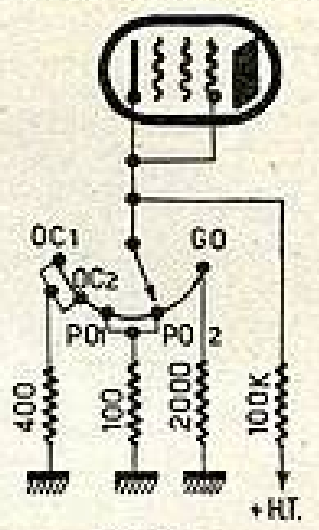


FIG. 3.
Lire 1000 *au lieu de* 100 *ohms.*

d) Des sifflements aussi peu nombreux que possible (l'idéal serait une absence complète de sifflements). Or, les causes de sifflements dans le changement de fréquence sont innombrables ; parmi les plus importantes figurent, notamment, les harmoniques de l'oscillateur local. L'amplitude de ceux-ci doit être faible, ce qui suppose une tension d'oscillation locale pas trop élevée. Il y a donc un compromis à établir, puisque, nous l'avons vu plus haut, pour obtenir une pente de conversion élevée, il est nécessaire d'avoir une grande amplitude des oscillations locales.

Une autre cause importante de sifflements est due aux émissions captées de fréquence égale (ou immédiatement voisine) à la fréquence intermédiaire. Elle est éliminée, en branchant dans le circuit de l'antenne, un filtre accordé sur la M.F. Ce filtre peut être composé : soit d'un circuit bouchon, soit d'un circuit oscillant série (fig. 2). Dans le premier cas, il est branché en série dans l'antenne ; dans le second cas, on le monte en dérivation.

Dans le but d'obtenir un gain de conversion élevé et un faible souffle d'une part ; un glissement de fréquence réduit au minimum, tout en appliquant à l'étage la tension de commande automatique de gain, d'autre part, nous avons utilisé un montage changeur de fréquence à deux tubes, comportant : un tube modulateur à grande pente 6BA6 et un tube oscillateur 6J5 (fig. 2).

Le couplage entre les deux tubes est réalisé par la cathode. Dans ce but, la résistance cathodique, commune aux deux tubes mélangeur et oscillateur, N'EST PAS SHUNTÉE PAR UN CONDENSATEUR. Les oscillations locales sont

transmises entre les extrémités de cette résistance, c'est-à-dire, finalement, qu'elles agissent sur la grille de commande du tube mélangeur 6BA6.

Ce montage a, pour lui, le mérite de la simplicité ; de plus, il ne nécessite, à égalité de pente de conversion, qu'une faible amplitude des oscillations locales.

Dans ces conditions, la pente de conversion atteint 1,1 mA/V et la résistance équivalente de souffle tombe à environ 15.000 ohms ; alors que, avec un tube changeur de fréquence du type triode-hexode ou triode-heptode, la pente de conversion, n'est, dans le cas le plus favorable (ECH42 — ECH21), que de 0,75 mA/V, et la résistance équivalente de souffle atteint la valeur importante de 50 ou 75.000 ohms.

Dans un tube triode-hexode ou triode-heptode courant, le glissement de fréquence est provoqué, en grande partie, par le couplage entre le circuit d'accord H.F. et le circuit oscillateur accordé sur une fréquence différente (de la valeur de la M.F.), couplage dû à la capacité existant entre la grille de commande de l'élément hexode ou heptode et la troisième grille ou grille d'injection qui, elle, est reliée à l'oscillateur. Cette capacité est due à la charge d'espace ; elle dépend donc des tensions d'alimentation. En séparant, par l'emploi de deux tubes distincts, les fonctions oscillatrice et mélangeuse, et, plus encore, en employant le couplage cathodique, la capacité parasite est pratiquement éliminée et une cause très importante de glissement de fréquence disparaît.

Le circuit oscillateur accordé est inséré dans l'anode de la triode 6J5, ce qui limite au minimum l'influence, sur le circuit oscillateur, de la capacité de grille, qui, comme on le sait, est, de toutes les capacités internes d'un tube, la plus sujette à variation ; cette disposition réduit encore le glissement de fréquence.

De plus, l'anode est alimentée en parallèle par l'intermédiaire d'une résistance de 30.000 ohms, ce qui a pour but d'isoler le circuit oscillateur de la source de tension anodique. Cette disposition permet d'accroître la constance de l'amplitude des oscillations locales.

En outre, l'insertion en série avec la grille de l'oscillateur d'une petite résistance de l'ordre de 100 à 150 Ω permet de maintenir constante la tension d'oscillation dans les gammes d'ondes courtes.

La partie H.F.-changement de fréquence de notre récepteur est équipée avec le bloc de bobinages accord-oscillateur type « 1520 » des *Ateliers Gallian-Milleret et Cie.*

Ce bloc couvre, avec un condensateur de 3 × 130 pF (*Aréna*), les cinq gammes d'ondes suivantes :

O.C.1 : de 22,85 à 11,4 Mc/s (13,15 à 26,3 m.) ;

O.C.2 : de 11,5 à 5,9 Mc/s (26 à 50,9 m.) ;

P.O.1 : de 1.600 à 878 Kc/s (187,5 à 342 m.) ;

P.O.2 : de 928 à 510 Kc/s (327 à 588 m.) ;

G.O. : de 275 à 151 Kc/s (1.090 à 1.985 m.).

Le fractionnement en deux gammes de la bande des ondes moyennes facilite la réception confortable de cette bande de la Radiodiffusion, très importante, où les grands émetteurs européens sont en nombre élevé.

Avec une seule gamme, la réception de la bande des 200 mètres est très difficile. Or, du fait de la récente application du plan de répartition internationale des fréquences, connu sous le nom de plan de Copenhague, beaucoup de stations françaises ont « glissé » vers la bande des 200 mètres.

Variantes possibles du « bloc » H.F.

Ceux qui disposeraient du tube ECH21 peuvent l'utiliser aux lieu et place du tube 6BA6 (fig. 4). Ce tube triode-heptode présente sur les tubes triode-hexode courants les avantages suivants :

a) *Pente de conversion élevée :* 750 μA/V pour un courant anodique de 3 mA ; d'où relativement faible résistance équivalente de souffle : 55.000 ohms, par suite du rapport $\frac{ip}{S}$ très favorable ;

b) *Faible taux de transmodulation,* grâce à l'alimentation par une résistance série des écrans ;

c) *Faible glissement de fréquence en ondes courtes* : < à 1,5 Kc/s sur 15 m.

C'est incontestablement un des tubes changeurs de fréquence les plus intéressants, avec le nouveau tube triode-hexode ECH42 de la série « Rimlock-Médium ».

Les oscillations locales sont injectées sur la troisième grille de l'élément heptode, la grille et la plaque oscillatrice étant réunies à la masse.

Enfin, les lecteurs qui désirent faire l'économie d'un tube peuvent supprimer le tube oscillateur 6J5 et se servir de l'élément triode du tube ECH21, sa grande pente (3,2 mA/V) assurant une amplitude élevée des oscillations, sur *toutes les gammes,* dans les conditions les moins favorables.

Enfin, ceux qui seraient intéressés surtout par la réception des ondes courtes, peuvent utiliser le bloc type 1523 qui comporte trois O.C., une P.O., une G.O.

Amplification M.F.

L'étage d'amplification à fréquence intermédiaire doit avoir les caractéristiques suivantes :

a) Gain d'amplification élevé, de façon que la tension à la sortie ait une grande amplitude (≥ 1 V) et que la détection soit, par conséquent, linéaire ;

b) *Bande passante large,* afin que toutes les fréquences du spectre acoustique soient transmises avec une amplitude suffisante, tout en assurant une *sélectivité* telle que les différents émetteurs (de plus en plus nombreux) soient efficacement séparés.

Ces deux qualités sont contradictoires. L'idéal serait d'obtenir une courbe de réponse rectangulaire.

c) Faible bruit de fond ;

d) Grande stabilité.

Le montage qui, *a priori,* s'impose alors à l'esprit est le suivant : deux étages avec transformateurs M.F. à sélectivité variable.

Mais un tel montage est très difficile à mettre au point. Le gain obtenu, qui peut facilement dépasser 1.000, rend le montage instable si l'on ne prend pas des précautions draconiennes. On est alors, pratiquement, obligé de réduire le gain en polarisant davantage les tubes. Dans ces conditions, à quoi sert-il de monter deux étages en cascade ? De plus, le bruit de fond risque de réapparaître.

Nous avons préféré le montage push-pull qui, lui, procure une grande stabilité (si la symétrie est rigoureuse toutefois) tout en ayant un *gain d'amplification plus élevé* qu'avec un seul tube : inférieur, certes, à celui que permettent deux étages en cascade, mais, à coup sûr, *largement suffisant,* surtout si l'on prend soin d'équiper l'étage avec des tubes à grande pente (6BA6), comme c'est le cas ici.

En outre, nous avons utilisé un transformateur à *trois enroulements,* dont la *courbe de réponse se rapproche de la courbe rectangulaire idéale* (fig. 5).

On voit ainsi que la *bande passante est large,* et la sélectivité excellente, les flancs de la courbe étant abrupts.

Le schéma de l'étage est donné par la figure 6.

Ce montage a été réalisé et décrit pour la première fois par Georges Giniaux dans le n° 241 (novembre 1948) de cette revue (récepteur « Fédération »), puis a été adopté dans le récepteur « Jubilé » (1) de notre ami, M. Laugier.

Enfin, le bruit de fond engendré par chaque tube M.F. est éliminé, les composantes alternatives correspondant à ce bruit de fond étant en opposition de phase (principe du montage symétrique).

Mais, attention, que l'on ne nous fasse pas dire, ce que nous ne voulons pas dire, et qui n'a jamais été dit par G. Giniaux : *Ce montage est incapable d'éliminer le bruit de fond engendré par les étages précédents.*

Détection

L'emploi, à l'étage MF, d'un montage symétrique impose une détection également symétrique (ou biphasée) (fig. 6).

Les avantages d'une détection symétrique sont les suivants :

a) La valeur de la résistance de charge n'est pas critique. Elle peut, sans inconvénient, être faible (200.000 Ω).

Dans le cas d'une détection monophasée (détection simple), au contraire, la résistance de charge *doit être élevée* pour ne pas trop amortir les circuits M.F. qui précèdent ; d'autre part, cette même résistance de charge *doit être faible,* afin d'éviter la distorsion des crêtes de modulation, dans le cas de la réception d'émetteurs fortement modulés.

(1) Voir n° 254 (décembre 1949).

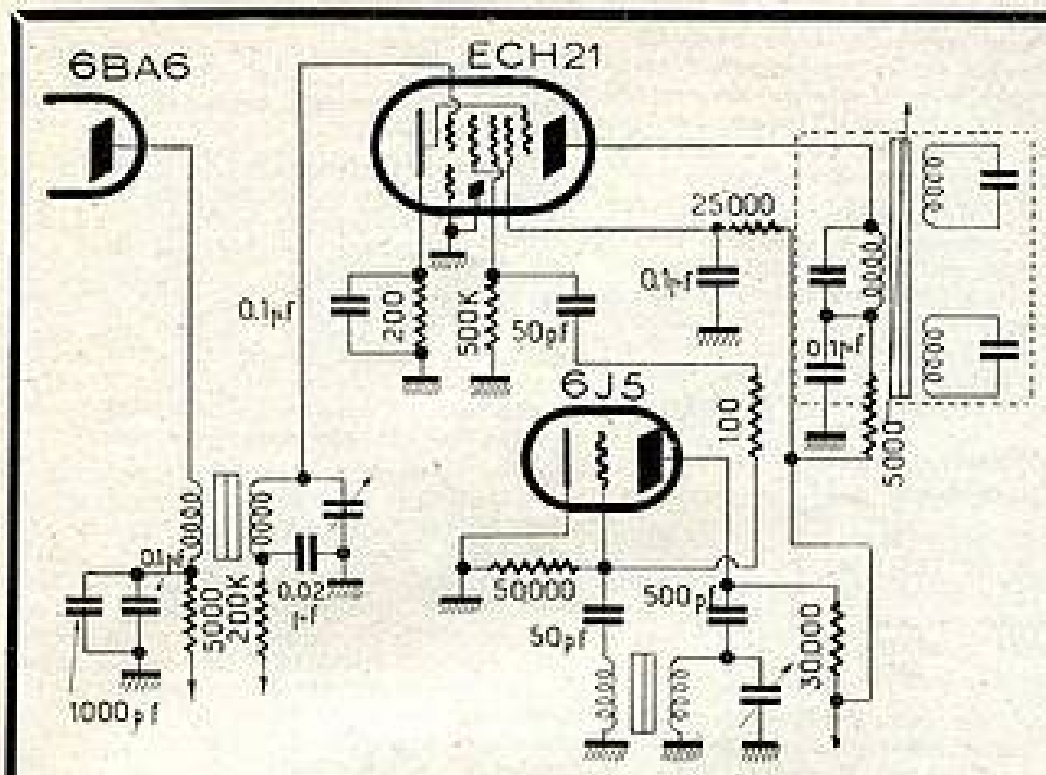


Fig. 4.

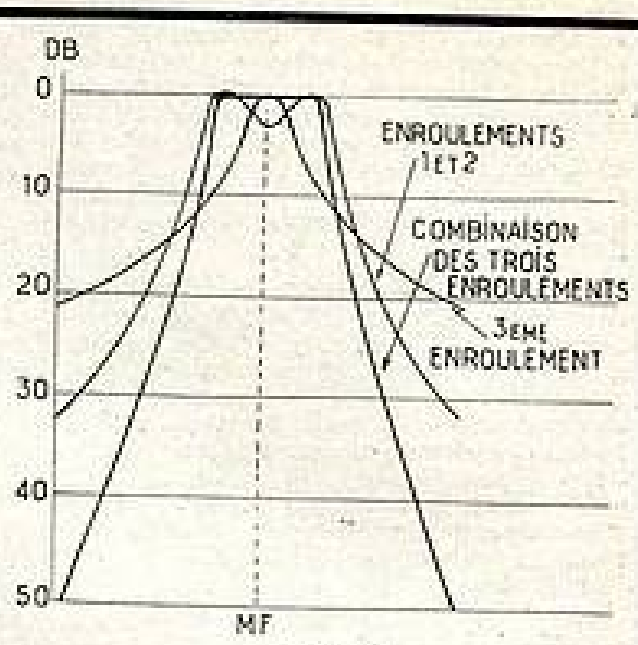


Fig. 5.

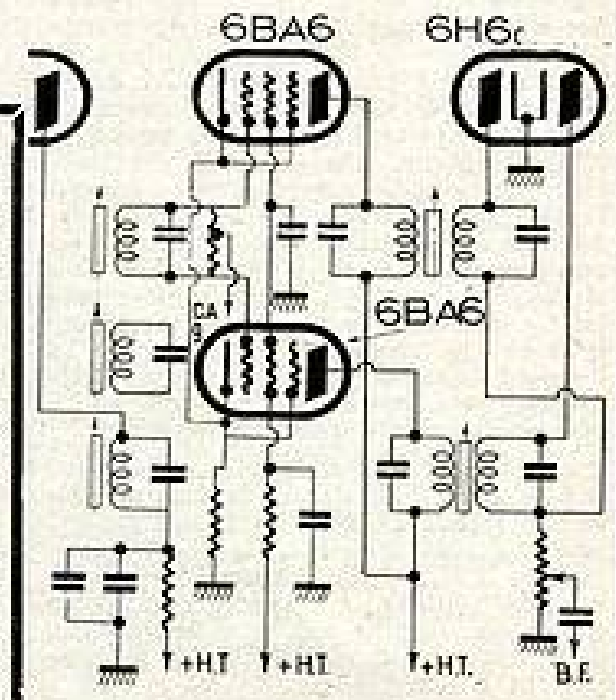


Fig. 6.

Il y a là une contradiction évidente. On est alors obligé d'adopter une solution de compromis.

Dans le cas de la détection symétrique, on peut prendre une faible résistance de charge, ce qui évite la distorsion des crêtes de modulation sans amortir exagérément les circuits ;

b) Si la symétrie est parfaite, les composantes H.F. du courant détecté s'annulent, étant en opposition de phase. Le condensateur de détection peut alors être supprimé, ce qui accroît la fidélité musicale. (En réalité il existe une petite capacité dûe au câblage.)

Dans la détection monophasée, la capacité de détection doit être : d'une part, faible afin de détecter, sans craindre la distorsion d'amplitude, les fréquences élevées de la modulation ; d'autre part, elle doit être suffisante afin d'écouler à la masse la composante H.F. du courant détecté.

Il y a, là encore, contradiction et compromis, d'où supériorité de la détection symétrique ;

c) Dans le cas des signaux de faible amplitude, il n'y a pas de distorsion d'amplitude par harmonique 2 dans un montage symétrique.

Dans un montage détecteur monophasé, au contraire, si l'amplitude des signaux est faible, la détection est quadratique, d'où production importante de distorsion par harmonique 2.

Par contre, la tension détectée est plus faible, ce qui n'a pas d'importance pratique, la sensibilité de l'amplificateur B.F. étant considérable.

Nous avons utilisé la double diode 6H6. Il est évident que l'on pourrait employer les tubes EB4, EB41, ou 6AL5.

Commande automatique de gain

Précisons que l'on entend par commande automatique de gain, le dispositif connu jusqu'à présent sous le nom de CAV, ou VCA ou AVC ou (terme impropre) antifading.

L'expression : commande automatique de gain vient d'être normalisée. Cette dénomination est, à notre avis, la seule logique, puisque c'est sur la pente, donc le gain des tubes H.F., que l'on agit, et non sur le « volume sonore ».

Faut-il amplifier la tension de commande automatique de gain ? Examinons, avant de répondre à cette question, les avantages et les inconvénients d'une commande automatique de gain amplifiée.

Les avantages sont les suivants :

a) La tension détectée reste sensiblement constante quelle que soit l'amplitude de la tension induite dans le collecteur d'ondes et appliquée à l'entrée du récepteur ; par conséquent, pour une même position du potentiomètre de volume, la puissance de l'audition sera sensiblement égale sur les émetteurs faibles (ou lointains) et puissants (ou locaux) ;

b) La saturation de l'étage d'entrée de l'amplificateur B.F. n'est pas à craindre ; c'est là une conséquence directe de *a)* ;

c) La surmodulation d'un tube H.F. n'est pas, non plus, à craindre.

Mais les inconvénients d'une commande automatique de gain amplifiée sont, d'après nous, plus nombreux que les avantages et, surtout, ils sont *graves :*

Ils résultent tous du fait que, sur les émetteurs puissants principalement, *les tubes H.F. travaillent dans le coude inférieur de la caractéristique* I_p/V_g ; d'où :

a) *Transmodulation dans les tubes M.F., changeur de fréquence et même H.F.* Cependant, le phénomène de transmodulation est moins à craindre dans le tube amplificateur H.F., l'amplitude des signaux à l'entrée étant toujours faible ;

b) Distorsion de modulation dans le tube changeur de fréquence (modulateur).

On est alors contraint de régler moins intensément ce tube en ne lui appliquant que la moitié, par exemple, de la tension de commande ; mais il peut alors en résulter une surmodulation du tube suivant ;

c) Distorsion de modulation dans les tubes M.F. Le remède consiste à diminuer le réglage du ou des tubes M.F. ou bien à régler plus intensément le tube précédent. Mais si l'on augmente le réglage du tube changeur de fréquence, on risque de faire réapparaître dans ce tube la transmodulation ou la distorsion de modulation. Le problème, on le voit, n'est pas simple ; il y a lieu d'adopter une solution de compromis ;

d) Réapparition du souffle, notamment en ondes courtes.

En effet, par suite d'une tension de commande trop énergique, les tubes H.F. travaillent dans des régions de la caractéristique *où la pente est très faible.* Les courbes de la figure 1 montrent très clairement que la pente du tube 6BA6 chute très rapidement en fonction de la polarisation de grille. C'est ainsi que pour une polarisation de —20 volts, la pente tombe à 70 µA seulement, pour une tension d'écran de 125 V ; pour une tension d'écran de 100 V, elle tombe à 35 µA.

Or, le souffle d'un tube croît très rapidement avec une diminution de la pente, la résistance équivalente de souffle étant *inversement proportionnelle au carré de la pente*

$$\left(R_{éq} = \frac{2eI_a}{4\,S^2KT} \right)$$

A quoi sert-il alors d'utiliser, dans les étages H.F., des tubes à grande pente, donc à faible souffle, si, par suite d'une tension de commande trop énergique, on fait travailler ces tubes dans des régions de la caractéristique I_p/V_g où la pente prend une valeur dérisoire ?

A quoi sert-il, d'autre part, de combattre la distorsion dans les étages B.F., si on la néglige dans les étages H.F. ?

A quoi servirait-il d'amplifier la tension de commande automatique de gain, si l'on était contraint par la suite de n'appliquer à chaque tube H.F. pour éviter la distorsion de modulation et la transmodulation, que la moitié ou le tiers de la tension de commande disponible ?

Nous n'amplifierons donc pas la tension de commande automatique de gain.

La puissance de sortie ne sera pas constante, mais ce n'est pas, à notre avis, un inconvénient majeur. On évitera la saturation de l'étage d'entrée de l'amplificateur B.F. en agissant sur la tension alternative d'attaque de ce tube, à l'aide du potentiomètre de volume ; on pourra, d'autre part, se servir de la réserve de tension disponible à l'entrée de l'amplificateur, pour augmenter le taux de contre-réaction ; dans ces conditions, l'étage amplificateur B.F. de tension ne sera jamais saturé, et la fidélité de reproduction sera plus grande. Quant à la surmodulation possible des tubes M.F. ou changeur de fréquence, on l'évitera en agissant sur le potentiomètre de sensibilité.

Mais alors, quel schéma de commande automatique de gain (CAG) allons-nous adopter ?

Le montage classique de CAG diffé-

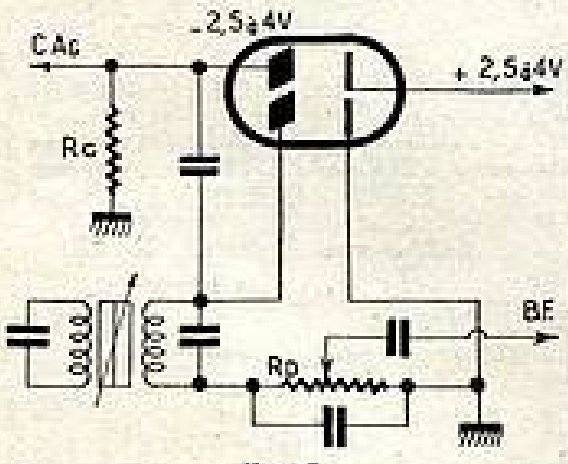


Fig. 7.

rée engendre des distorsions inadmissibles. Ces distorsions ont, dans l'ensemble, pour origine la polarisation négative de la diode affectée à la commande automatique de gain, polarisation négative par ailleurs indispensable pour assurer le différé de la commande.

Considérons le schéma de la figure 7. Il prend naissance aux bornes de la résistance de charge R_c de la diode de CAG, non seulement une tension continue négative d'amplitude variable, mais également une tension alternative B.F., *très déformée* ; la déformation se manifeste lorsque la valeur de crête de la tension M.F. est inférieure à la tension de retard.

Une fraction de cette tension B.F. déformée est appliquée à la résistance de détection R_a par l'intermédiaire du condensateur de liaison entre les deux diodes (l'impédance du secondaire du transformateur M.F. étant

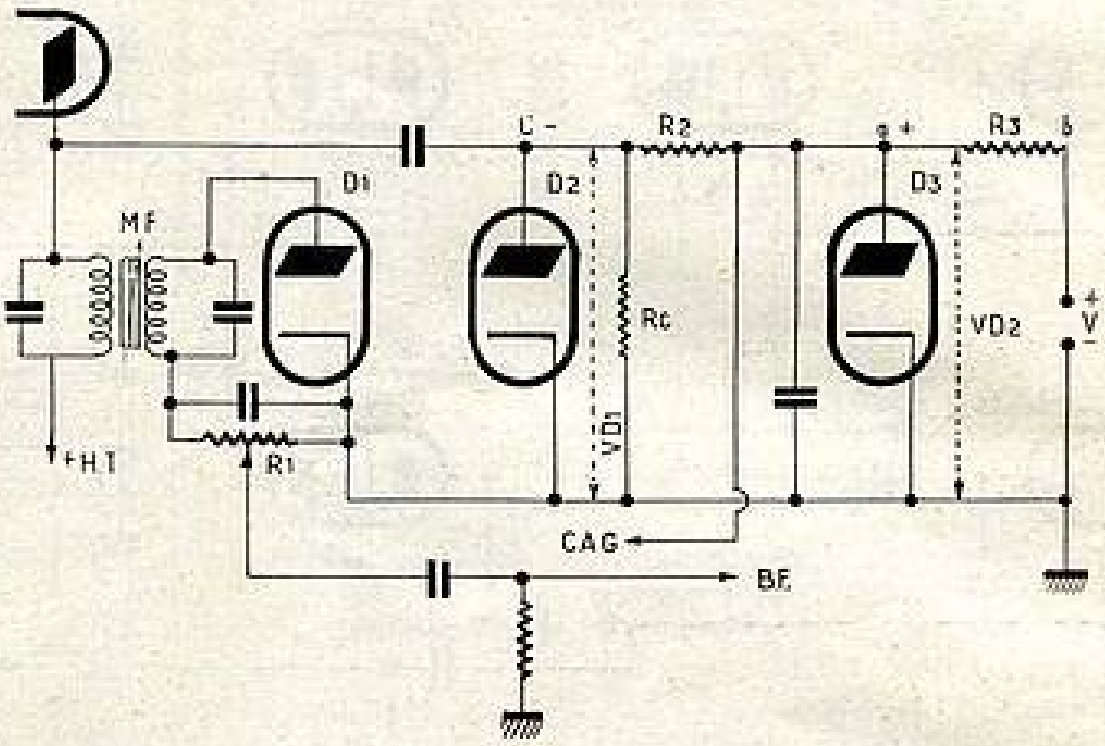


Fig. 8.

négligeable pour les fréquences de la modulation B.F.), donc, finalement, sur la grille du premier étage B.F. Il en résulte une cause supplémentaire de distorsion de la tension B.F. de sortie, *distorsion que la contre-réaction ne peut annuler.*

On remédie à cet inconvénient en connectant la diode de CAG au primaire du transformateur M.F., et non plus au secondaire.

Mais la distorsion que nous venons d'étudier n'est pas seule en cause dans ce montage.

La tension négative de retard provoque, en outre, un amortissement intermittent de l'étage M.F., d'où il résulte une distorsion de modulation importante, l'amplification de l'étage M.F. n'étant pas constante durant une période B.F.

En effet, supposons tout d'abord que la tension de crête du signal M.F. soit égale à la tension continue de différé. Dans ce cas, seules les alternances positives rendent la diode de CAG conductrice. L'amortissement de l'amplificateur M.F. n'existe donc que pendant une demi-période de la composante B.F. de modulation.

Supposons maintenant que la tension H.F. soit inférieure à la tension continue de différé. Seules les pointes de modulation rendront, alors, la diode conductrice ; d'où il résultera non seulement une distorsion de modulation pour les mêmes raisons que tout à l'heure, mais, en plus, une distorsion d'amplitude due à ce que la tension de commande n'existe que dans les « forte » de la musique correspondant aux crêtes de la modulation.

La distorsion, due à une variation de la charge de l'amplificateur M.F., non seulement subsiste lorsque la diode de CAG est connectée au primaire du transformateur M.F., mais elle est encore plus grande que dans le cas où la diode est raccordée au secondaire.

Il ne nous est donc pas possible d'adopter le montage de CAG avec diode de retard dans un récepteur à haute fidélité.

Cependant il est utile, afin d'avoir une courbe de réglage d'allure satisfaisante, d'introduire un certain retard dans le déclenchement de la CAG.

Heureusement pour nous, il existe un schéma qui permet d'obtenir ce résultat, sans utiliser, pour cela, une diode polarisée négativement : c'est le montage dit à « trois diodes ».

Montage à trois diodes

1° *Principe.* — Dans le schéma de principe de la figure 8, nous avons représenté séparément les trois diodes, simplement par raison de simplicité et de clarté dans l'exposé.

On voit que la diode D_1, connectée au secondaire du dernier transformateur M.F., est la diode de détection normale ; la diode D_2, reliée au primaire du même transformateur M.F., est la diode de CAG ; *aucune tension de retard n'est appliquée à cette diode.* Le « différé » s'obtient au moyen d'une troisième diode D_3, réunie, d'une part, à la diode D_2 par une résistance R_2 ; d'autre part, à une source de tension positive par la résistance R_3.

Le fonctionnement est le suivant :

Par suite d'une tension positive appliquée, par l'intermédiaire de R_3, à l'anode de la diode D_3, cette dernière est conductrice et parcourue par un courant, le point « a » est légèrement positif par rapport à la cathode (la résistance interne étant faible).

Lorsqu'un signal est appliqué à la diode D_2, une tension négative VD_1 prend naissance aux bornes de la résistance de charge R_6, par suite de la détection du signal par la diode ; le point « c » devient négatif. Le point « a » constitue alors le point milieu d'un pont diviseur de tension composé par les résistances R_5 aux bornes de laquelle existe une tension négative, et R_3, aux bornes de laquelle existe une tension positive ; ce pont est chargé par la diode D_3.

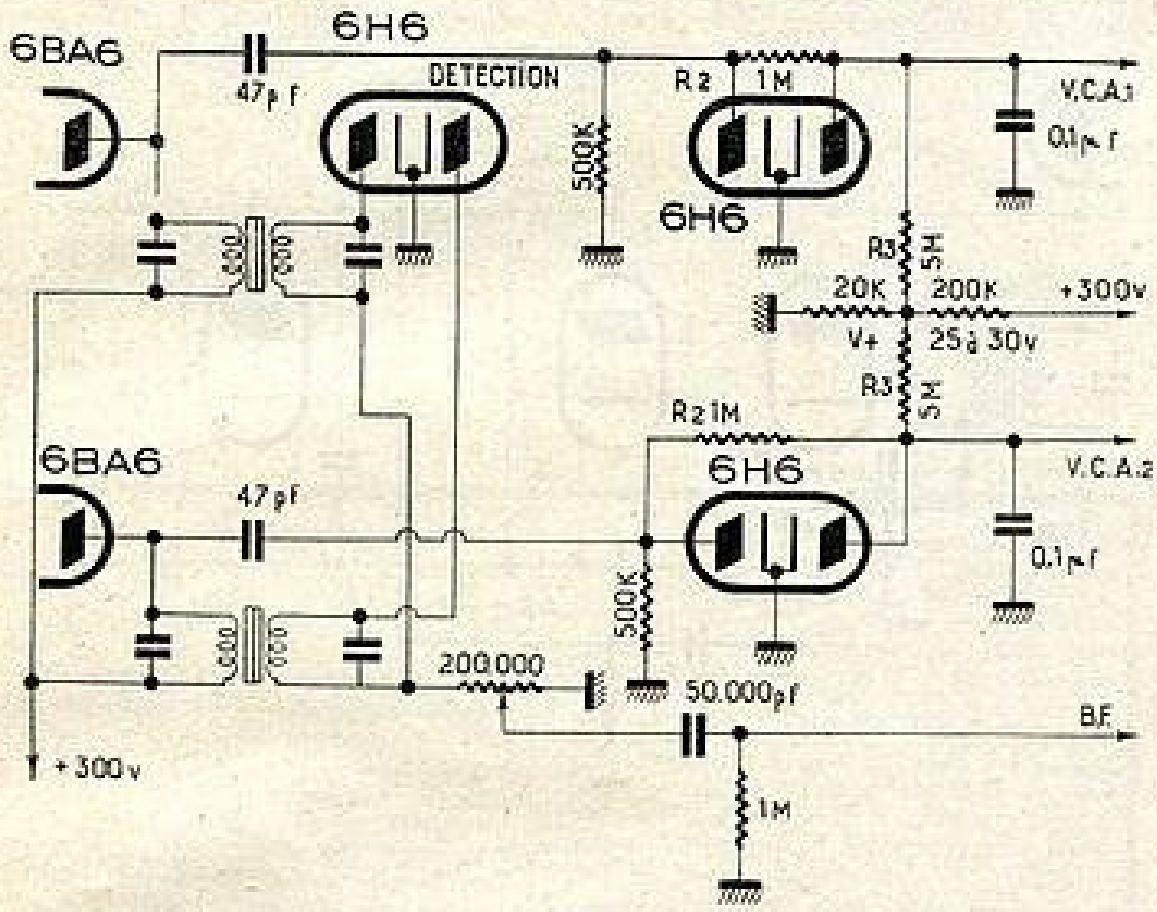


Fig. 9.

Tant que la tension négative VD_1 reste faible, c'est-à-dire tant que l'amplitude du signal est petite, le point « a » est pratiquement au potentiel de la cathode de D_2 ; la CAG ne fonctionne pas.

Lorsque la tension VD_1 est élevée, c'est-à-dire lorsque l'amplitude du signal est grande, c'est le potentiel négatif du point « c » qui l'emporte ; la tension au point « a » est alors négative, la diode D_2 est bloquée et la tension VD_2 au point « a » est alors fonction de la tension négative VD_1, donc, finalement, du signal ; la CAG entre en action.

On voit ainsi que le montage entre en action pour une valeur bien définie de la tension VD_1, donc, du signal détecté.

On est bien en présence d'une commande automatique de gain à *action différée*.

Mais, cette fois, les inconvénients du montage classique n'existent plus.

La valeur de la tension de commande VD_2 est donnée par la formule :

$$VD_2 = V.\frac{R_2}{R_2 + R_3} + VD_1.\frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

La ligne de CAV sera réunie au point « a ».

2° *Réalisation pratique :*

Nous avons adapté le montage à trois diodes au cas particulier de la détection symétrique, ce qui nécessite en tout six diodes, soit trois sur chaque branche, de façon à ne pas déséquilibrer le push-pull M.F. Le schéma définitif est donné par la figure 9. Nous utilisons trois tubes 6H6 : un pour la détection symétrique et les deux autres pour la commande automatique de gain.

Nous disposons ainsi de deux lignes de CAG.

La source de tension positive nécessaire à la troisième diode est constituée par un pont de résistances (200 K Ω — 20 K Ω) branché entre + et — H.T. Dans ces conditions, la tension positive disponible est de 25 à 30 V.

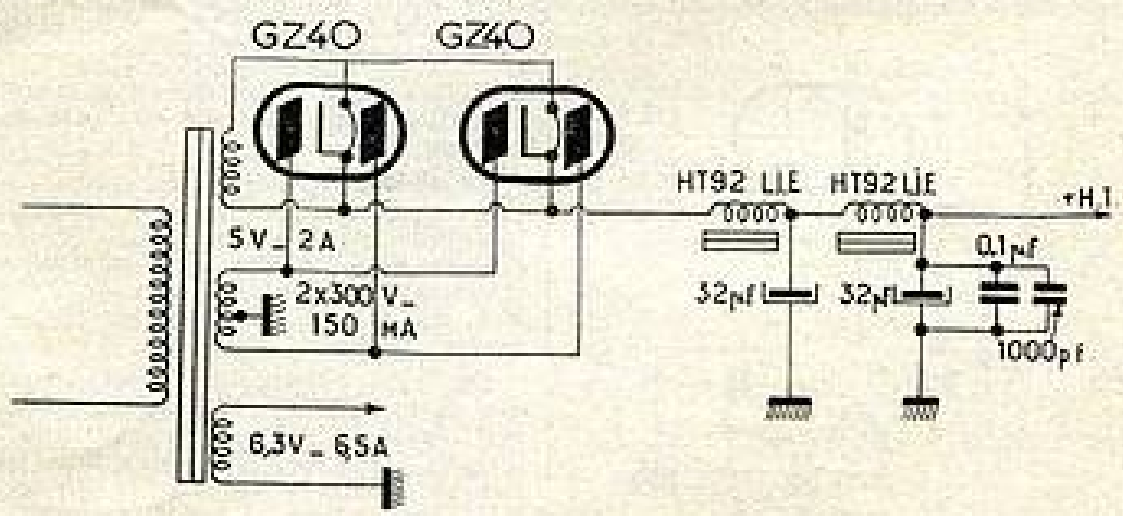


Fig. 11.

La tension de délai est égale à :

$$V.\frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad \text{avec } R_2 = 1\ M\Omega,\ R_3 = 5\ M\Omega$$

soit 4 à 5 V (fig. 10) selon que la H.T. est égale à 250 V ou 300 V.

Indicateur visuel d'accord

L'utilisation d'un indicateur visuel d'accord permet un accord précis et facile, du récepteur sur une station déterminée.

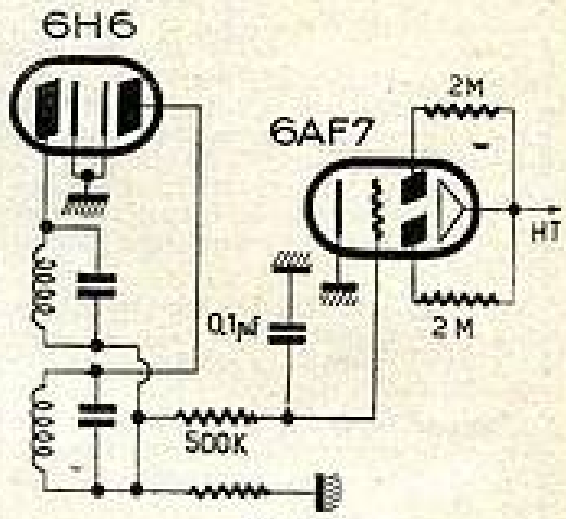


Fig. 10.

Il est constitué par un tube à double sensibilité 6AF7G ou EM4, monté comme il est indiqué figure 10. Ce tube permet de régler le récepteur avec la plus grande précision, aussi bien sur les émetteurs très puissants que sur ceux de faible puissance.

Il est constitué par deux tubes de sensibilité différente réunis dans la même ampoule. L'écran fluorescent et la cathode sont communs aux deux éléments, une moitié de l'écran sert au premier élément, l'autre moitié servant au deuxième élément.

La partie amplificatrice (à courant continu) est composée de deux triodes à coefficients d'amplification différents. La grille est commune aux deux triodes, mais le pas est différent pour chacun des deux systèmes. Les deux anodes sont électriquement indépendantes.

La grille de commande est reliée à la résistance de détection, par l'intermédiaire d'un filtre RC. Si on la branchait à la diode de CAG, le tube ne réagirait pas sur les émetteurs de faible puissance, donc l'amplitude de l'onde porteuse serait inférieure à la tension de retard.

L'alimentation

Elle est constituée par deux tubes GZ40 montés en parallèle (fig. 11), afin d'obtenir un débit suffisant, de

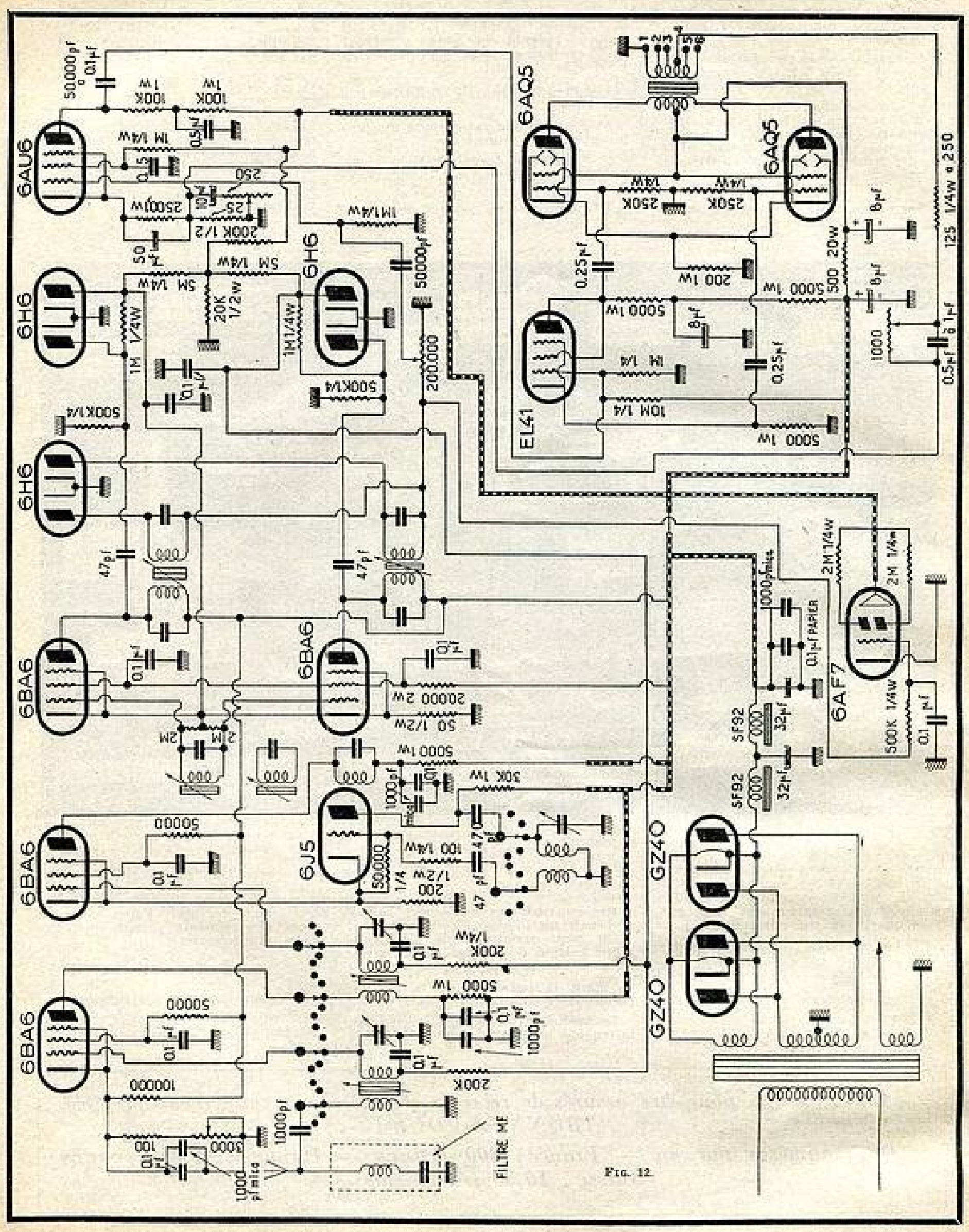

6AU6
6H6
6H6
6H6
6BA6
6BA6
6BA6
6BA6
6J5
6AQ5
6AQ5
EL41
6AF7
GZ40
GZ40
SF92
SF92
FILTRE MF

Fig. 12.

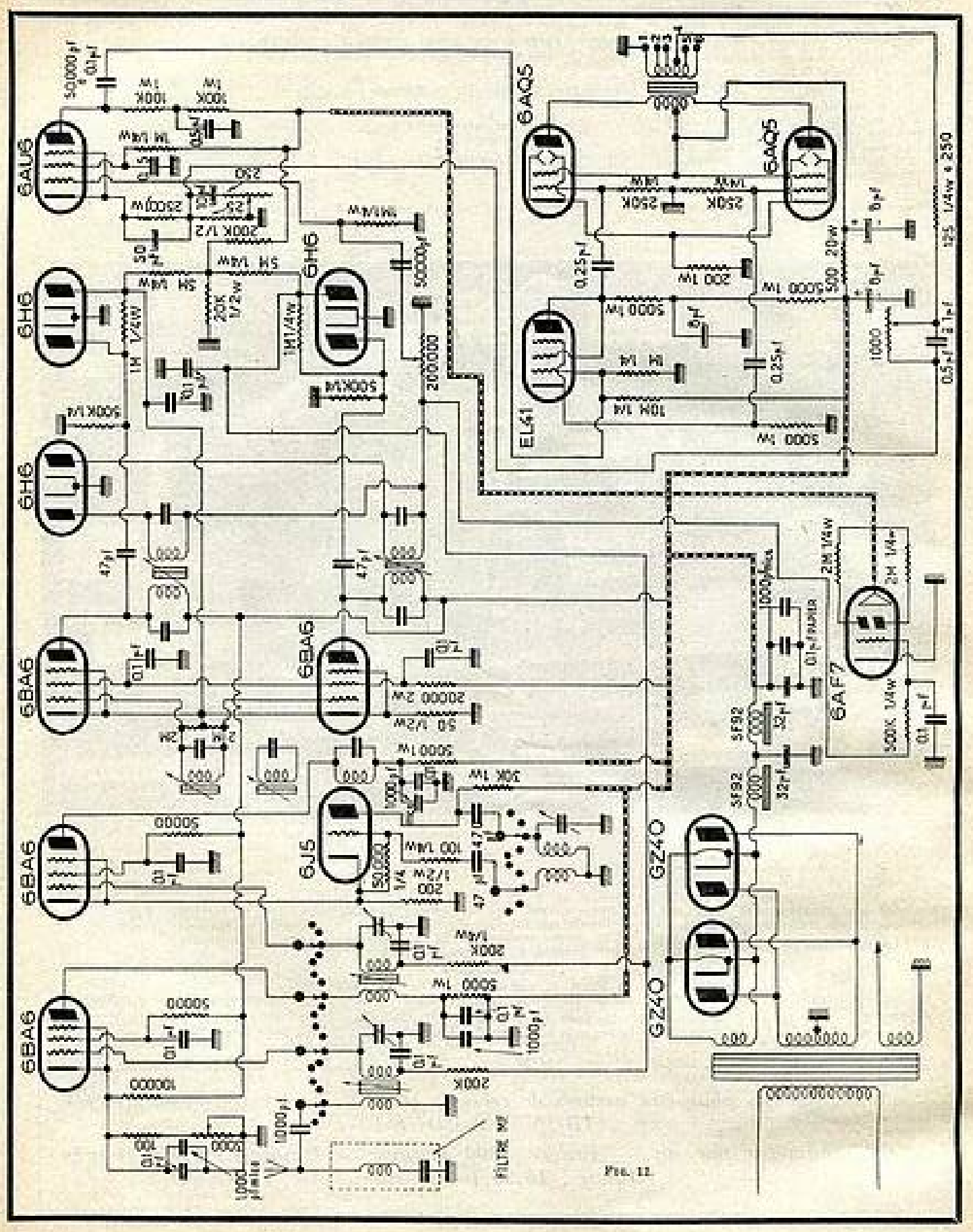

6AU6
6H6
6H6
6BA6
6BA6
6BA6
6BA6
6H6
6J5
6AQ5
6AQ5
EL41
GZ40
GZ40
6AF7
5F92
5F92
FILTRE MF

FIG. 12.

l'ordre de 170 mA, un seul tube GZ40 ne pouvant débiter que 90 mA au maximum.

Le transformateur d'alimentation, du type « A470 T.E.S.A. » (anciennement Radiostella) devra fournir :

a) Au secondaire H.T. : 2 × 300 V — 150 mA. En effet, il existe entre l'intensité de courant redressé et l'intensité efficace du courant alternatif fourni par le transformateur, la relation :

$$I_{eff} = 0{,}80\ I_r$$

Autrement dit, le courant débité par le transformateur est égal aux trois quarts du courant redressé ;

b) Au secondaire de chauffage des tubes :

6,3 V × 6,5 A

c) Au secondaire de chauffage des valves :

5 V × 2 A

Filtrage. — Nous avons adopté le montage dit « à bobine en tête », de façon à obtenir une bonne constance de la tension continue d'alimentation. Pour cela il faut :

a) Prendre une self de filtrage peu résistante ;

b) Prendre une valve ayant une faible résistance interne ;

c) Prendre un transformateur ayant un enroulement H.T. à faible résistance.

Il est nécessaire, puisque nous relevons le niveau des fréquences basses, d'obtenir un filtrage rigoureux.

On peut montrer que l'efficacité d'une cellule de filtrage est égale à :

$$N = LC\,\omega_0^2$$

ω_0 étant la pulsation de la tension résiduelle d'ondulation.

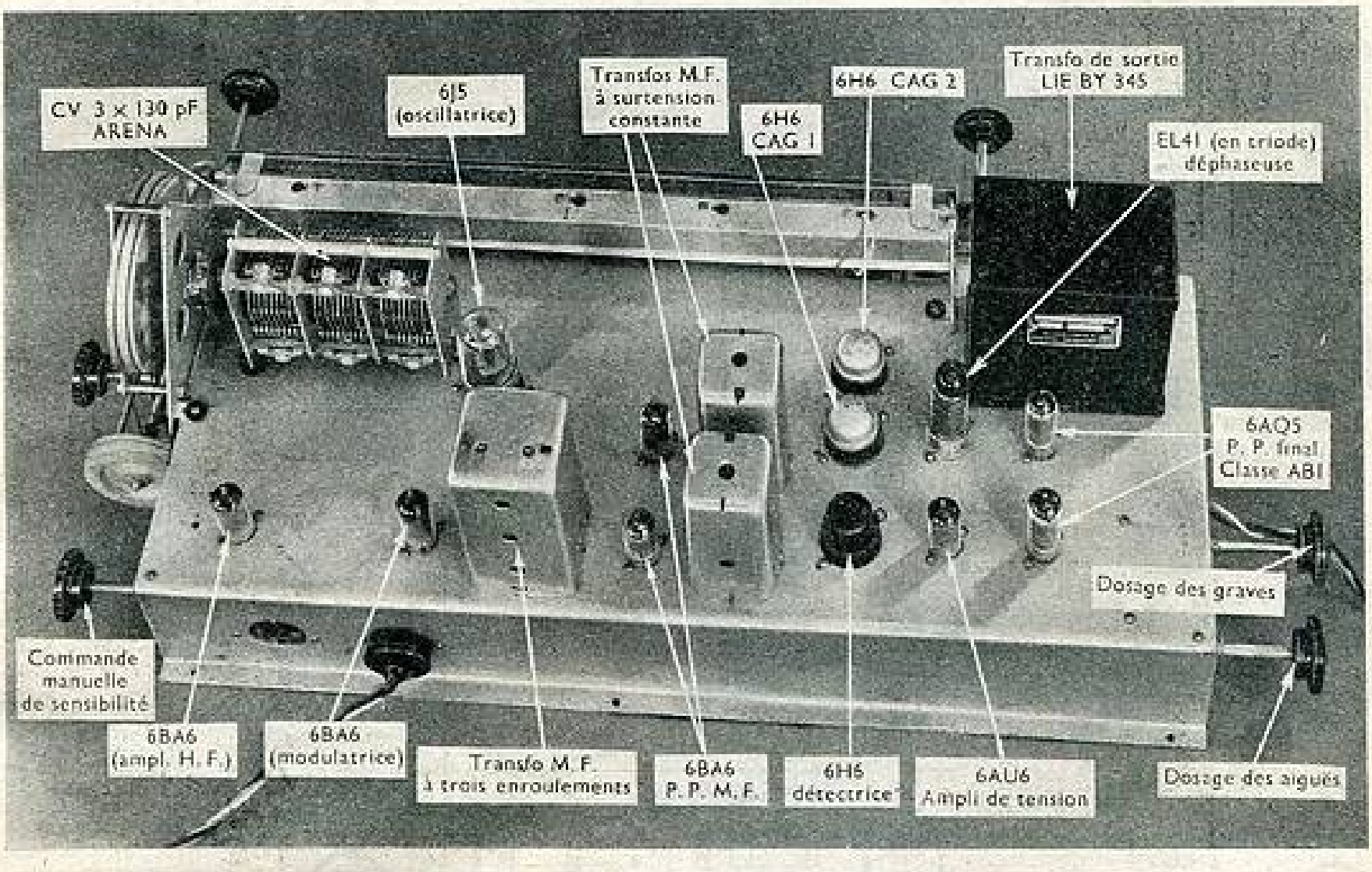
En branchant deux cellules en série, la tension résiduelle d'ondulation sera pratiquement négligeable. Les selfs de filtrage sont du type H.T. 92 L.I.E., à faible résistance (92 Ω).

■

Terminons, en signalant que *tout le matériel nécessaire à la réalisation de notre récepteur* peut être fourni par les établissements « *Labarge et Fiévet* », 3, rue Bourbon-le-Château, Paris (6e), qui envisagent la construction en petite série de cet appareil, ceci pour faciliter l'approvisionnement des éléments groupés pour les lecteurs intéressés.

Jack Rousseau.

Le mois prochain : Réalisation et mise au point. — Le dossier technique complet (essais et mesures).



Vue arrière du récepteur.

Amis lecteurs, pour être assurés de recevoir régulièrement votre revue préférée,
ABONNEZ-VOUS !
Onze numéros par an — France : 800 francs — Étranger : 1.060 francs
Suisse : 15,30 francs suisses

30

ETUDE DES PERTURBATIONS DUES A L'EMISSION SECONDAIRE DES ISOLATEURS A L'INTERIEUR DES TUBES ELECTRONIQUES

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

Les dépanneurs, tout autant que les constructeurs, trouveront dans cette étude, l'origine de bien des « anomalies » de fonctionnement.

I. — Etude théorique

Dans l'étude élémentaire des propriétés des tubes électroniques, et plus particulièrement des lampes utilisées en radioélectricité, on admet que le flux électronique émis par la cathode ne se propage que dans l'espace bien défini compris entre celle-ci et l'anode, tout en agissant sur les électrodes (grilles) intermédiaires. En réalité, un nombre d'électrons variable suivant le type de lampes quitte l'espace « utile » cathode-anode en passant parfois au travers des mailles de la plaque, et décrit des trajectoires mal définies entre l'espace utile et l'ampoule renfermant l'ensemble de la lampe.

Ces électrons vagabonds n'ont aucune influence *directe* mesurable sur le fonctionnement des tubes mais il n'en est plus de même quand certaines parties métalliques isolées ou pièces isolantes de ceux-ci prennent accidentellement des charges positives.

Ce sont en général des supports ou entretoises d'électrodes, ou même la paroi interne de l'ampoule qui se chargent de cette manière, et, si les électrons vagabonds se bornaient à neutraliser leurs charges, ce ne serait pas très grave. Malheureusement ces électrons, en frappant les surfaces qu'ils atteignent, provoquent souvent l'émission d'électrons *secondaires* par celles-ci, et s'il se produit, ce qui arrive fréquemment, au moins *un* électron secondaire par électron primaire incident, le phénomène dure indéfiniment, puisque le départ d'un électron secondaire reconstitue la charge positive neutralisée par l'électron primaire incident.

Ces phénomènes gênants n'ont été remarqués qu'au moment de l'avènement des tubes à grand rendement et à grande pente (2 à 3 milliampères par volt) tels que les tubes Phillips E 446 et E 447 (penthodes HF) vers 1935, car du fait de l'amplification considérable fournie par ces lampes, ils prenaient une certaine importance. Les constructeurs se sont évidemment efforcés de lutter contre ces phénomènes, et en tiennent compte dans l'étude de leurs nouvelles lampes. Nous jugeons toutefois intéressant de les faire connaître, car pour que les techniciens de la radio tirent le maximum de rendement des circuits qu'ils réalisent, il est préférable qu'ils connaissent les *propriétés* du matériel utilisé par eux.

On peut se demander quelles sont les origines des charges positives qui prennent naissance dans les lampes; on peut dire en général que ces charges proviennent de légers défauts de fabrication, savoir :

1° Influence des charges des électrodes voisines.

2° Courants de fuite entre la cathode (ou la masse) et les électrodes positives — grilles écran, grille de charge d'espace (dans les anciennes bigrilles) et plaque — du tube.

3° Dans les lampes mal vidées, impact d'ions positifs provenant de l'ionisation par choc des molécules de gaz résiduel.

4° Effet photoélectrique, ou émission d'électrons négatifs, soit par l'effet de la lumière provenant du filament chauffant, soit par la lumière extérieure, sur les particules de *getter* déposées après vaporisation de celui-ci sur les électrodes du tube.

Rappelons que le getter est un métal, généralement alcalino-terreux, tel que le baryum, le calcium et le strontium, relativement volatil, absorbant facilement l'azote et l'oxygène de l'air restant dans l'ampoule ; le getter est déposé dans une petite cupule métallique que l'on chauffe par induction haute fréquence pour vaporiser le métal alcalin, qui brûle alors dans les gaz résiduels, et les composés obtenus, ainsi que le métal, se déposent un peu au hasard dans l'ampoule en provoquant aussi bien les phénomènes photoélectriques signalés dans ce paragraphe que les courants de fuites signalés en 2.

L'existence de charges et d'émissions secondaires parasites peut se démontrer assez simplement (1). En cours de fabrication il suffit pour cela de badigeonner l'intérieur de l'ampoule, supposée en verre, d'une substance fluorescente, et les points d'impact des électrons vagabonds sont alors illuminés ce qui permet de prendre les mesures nécessaires pour en restreindre le flux.

Ces points ne sont visibles que si leur tension est positive et entretenue, soit par un flux d'électrons secondaires en nombre égal, au moins, à celui des électrons incidents, soit par un courant de fuite, soit par ces deux causes réunies.

Cette luminescence de points isolés se comporte d'une façon spéciale, caractérisant ce genre d'effets perturbateurs : elle ne se produit que si le chauffage de la cathode n'est branché qu'après avoir appliqué la haute tension positive à la lampe, pratique qui n'est d'ailleurs pas recommandée ; on sait d'ailleurs que les valves redresseuses à chauffage indirect ont été créées pour éviter les inconvénients divers résultant de cette façon de procéder : on constate en effet, que, lorsque la haute tension n'est appliquée à la lampe qu'*après* chauffage de la cathode, la luminescence ne se produit pas. Dans le premier cas, en effet, la paroi de l'ampoule prend un potentiel positif non négligeable du fait des courants de fuite, avant de recevoir des électrons ; alors que dans le second cas, les électrons s'opposent à la naissance de tensions positives, en maintenant les surfaces des isolants à un potentiel sensiblement nul.

Il en résulte qu'il y a deux états d'équilibre possibles *stables* pour les points à la surface d'une masse isolante :

1° Une tension nulle ou quasi-nulle, mais positive.

2° Une tension U_s positive telle qu'à chaque électron primaire correspond *un* électron secondaire.

C'est évidemment sur les parois des ampoules qu'ils sont les plus faciles à observer.

Dans le cas où $U_s \simeq 0$ volt, il suffit que le nombre par unité de temps d'électrons primaires tombant dans cette région annule les courants superficiels de fuite (de l'ordre de 1/100 à 1/100.000 de microampère), extrêmement faibles.

Au contraire, quand le potentiel de la couche conductrice extrêmement mince qui recouvre l'isolant est positif les électrons primaires à grande vitesse qui la frappent donnent alors naissance à des électrons secondaires correspondant à un apport continu de charges *positives*. Nous allons montrer, à partir de l'étude expérimentale de la lampe E 442 (voir Deketh, *Bases de la technique des tubes de T. S. F.*) qu'une surface conductrice soumise à un bombardement électronique peut prendre un potentiel stable. Il suffit de considérer, au point de vue qualitatif :

a) Que la grille écran de la E 442 remplace l'anode ;

b) Que la partie intéressée de la lampe, coupée de toute source de tension indépendante, se comporte comme une anode de E 442 *à courant anodique nul*.

Dans ces conditions, la figure 1 montre que, pour I_a nul la tension anodique V_a peut prendre les trois valeurs $V_a = 0$; $V_a = V_{s1}$ $\left(\text{environ } \frac{2\,V_{s2}}{3}\right)$ et $V = V_{s2}$ (sensiblement V_{s2} 10 volts). Si la tension anodique prend une de ces trois valeurs, on peut déconnecter la source extérieur sans provoquer de perturbation, et on est ramené au problème qui nous occupe, et notre couche conductrice isolée se comporte exactement comme cette anode « flottante » et prend un potentiel correspondant à un des trois états A, B ou C. Mais seuls les points A et C sont stables, tandis que le point B est instable.

(1) Voir Roth et Klein : Elektronen-Röhren als Anfangs-Stufe Verstarker A. V. 6. Leipzig, 1948.

En effet, si l'électrode « flottante » se trouve au potentiel V_{e1}, il suffit d'une variation infiniment petite du facteur d'émission secondaire δ pour que la tension saute en A ou en C.

On voit d'après l'allure de la courbe de la figure 1 que si δ diminue légèrement, l'intensité du courant électronique *secondaire* baisse et l'électrode, recevant un excès d'électrons, voit sa tension positive diminuée, réduisant en général la valeur de δ ce qui, par effet cumulatif (ou de « boule de neige ») rend l'électrode de moins en moins positive jusqu'à ce que l'on arrive en A.

Par contre si δ augmente, les causes inverses feront que l'électrode deviendra de plus en plus positive, et sa tension s'élèvera jusqu'en C, où l'on aura sensiblement $V_{e2} = V_{a2} = 10$ volts.

De même si par suite d'un phénomène d'influence électrostatique ou autre, V_{a1} augmente, δ augmentera également, provoquant, grâce à des phénomènes cumulatifs, l'augmentation du potentiel de l'électrode jusqu'au point C ; une variation inverse de V_{a1} ramènera d'une

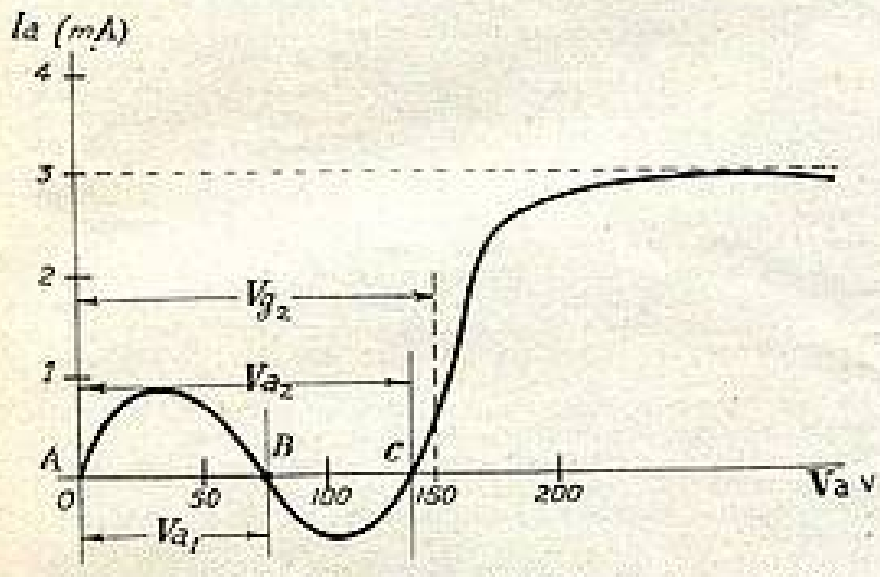


Fig. 1. — *Courbe Ia/Va d'une lampe E 442 à grille écran (tétrode) pour une tension écran de 150 volts et une polarisation de grille de commande de 1,5 volt.*

Quant l'électrode est en A ou en C, l'allure inverse

Quand l'électrode est en A ou en C, l'allure inverse de la caractéristique (I_a/V_a) montre qu'il ne se produira aucun phénomène cumulatif, générateur d'instabilité :

Supposons que à l'état C, δ augmente : la tension de l'électrode augmentera légèrement, mais cette variation amènera d'après la courbe, une *diminution* du facteur d'émission secondaire δ empêchant l'effet cumulatif ; la tension V_{e2} variera seulement légèrement, et correspondra à un nouvel état d'équilibre stable au voisinage du point C. Il en sera de même si la tension de l'électrode croît légèrement, la décroissance de δ, dans ces conditions, contrecarrant l'effet de cette variation de potentiel.

De même, dans la position A, un accroissement de δ provoquera une élévation de potentiel de l'électrode mais l'augmentation du courant électronique *primaire*, beaucoup plus rapide que celle du courant électronique secondaire, *freine* l'augmentation de la tension de l'électrode.

L'électrode « flottante » ne peut passer de l'état A dit *inférieur* à l'état C dit *supérieur* que si elle reçoit une impulsion de tension positive au moins égale à V_{e1}.

Si l'on passe maintenant à l'étude du cas réel : isolateur (ampoule, etc.) recouvert d'une mince couche conductrice, telle que le métal du getter, on constate que le coefficient δ d'émission secondaire d'un tel isolateur dépasse 1 pour des valeurs assez faibles de la tension U_s (70 volts environ). Une impulsion de tension ou un faible courant de fuite de l'anode suffiront alors à amener l'isolateur à l'état B, puis à l'état C, correspondant à $U_s = 40$ volts, comme indiqué au paragraphe précédent.

Les phénomènes qui se produisent ici ont une grande analogie avec ceux qui se produisent dans une tétrode-écran haute fréquence (genre A 442 ou E 442 Philips), et donnent naissance à l'effet *dynatron* (résistance négative dans les lampes écran où l'écran est porté à une tension supérieure à celle de la plaque) dû à une émission excessive d'électrons par l'anode de la tétrode.

Dans le cas présent, les électrons secondaires émis par les surfaces des isolateurs, en particulier par l'ampoule de verre, sont absorbés par l'*anode* ; l'allure générale des phénomènes d'émission secondaire est conditionnée par la tension de cette dernière. Si la tension de cette dernière est plus petite que la tension pour laquelle le nombre d'électrons secondaires émis est égal au nombre d'électrons primaires incidents plus 10 volts, ou « tension critique », il n'y aura qu'un état d'équilibre stable, correspondant à $U_s \cong 0$ volt. Le chiffre de 10 volts donné n'est d'ailleurs qu'approché, il correspond sensiblement à la différence des travaux nécessaires à l'extraction d'un électron secondaire et à sa capture par l'anode. On s'efforcera, en pratique, d'utiliser le tube avec des tensions anodiques *inférieures* à la tension critique. Ceci est facile, en principe, quand il s'agit de tubes haute fréquence dont l'anode n'est soumise qu'à des potentiels oscillants de l'ordre de quelques volts ; mais le problème se complique quand il s'agit de lampes basse fréquence, surtout de *puissance*, d'autant que, en fait, ce n'est pas seulement l'anode qui peut capter des électrons secondaires, mais toute électrode (écran par exemple), portée à un potentiel élevé, supérieur à la tension critique.

Dans ce qui va suivre, nous allons admettre que c'est l'anode seule qui capte les électrons secondaires.

Lorsque l'on fait varier la tension anodique de 0 à U_s en croissant ou en décroissant, et que l'on étudie le comportement d'une pièce isolante émettant des électrons secondaires, la courbe exprimant la valeur du potentiel U_e de cette pièce isolante, en fonction de U_s, prend une allure très particulière rappelant les courbes d'aimantation des métaux ferromagnétiques, du fait de l'irréversibilité de la courbe $U_e = f(U_s)$ (fig. 1 *bis*).

Ce phénomène s'explique de la manière suivante :

Supposons d'abord que U_s et U_e soient élevés ; lorsque U_s change, la tension de l'isolant varie dans le même sens, et on a toujours sensiblement $U_s - U_e = 10$ volts, tant que U_s reste supérieur à la tension critique U_c. Si U_s devient inférieur à U_c, l'émission d'électrons secondaires par l'isolant cesse, et U_e tombe brusquement à une valeur voisine de zéro, jusqu'à ce que U_s atteigne la valeur zéro. Si on fait à nouveau croître U_s, U_e reste nul même si U_s dépasse la valeur de U_c, jusqu'à ce que, par courants de fuite, effets photoélectriques, et princi-

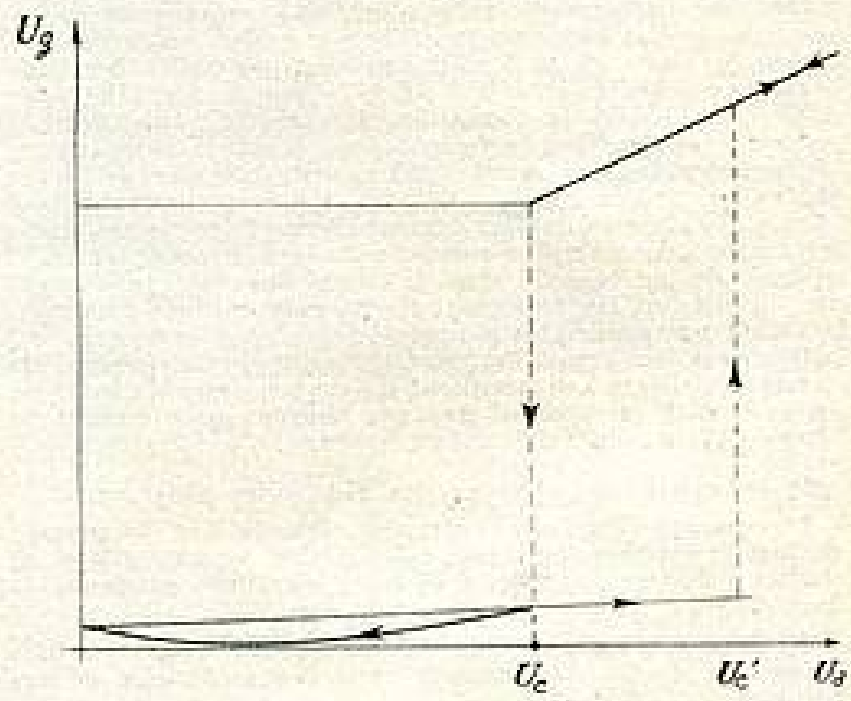


Fig. 1 *bis*. — *Variation de la tension d'une pièce isolante donnant lieu à émission secondaire.*

palement par influence (du fait de la croissance de U_s), la tension U_e se mette à croître *rapidement* de manière à atteindre une valeur telle que l'isolant recommence à émettre des électrons secondaires, et se stabilise à une valeur telle que, à nouveau, $U_s - U_e = 10$ volts.

Mais la valeur de U_s provoquant cette montée brusque de U_e est plus élevée quand U_s *croît* que quand U_s *décroît* (ce qui est d'ailleurs fréquent dans le cas de phénomènes d'ionisation, tels que l'allumage des lampes au néon), et le phénomène peut être à bon droit qualifié d'irréversible.

II. — Conséquences pratiques des phénomènes d'émission secondaire par les isolants

a) Dans les lampes basse fréquence de puissance

Comme nous l'avons déjà indiqué dans la première partie de cet exposé, l'émission d'électrons secondaires sera particulièrement gênante dans le cas des *lampes finales*, comme on peut d'ailleurs s'en douter en examinant la figure 1 : les grandes variations du potentiel anodique font que la tension des surfaces isolantes émettant des électrons secondaires varie de façon discontinue quand la tension plaque varie de façon continue. Ces variations de tension discontinues produisent par couplage capacitif (ou influence électrostatique, ce qui, en fait, est la même chose), des impulsions de tension sur la grille de commande, qui, lorsque l'impédance du circuit grille est suffisamment élevée, produisent des impulsions de courant brutales dans le circuit plaque. Ces impulsions de courant se traduisent acoustiquement par des claquements extrêmement désagréables pour l'auditeur. Elles se manifestent surtout pendant les *forte*, quand l'amplitude des variations de tension est maximum, et on peut d'ailleurs les mettre facilement en évidence à l'œil en traçant à l'oscilloscope cathodique la courbe $I_a = f(U_a)$. La tension d'impulsion ΔU_g ramenée à la grille est définie (fig. 2) en fonction de ΔU_s saut de tension de la partie isolante de l'ampoule par la relation :

$$\Delta U_g = \frac{\Delta U_s \times R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{C_{ag}^2 \omega^2}}}$$

avec $\omega = 2\pi f$

f_1 étant la fréquence fondamentale obtenue en décomposant en série de Fourier l'impulsion, l'on peut prendre, en première approximation $f_1 = \frac{2}{\tau}$, si τ est la durée de l'impulsion.

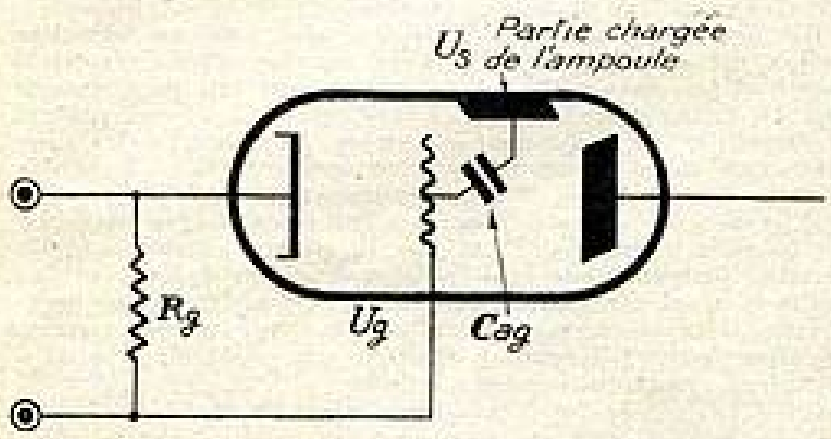


FIG. 2. — *Génération d'impulsions parasites du fait de l'émission secondaire de la paroi de verre de l'ampoule.*
Ca — g = capacité ampoule — grille.

La figure 3 représente la courbe courant anodique-tension anodique dans le cas étudié : on y constate l'existence de deux pointes de courant très courtes qui, dans le cas de fortes tensions alternatives d'attaque, donnent lieu à de nombreux harmoniques dûs à une forte distorsion non linéaire.

b) Multiplicité des caractéristiques

Il est bien évident que si des parties isolantes de la lampe sont sujettes à un bombardement par électrons primaires, leur potentiel influera d'une part sur le courant cathodique total, d'autre part sur le partage du flux total d'électrons entre les diverses électrodes du tube.

Cas de la triode : Lorsque l'on détermine la courbe caractéristique $U_a = f(I_a)$ d'une triode dans laquelle se produisent des phénomènes d'émission secondaire, on obtient des courbes du type représenté figure 4.

Quand on fait croître la tension anodique à partir de zéro, le potentiel de l'isolant étant nul, on obtient une caractéristique du type C. Quand U_a atteint la valeur critique U_c, l'isolant prend une tension d'équilibre positive, et il se produit une discontinuité dans la croissance du courant anodique. Quand la tension anodique décroît, le courant anodique décrit la branche c' de la courbe.

Cas de la penthode HF : L'anode, dans ce type de lampe, est constituée en général par une toile métallique. Si la paroi de l'ampoule est susceptible de donner naissance à des électrons secondaires, les courants d'anode et d'écran ont les allures indiquées sur les courbes de la figure 5, qui ne sont pas sans analogie avec celles de la figure 1.

Si U_a est petit, le potentiel de l'ampoule est nul, si bien que les électrons franchissant accidentellement les mailles de la plaque sont repoussés par la paroi de verre. Une partie de ceux-ci revient sur l'écran. Si, lorsque U_a décroît, la tension de la paroi de l'ampoule atteint

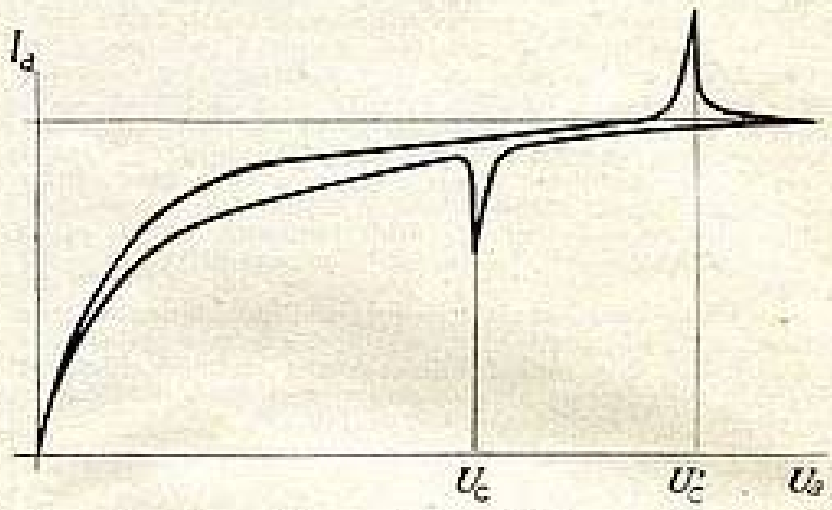


FIG. 3. — *Allure de la courbe Ia = f (Ua) dans le cas où il y a émission secondaire par les isolants (penthode B.F.).*

une valeur positive, un grand nombre d'électrons dépassent la plaque, et engendrent un nombre correspondant d'électrons secondaires, dont l'énergie est d'ailleurs insuffisante pour atteindre l'écran. A cet accroissement brusque du potentiel de l'ampoule, doit correspondre une augmentation brutale du courant anodique, accompagnée d'une diminution sensiblement égale du courant écran. C'est l'inverse quand la tension anodique tombe au dessous de U_c.

c) Amortissement et désaccord des circuits haute-fréquence

a) Action sur la grille : Dans le cas d'une penthode HF qui possède des caractéristiques (multiples) comme dans le cas du paragraphe précédent, les phénomènes

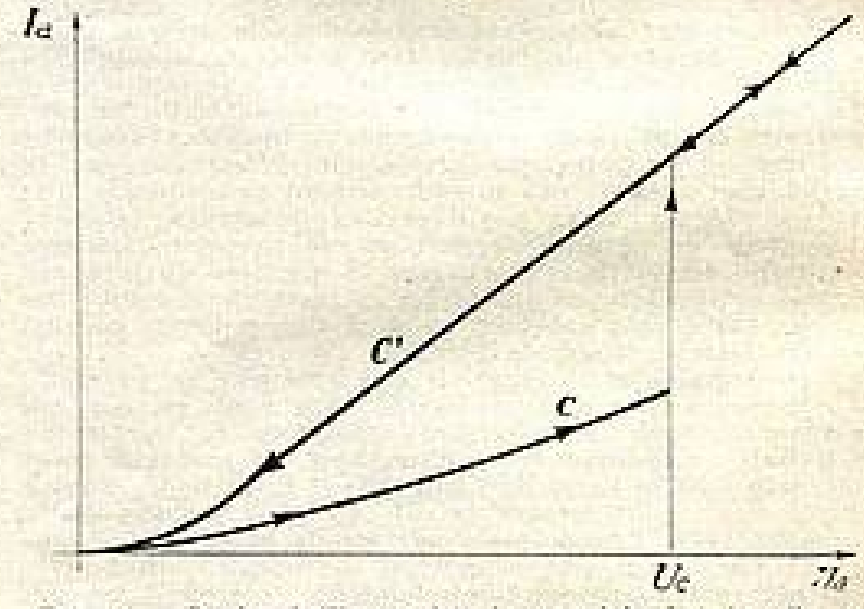


FIG. 4. — *Courbes Ia/Ua relatives à une triode dans laquelle se produisent des phénomènes d'émission secondaire.*

d'émission secondaire par les isolants peuvent perturber le comportement des circuits connectés à la dite penthode ; ce sont principalement les variations de potentiel des isolants provoquées par les oscillations de la tension anodique qui sont gênantes, surtout quand (et c'est fré-

quemment le cas) la capacité C_{ag} de l'ampoule par rapport à la grille de commande est élevée. Dans ce cas, tout comme dans le cas d'une triode non neutrodynée, les variations de potentiel de l'ampoule produiront, en agissant sur la grille de commande, un amortissement et un désaccord du circuit grille extrêmement gênants par leur ampleur.

b) Action sur l'anode : La capacité parasite C_{a-an} de l'ampoule par rapport à l'anode produira sur le circuit HF de sortie les mêmes effets gênants que C_{ag} sur le circuit d'entrée, qui se traduisent expérimentalement par une diminution de l'impédance interne de la lampe.

c) Action sur la cathode : Il arrive fréquemment que, pour éviter des actions électrostatiques gênantes, l'ampoule de verre soit métallisée extérieurement, ou même enclose dans un blindage métallique. Ces blindages peuvent être extrêmement nuisibles quand l'ampoule émet des électrons secondaires, car ils constituent un véritable court-circuit haute fréquence entre la cathode et l'ampoule, le potentiel de cette dernière ne variant plus, dans ces conditions, au rythme de la tension anodique, puisque l'on a mis en parallèle sur le circuit cathode-anode l'impédance du circuit cathode-source d'émission secondaire-anode, qui est en général faible, puisque $C_{a/an}$ et la capacité ampoule-cathode, grâce à la métallisation, sont élevées.

Cette impédance parasite shuntant l'impédance interne statique (cathode-anode) de la lampe, par une impédance peut-être dix fois plus faible, amortit considérablement le circuit HF de sortie — compte non tenu de l'amortissement déjà étudié au paragraphe 3*b*.

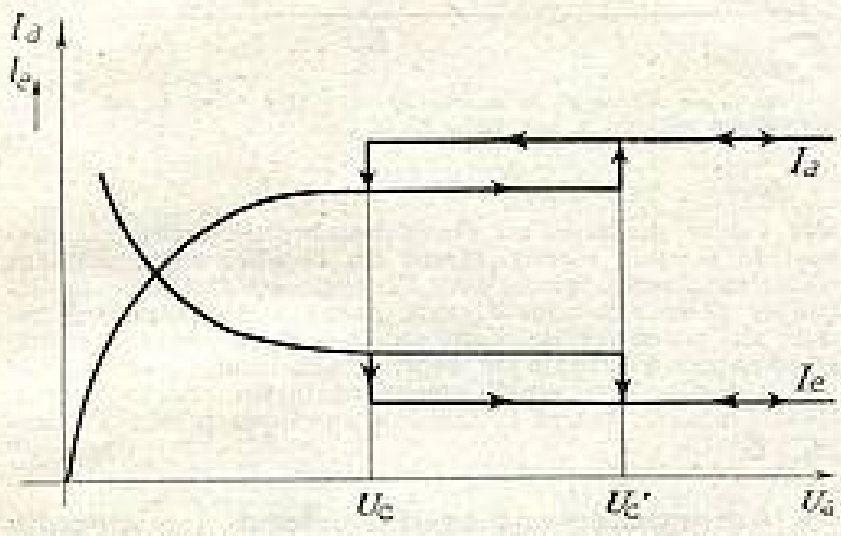


FIG. 5. — *Variations continues du courant anodique et de grille écran dans le cas d'une penthode H.F., dont l'ampoule donne naissance à des phénomènes d'émission secondaire.*

Heureusement, les effets étudiés dans le présent paragraphe, dépendent de *l'ordre* dans lequel on applique la tension de chauffage et la haute tension à la lampe (voir la première partie de l'article). Ils disparaissent la plupart du temps si on cesse pendant quelques secondes d'alimenter le tube, car l'émission d'électrons par la cathode ne cessant pas instantanément provoque la disparition des charges positives des isolateurs, telle que l'ampoule de verre. Nous venons de résumer ci-dessus l'opinion de ROTHE et KLEEN sur la question du blindage extérieur des lampes, mais elle est nettement combattue par DEKETH, dans son ouvrage déjà cité, pour les raisons très valables exposées ci-dessous :

Les impulsions de tension qui amènent la paroi de l'ampoule à une tension Us, positive sont, en général, provoquées par une division capacitive de la tension alternative anodique, grâce, d'une part, à la capacité entre la surface de la paroi de l'ampoule et la cathode, d'autre part, à la capacité entre la dite paroi et l'anode. Si la capacité entre l'anode et la surface de la paroi de l'ampoule est grande par rapport à la capacité entre cette surface et la cathode, l'impulsion de tension à la surface de la paroi de l'ampoule est grande et cette paroi émet alors des électrons secondaires en quantité suffisante pour garder une tension positive élevée stable : si c'est la capacité paroi-cathode qui est prépondérante, les impulsions en question sont très diminuées, ce qui fait que la paroi de l'ampoule ne peut atteindre une tension positive telle qu'elle émette des électroons secondaires, et les bruits insolites, distorsions, etc..., disparaissent.

Il semble donc que l'on ait intérêt, *tout au moins en BF* à métalliser au contraire (comme cela a été fait pour les tubes EL.3, EL.5 et EL.6), la partie inférieure *extérieure* de l'ampoule, et relier le métal à la cathode.

Personnellement, nous pensons que le blindage extérieur n'a que des avantages car les incidences des variations tensions plaques, dans les penthodes HF, nous paraissent très réduites parce que :

α) Les variations de la tension plaque dans ces lampes ne dépassent guère, en général, 1 volt efficace.

β) Les électrons secondaires émis par la paroi sont en général arrêtés par la grille « suppressor » qui est à la même tension que la cathode. Signalons d'ailleurs qu'une ampoule *tout métal* (comme dans certains tubes américains) supprime la plus grande partie des causes de perturbations par électrons secondaires.

Cas particulier des klystrons auto-oscillateurs (1.500 à 50.000 Mc/s)

Dans les klystrons auto-oscillateurs, et plus spécialement les klystrons Reflex, où la fréquence produite dépend aussi bien des capacités internes du tube, que des tensions de ses diverses électrodes, qui régissent la vitesse des électrons utiles, les variations de charges périodiques dues aux électrons secondaires des isolateurs agissent évidemment sur les vitesses et trajectoires des dits électrons, provoquant des variations *périodiques* de la fréquence émise, qui sont *extrêmement* gênantes, puisque une variation relative de 1 0/00 de celle-ci, à 3.000 Mc/s, correspondent à un décalage de 3 Mc/s.

Rappelons à ce propos que, dans les klystrons auto-oscillateurs, la fréquence émise est liée directement à la vitesse des électrons, elle-même proportionnelle à la racine carrée de la tension d'accélération (si celle-ci est $\leqslant$ 10.000 volts — sinon il y a à faire une correction de « relativité ») ; le vrai nom des klystrons (car « klystron » est une marque de fabrique tout comme « klaxon » ou... « gibus ») est d'ailleurs « tubes à modulation de vitesse ». Les phénomènes d'émission secondaire étaient d'ailleurs particulièrement gênants dans les premiers klystrons reflex, et voici pourquoi :

La fréquence de l'oscillation émise par un klystron reflex est étroitement liée à la tension d'une électrode particulière ou « réflecteur » qui a pour but de renvoyer les électrons vers leur région d'origine, ce qui permet *de moduler en fréquence ces tubes*. Or, lorsque des phénomènes d'émission secondaire avaient lieu à l'intérieur des tubes, il se produisait un phénomène « d'hystérésis » très analogue à celui représenté figure 1 : la fréquence émise n'était pas la même suivant que la tension du réflecteur était pour une même valeur instantanée — croissante ou décroissante. Ce phénomène excessivement gênant n'a pu être éliminé que par une construction particulièrement étudiée, au point de vue trajectoires électroniques, des tubes.

d) Influence des parasites

Les électrons secondaires engendrés par bombardement électronique de la surface des isolateurs possèdent en général de faibles vitesses, par rapport aux électrons primaires : ceux-ci sont en effet animés de vitesses de l'ordre de 200 à 300 *électrons-volts*, tandis que la vitesse des électrons secondaires n'est *en général* que de 2 à 10 (au maximum) *électrons-volts* (1).

Ils sont donc beaucoup plus sensibles que les électrons primaires à l'influence des champs magnétiques alternatifs parasites qui peuvent se rencontrer dans les récepteurs ou amplificateurs radioélectriques de tous types, et qui les dévieront facilement de leurs trajectoires normales, donnant ainsi naissance à des ronflements à des fréquences égales ou multiples (harmoniques) de celle des champs parasites.

Suppression des phénomènes gênants

Cette question regarde principalement les constructeurs de lampes mais son intérêt didactique nous incite cependant à la traiter. Nous le ferons prochainement.

(1) Une vitesse dite de N électron-volts correspond à la vitesse de $595 \times \sqrt{N}$ km/s que prend un électron accéléré par une tension de N volts (compte non tenu de la correction de relativité).

EQUIPEMENT DE CONTROLE D'UNE FABRICATION

par Robert ASCHEN, Ing.-docteur

Appareils de contrôle

Nous avons déjà décrit une série d'appareils permettant le contrôle des pièces détachées et notamment des bobinages. Nous allons aujourd'hui décrire quelques appareils destinés à un contrôle sévère d'une chaîne de fabrication.

L'appareil de première importance est certainement l'analyseur panoramique, car il permet un alignement rapide et précis des transformateurs M.F. et de la commande unique. Nous avions décrit cet appareil dans cette revue, ainsi que toutes les applications qu'il offre en vue d'un alignement parfait.

Un autre appareil de même importance est notre analyseur B.F. qui a été également décrit dans *La T.S.F. pour Tous* et dont une version simplifiée est en cours de réalisation depuis quelques mois.

L'analyseur B.F. permet la mesure des distorsions de toute la partie basse fréquence. Il facilite le réglage des tensions de polarisation, l'adaptation des charges et certaines mesures électroacoustiques.

Toutes les distorsions, même celles provenant du circuit de commande automatique de gain (anti-fading), peuvent être mesurées.

Nous recommandons vivement à nos lecteurs de revoir nos études concernant ces deux appareils.

Si l'on se contente d'une mise au point moins rapide avec des moyens plus modestes, on peut employer un analyseur apériodique fonctionnant en H.F. et en B.F., ainsi qu'un analyseur de fréquence.

Analyseur apériodique

L'analyseur apériodique de construction simple est celui de la figure 1. Il fonctionne en H.F. ou en B.F. Muni d'un outputmètre, il permet d'effectuer les principales mesures de sensibilité à condition de relier l'entrée du récepteur à un signal H.F. étalonné.

On peut ainsi mesurer toutes les sensibilités aux points 1, 2, 3, 4, 5, etc., de la partie H.F., M.F. et B.F. du récepteur. L'analyse en B.F. s'effectuera de la même manière depuis le circuit de détection jusqu'au transformateur de sortie.

Si nous voulons maintenant effectuer des mesures précises sur les bobinages H.F. et M.F., l'analyseur de la figure 1 ne convient plus à cause de son entrée apériodique.

Analyseur de fréquence simple

L'appareil que nous préconisons dans ce but est celui de la figure 3. Son circuit d'entrée est accordé et étalonné en fréquence. On peut ainsi mesurer n'importe quelle fréquence depuis l'antenne jusqu'au dernier circuit M.F. L'appareil complet ne comporte ni oscillographe ni instrument de mesure et sa construction est réduite à sa plus grande simplicité.

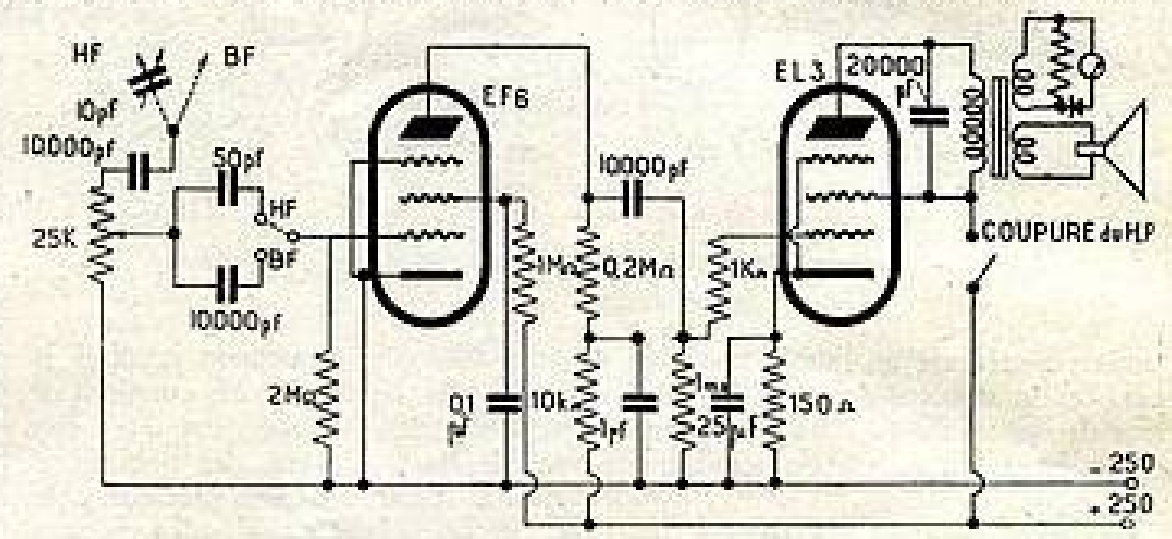


Fig. 1. — *Contrôleur simplifié fonctionnant en H.F. et B.F.*

Le circuit d'entrée comporte une self L_1 montée en série avec une self L_2, appelée self exploratrice. Aux bornes de ces selfs se trouve un condensateur ajustable C_3. L'ensemble L_1-L_2-C_3 est interchangeable et se monte sur un coffret suivant la disposition de la figure 4. A l'intérieur du coffret se trouve le C.V. principal C_1 avec son trimmer C_2, ainsi qu'un tube amplificateur-détecteur suivi d'un œil magique.

Le circuit L_1-L_2-C_3 se présente sous la forme indiquée par la figure 5, forme rigide qui nous oblige de rapprocher la bobine d'exploration avec le bobinage à mesurer, ce qui demande une certaine manipulation de l'appareil.

L'erreur de mesure ne dépasse pas 0,3 % en fréquence et ceci dans le cas d'un couplage très serré entre circuit à mesurer et bobine exploratrice. Il suffit de rapprocher la bobine exploratrice près d'un bobinage pour lire au cadran la fréquence de ce dernier après avoir réglé le circuit d'entrée à l'œil magique.

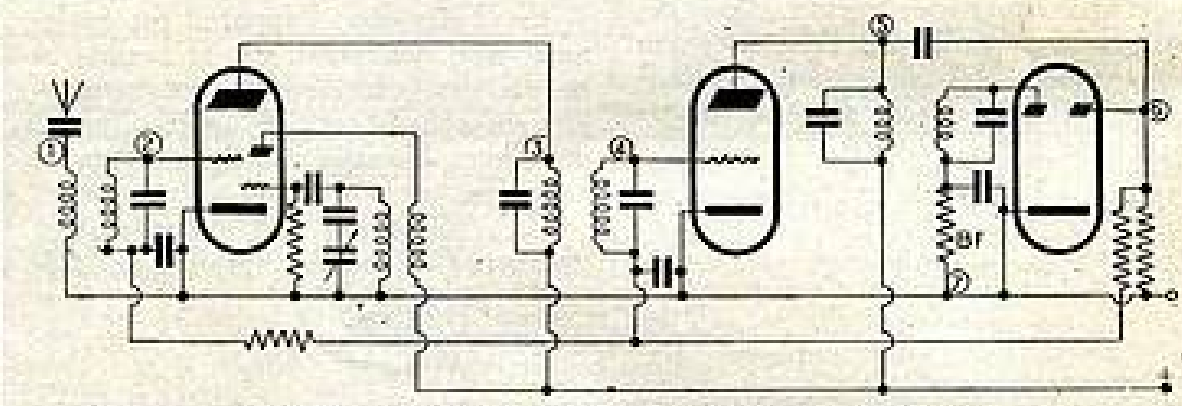


Fig. 2. — *Schéma de principe du récepteur à contrôler.*

La sensibilité de l'appareil de la figure 3 est telle que l'on constate une déviation de l'œil magique pour une tension induite de 60 microvolts !

Bien entendu il faut changer le circuit L_1-L_2-C_3 si l'on passe d'une gamme à une autre. Les gammes préconisées peuvent être les suivantes : 40 à 100 Kc/s, 100 à 300 Kc/s, 300 à 1.000 Kc/s, 900 à 3.000 Kc/s, 3 Mc/s à 9 Mc/s, 9 Mc/s à 30 Mc/s et 30 Mc/s à 50 Mc/s.

L'appareil peut ainsi rendre de grands services, car il suffira de rapprocher la bobine exploratrice d'un circuit d'antenne, oscillateur ou moyenne fréquence pour mesurer immédiatement la fréquence. On peut vérifier la commande unique entre oscillateur et circuit H.F. en relevant les fréquences aux trois points d'alignement de chaque gamme. Dans le cas d'un filtre de bande, on accordera chaque circuit à l'aide du fréquencemètre. On peut également mesurer la qualité des bobinages en couplant le fréquencemètre d'une manière fixe avec le banc d'essais des bobines et blocs. L'appareil est très précieux pour déceler une panne, car il suffit de faire du « signal tracing » en couplant L_2 avec chaque bobinage. Dans les récepteurs F.M., où l'alignement à l'oscillographe est encore assez délicat, on utilisera avec succès le système décrit ci-dessus.

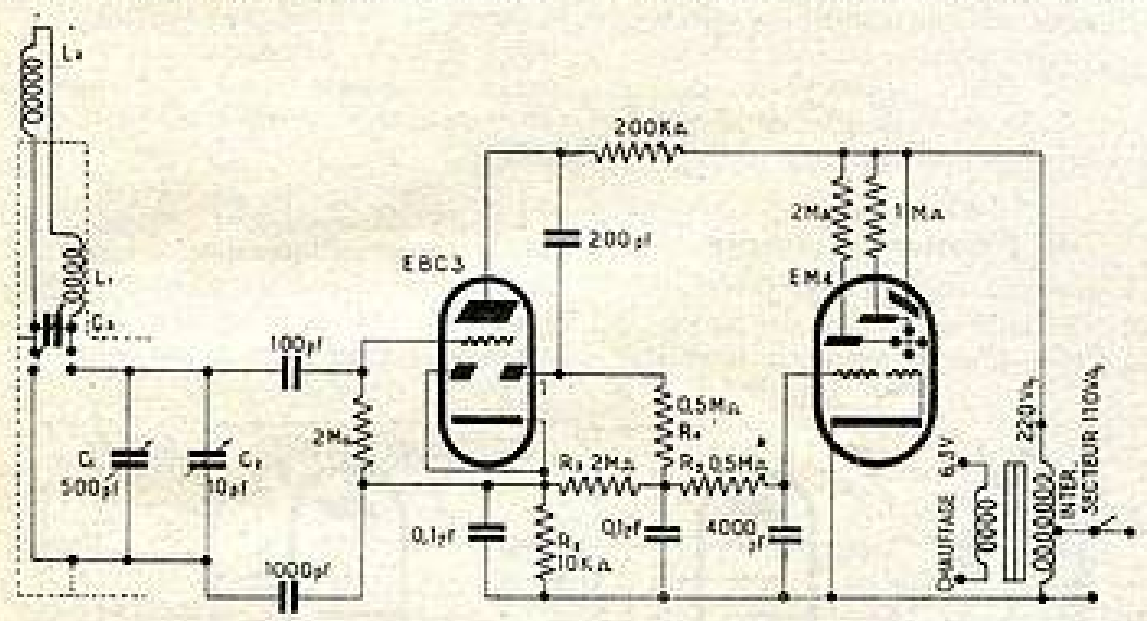


FIG. 3. — *Analyseur de Monsieur H. Jacobs. — Mesure des fréquences.*

L'appareil présente un intérêt considérable, car sa stabilité correspond à une erreur de lecture de 1 % au maximum.

A quoi est dû la grande sensibilité de l'appareil ?

Le circuit d'entrée est relié à un tube détectant par la grille. La charge est insérée dans la cathode et reliée à la grille de l'œil magique. Lorsque le tube détecte, la tension à la cathode varie ainsi que celle de la grille de l'œil magique. Pour éviter une tension positive à la grille de celui-ci, on applique une fraction de la tension d'alimentation (non filtrée) à la diode N° 1 et celle-ci produit par son courant une chute de tension dans R_3 polarisant la grille de l'œil magique négativement. L'alimentation de l'appareil se fera à l'aide d'un autotransformateur 110-220 volts.

La self $L_2 = \frac{L_1}{20}$. On peut calculer $L_1 + L_2$ comme suit :

$$L_2 + L_1 = \frac{(F_{max}^2 - F_{min}^2) \times 10^6}{4\pi^2 \times F_{max}^2 \times F_{min}^2 (C_{max} - C_{min})}$$

où C est en pF, F en Mc/s et L en μH.

Le cadran sera étalonné en fréquence avec une précision aussi grande que possible et il comportera autant de gammes que de bobines d'entrée. Son réglage sera aussi précis que possible et sans jeu.

Emploi de l'analyseur de fréquence en télévision

En Télévision, l'appareil est également très intéressant, car il facilite la mesure des bobines de correction montées sur châssis avec les tubes allumés, donc avec les capacités dynamiques en parallèle.

En employant un condensateur trimmer C_2 comme vernier de fréquence avec un cadran spécial étalonné pour les fréquences très élevées, on peut relever les accords des circuits H.F. en Télévision. La bobine L_2 sera alors assez proche de la bobine L_1 pour obtenir l'accord sur 46 Mc/s. Le condensateur C_3 sera supprimé et le condensateur C_1 sera réglé sur sa capacité minimum. La lecture se fera à l'aide du cadran du condensateur C_2.

On peut, dans ces conditions, effectuer la mesure des fréquences H.F. du téléviseur et obtenir un décalage parfait en peu de temps.

Le réglage des circuits réjecteurs se fera de la même manière.

Toutes ces applications nous montrent l'intérêt de ce petit appareil de contrôle qui convient très bien à une fabrication artisanale, où l'on cherche avant tout la qualité dans chaque circuit.

L'analyseur de fréquence combiné avec un analyseur apériodique comme celui de la figure 1 feront un équipement précieux pour une fabrication d'appareils récepteurs de types divers, où la durée de mise au point ne joue qu'un rôle secondaire.

Contrôle des récepteurs à modulation de fréquence

La fabrication des récepteurs F.M. et des récepteurs de Télévision exige un contrôle spécial où la mesure des fréquences joue un rôle primordial.

Une grande firme américaine vient de lancer un appareil comme celui décrit ici en augmentant la gamme de fréquences jusqu'à 400 Mc/s.

La bobine exploratrice avec son C.V. ainsi que le tube d'entrée se trouvent placés dans un petit boîtier que l'on rapproche du circuit à étudier. Ce boîtier est relié à l'alimentation et à un microampèremètre à l'aide d'un cordon souple. L'appareil présente ainsi une capacité résiduelle très faible, ce qui explique ses possibilités.

Il permet une foule de mesures aux fréquences élevées et beaucoup de ces mesures se rapportent à la qualité des circuits, donc à la qualité des bobines et des condensateurs qui varient plus ou moins la fréquence d'accord.

L'étalonnage est tellement précis que l'on peut mesurer l'impédance d'un circuit en le désaccordant pour que sa tension tombe de U_0 à $\frac{U_0}{\sqrt{2}}$.

On obtient ainsi la surtension $Q = \frac{F_0}{2\Delta f}$ et partant de là l'impédance du circuit.

Le contrôle de toutes les pièces intervenant dans la fabrication des circuits de Télévision ou des circuits F.M. se trouve ainsi réalisé.

L'appareil peut servir également pour la mise au point des circuits d'émission, où l'on veut mesurer le taux des harmoniques ou le rayonnement parasite.

Il est donc possible de modifier l'appareil de la figure 3 si l'on veut effectuer des contrôles uniquement sur des récepteurs F.M. ou T.V. en séparant le circuit et le tube d'entrée.

Bien entendu, toutes ces mesures exigent un générateur H.F. d'une bonne stabilité de fréquence et de tension. Il peut être à points fixes dans le cas d'une fabrication importante ou à déroulement continu dans le cas d'une fabrication artisanale.

Dans une distribution par câble, toute mesure précise est impossible si l'on ne dispose pas d'un voltmètre H.F. à l'entrée du banc d'essais.

Mesure du taux de « cross-modulation » d'un téléviseur

La distribution sur câble présente également beaucoup d'inconvénients dans le cas d'une chaîne de téléviseurs où la mesure de la cross-modulation est indispensable. Celle-ci exige deux signaux, l'un est celui du son à 42 Mc/s et l'autre celui de la vision à 46 Mc/s. Il faut donc injecter ces deux signaux à l'entrée du récepteur pour contrôler l'efficacité de la réjection et le taux de cross-modulation qui en résulte.

Nous pouvons effectuer ces mesures en accordant notre appareil sur 46 Mc/s et 42 Mc/s et en mesurant le signal à l'entrée dans chaque cas correspondant à la même déviation de l'œil magique.

Il reste néanmoins la cross-modulation due au changement de fréquence et celle-ci me semble l'inconvénient principal du super.

Seul un contrôle par l'image nous renseignera sur ce taux. On peut employer un premier générateur H.F. accordé sur 46 Mc/s et modulé par une mire et un deuxième générateur H.F. accordé sur 42 Mc/s, modulé par une fréquence de 1.000 c/s avec un taux de 100 %. En réglant d'abord la tension de sortie du premier à 1 mV, on fera ensuite varier celle du second entre O et X millivolts, X étant la tension en mV à partir de laquelle on constate l'apparition du son, c'est-à-dire du 1.000 périodes.

Le rapport X mV sur 1 mV nous renseigne sur le pouvoir séparateur des deux canaux. On effectuera cette mesure pour 2 mV, 3 mV, etc., en variant chaque fois le signal du son depuis 0 mV à une valeur correspondant à l'apparition de l'interférence provenant du 1.000 périodes. Une telle courbe nous montre la plage des tensions où le téléviseur fonctionne dans les meilleures conditions. Partant de ces données, on peut calculer l'atténuateur que l'on peut employer à l'entrée lorsque l'appareil fonctionne près d'une station.

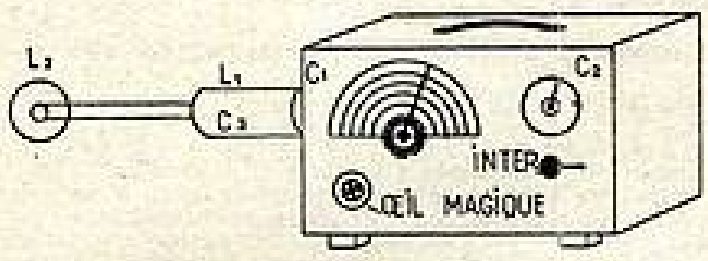


Fig. 4.

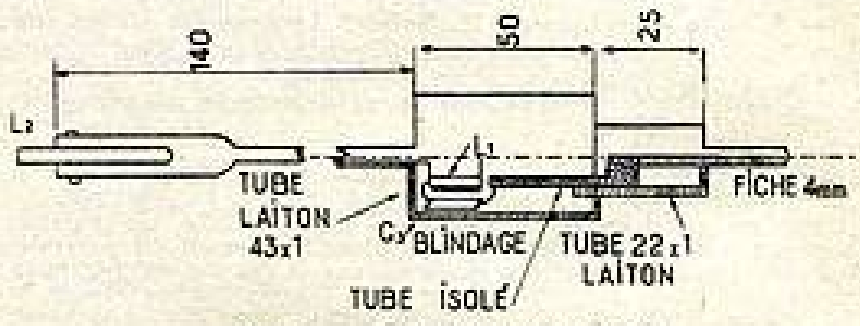


Fig. 5. — *Détails de construction.*

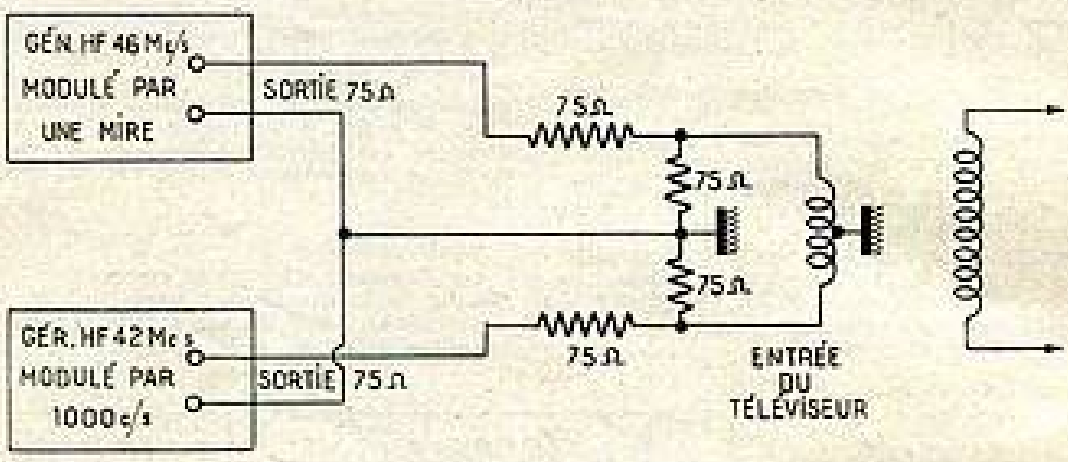


Fig. 6. — *Contrôle des Téléviseurs.*

Ces mesures doivent être effectuées en fin de chaîne pour éviter des surprises très désagréables à l'installateur. L'installation de mesures est celle de la figure 6.

Bibliographie

RÉALISATION DE L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE, par R. Gondry, 1 volume broché de 160 pages format 13,5 × 21, illustré de 144 figures. Editions Radio, Paris.

C'est, en somme, la seconde partie d'un premier ouvrage du même auteur portant le titre « *Principes de l'oscillographe cathodique* ». L'auteur donne les indications nécessaires pour la construction d'oscillographes du type « amateur » ainsi que des accessoires classiques : bases de temps, amplificateurs, etc...

L'OSCILLOGRAPHE AU TRAVAIL, par P. Haas, 1 volume broché de 224 p., format 13,5 × 20, illustré de 347 figures. Editions Radio, Paris.

Le plan général de l'ouvrage est le suivant : l'oscillographe, outil perfectionné. Etude des grandeurs électriques. Etude des montages. Etude des circuits. L'oscillographe dépanné par lui-même. Compléments divers.

APPLICATIONS D'ELECTRICITE, par P. Destray, 1 volume broché de 286 pages format 16 × 25, illustré de 226 figures. Dunod, éditeur, Paris.

C'est, comme son nom l'indique, un volume spécialement consacré à des problèmes d'électricité et de radioélectricité. Le niveau correspond aux examens de Radio opérateur de première et de deuxième classe (Marine marchande, Aéronautique civile, Transmissions de la France d'outre-Mer).

Beaucoup des problèmes traités ont été déjà donnés à des sessions d'examens.

LES LAMPES A ECLAIRS LUMIERE BLANCHE ET LEURS APPLICATIONS, par Marcel Laporte, 1 volume 90 pages papier couché, broché, format 16,5 × 25,5, illustré de 82 figures. Editions Gauthiers-Villars, Paris.

Les lampes à éclairs lumière blanche ont été inventées par l'auteur au cours d'un travail à la Faculté de Nancy, il y a plus de dix ans.

L'éclair est produit par la décharge d'un condensateur à travers un tube contenant l'un des gaz rares de l'air.

Les propriétés essentielles sont :

a) Brièveté de l'éclair ;

b) La lumière produite par les tubes à krypton ou xenon est blanche : elle est constituée par un rayonnement donnant naissance à un spectre continu s'étendant de l'infrarouge à l'ultra-violet (au moins jusqu'à 2.000 A°) ;

c) L'intensité instantanée peut dépasser plusieurs millions de bougies.

Après une étude physique très détaillée du phénomène, l'auteur cite de nombreuses applications dont la plus importante est la photographie instantanée (photographie de projectile par exemple).

ANALYSE DES QUALITÉS D'UN RÉCEPTEUR :

PROCESSUS DE L'ALIGNEMENT DES CIRCUITS D'ACCORD ET DE L'OSCILLATEUR

par Robert ASCHEN, Ing.-docteur, Professeur à l'Ecole Centrale de T. S. F.

Sous la direction de M. Robert Aschen, les élèves ingénieurs de l'Ecole centrale de T. S. F. ont effectué, au laboratoire de l'Ecole, l'analyse des différents étages d'un récepteur de radiodiffusion, par les méthodes dynamique et cinématique.

Ces articles, qui se succèdent depuis le numéro 260 (juin 1950), sont le « fruit » de leurs manipulations.

J. R.

Avant de commencer les opérations de l'alignement, il faut s'assurer que le cadran est bien calé sur l'axe du condensateur variable.

Le réglage d'intensité du récepteur sera toujours placé sur le maximum.

Le générateur sera toujours branché par l'intermédiaire d'un condensateur de 2.000 μμ F. à la borne « antenne » du récepteur.

Mode opératoire en P. O.

A. — *Alignement du cadran et du circuit d'entrée.*

Il s'agit de faire coïncider les fréquences du circuit d'entrée pour diverses positions du C. V. avec les repères correspondants du cadran. A cet effet, un trimmer est généralement prévu en dérivation sur le circuit d'accord. Si le bobinage accord est correctement établi, le réglage de ce trimmer doit suffire.

a) Au moyen d'un générateur pourvu d'un multivibrateur :

On règle le générateur sur 1.400 kc en modulant à 30 % par 400 périodes.

On règle le C. V. de manière que l'aiguille du cadran se trouve sur la graduation correspondant à 1.400 kc.

Sans toucher au C. V. on fait apparaître le signal dans le haut-parleur en réglant le trimmer de l'oscillateur P. O. On ajuste le trimmer pour obtenir la plus grande déviation de l'indicateur de sortie.

Il faut maintenant régler le trimmer de la bobine d'accord P. O. Là encore, nous l'ajusterons pour obtenir le maximum de déviation de l'indicateur de sortie.

Passons maintenant au point padding, en amenant l'aiguille du cadran sur 574 kc :

1° La self induction du bobinage d'accord peut être réglée par déplacement du noyau magnétique. Nous réglons le générateur sur 574 kc et ajustons au maximum de déviation de l'indicateur de sortie, le padding du bobinage oscillateur (ou son noyau magnétique). Ensuite nous ajustons de la même manière le noyau magnétique du bobinage d'accord.

2° La self-induction du bobinage d'accord n'est pas réglable. Dès lors nous ne pourrons que vérifier l'alignement du circuit d'entrée sur le cadran. Sans rien changer au branchement du générateur au récepteur, on injecte dans ce dernier un signal produit par le multivibrateur. On ajuste alors le padding de l'oscillateur P. O. (ou son noyau magnétique) de manière à obtenir la plus grande déviation de l'indicateur de sortie.

Sans modifier la position du C. V. on injecte dans le récepteur une tension modulée de 574 kc, puis en modifiant lentement l'accord du générateur autour de cette fréquence, on cherche le maximum de déviation de l'indicateur de sortie. Si celui-ci a lieu pour 574 kc ou pour une fréquence qui n'en diffère que de 2 kc en plus ou en moins l'alignement est parfait. Sinon, le circuit d'entrée est mal adapté au cadran. Il faut alors modifier la valeur de la self-induction du bobinage P. O. du circuit d'entrée.

Il faut maintenant vérifier le troisième point de recoupement. A cet effet, on place l'aiguille du cadran sur 904 kc. On injecte un signal provenant du multivibrateur. En agissant sur le padding P. O. de l'oscillateur on cherche le maximum de déviation de l'indicateur de sortie. Ensuite nous injecterons une tension modulée de 904 kc et rechercherons pour quelle fréquence on obtient le maximum de déviation de l'indicateur de sortie. Si celui-ci a lieu pour la fréquence même ou pour une fréquence différente de plus ou moins 4 kc l'alignement du circuit d'entrée est parfait. Sinon, la courbe du C. V. ne concorde pas avec l'étalonnage du cadran.

b) Au moyen d'un C. V. séparé :

On dessoude d'abord la connection aboutissant aux armatures fixes de la case « oscillateur » du C. V., et l'on branche à sa place le C. V. indépendant.

1° L'aiguille du cadran du récepteur étant sur 1.400 kc, on injecte à l'entrée cette fréquence modulée à 30 % par 400 périodes.

2° On règle le C. V. séparé de manière à obtenir la tension de sortie maxima.

3° On ajoute le trimmer de l'accord de manière à augmenter la tension de sortie (le point trimmer du circuit d'entrée est alors réglé).

4° On injecte un signal modulé de 574 kc. On règle le C. V. accord sur cette fréquence et on cherche le réglage du C. V. séparé pour le maximum de tension de sortie.

5° Si l'écart de la position du C. V. du récepteur ne dépasse pas 2 kc de part et d'autre de 574 kc, le désaccord est admissible, sinon la self induction du bobinage d'accord n'a pas une valeur correcte. On peut tenter de la modifier soit en ajustant le noyau magnétique, soit en déplaçant des spires. Réajuster alors le trimmer.

6° Pour vérifier le point de recoupement moyen, on injecte un signal modulé de 904 kc, on règle le C. V. accord sur 304 kc et on cherche la tension de sortie maxima avec le C. V. séparé. L'écart ne doit pas dépasser 4 kc de part et d'autre de 904 kc Sinon le profil des lames du C. V. ne correspond pas à l'étalonnage du cadran.

C. Au moyen de l'analyseur cinématique :

Le générateur sera connecté à l'antenne du récepteur. L'analyseur sera relié à la plaque de la changeuse de fréquence du récepteur par un condensateur de 50 μμ F., selon le schéma ci-dessus.

En réglant l'accord sur chacun des points d'alignement, on injecte le signal de la fréquence correspondante. Si l'image obtenue n'est pas au centre de l'écran de l'oscillographe, la fréquence de l'oscillateur n'est pas correcte. On ajustera l'élément correspondant du circuit oscillateur jusqu'à ce que l'image soit centrée. Ensuite on ajuste les éléments du circuit d'accord pour obtenir le maximum d'élongation sur l'écran.

B. — *Alignement de l'oscillateur et du cadran :*

a) Au moyen du multivibrateur nous avons aligné le cadran et le circuit d'entrée. Le trimmer de l'oscillateur a déjà été accordé pour la fréquence de 1.400 kc. Il faut maintenant aligner sur 574 kc.

On place l'aiguille du cadran du récepteur sur cette fréquence et injecte un signal de 574 kc modulé à 30 % par 400 périodes.

Le circuit oscillateur peut comporter un padding réglable et un bobinage de self-induction fixe, ou inversement. On ajustera l'élément variable jusqu'à obtenir le maximum de déviation de l'indicateur de sortie. Ensuite on retourne sur 1.400 kc et on retouche légèrement le trimmer de l'oscillateur jusqu'à concordance parfaite avec le cadran.

Ce réglage obtenu on amène l'aiguille du cadran sur 904 kc et on injecte une tension de 904 kc modulée à 30 % par 400 périodes. On fait varier l'accord du générateur de part et d'autre de cette fréquence. Si l'écart est supérieur à 4 kc le désaccord est dû à une valeur incorrecte de la self du bobinage oscillateur ou du padding, soit d'un désaccord M. F.

b) Au moyen du C. V. séparé nous avons aligné le cadran et le circuit d'entrée. Pour aligner l'oscillateur sur le cadran on opère de la façon suivante :

1° On supprime le C. V. séparé et on rebranche la case du C. V. oscillateur du récepteur.

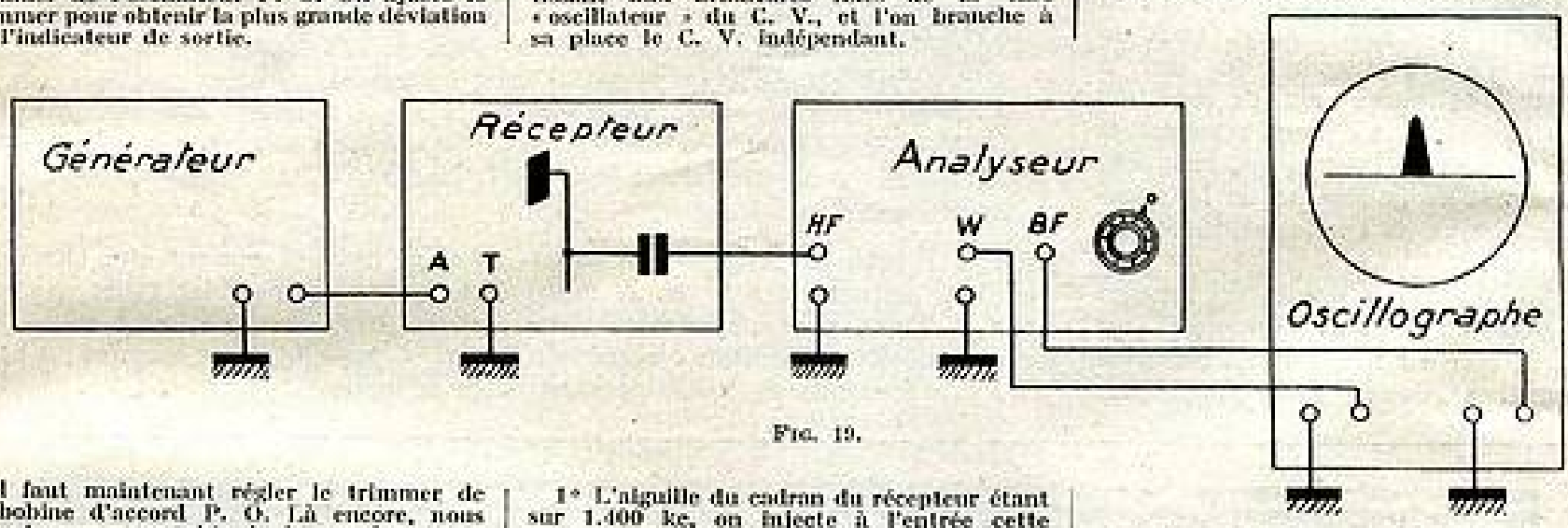


FIG. 19.

2° On place l'aiguille sur 1.400 kc et on injecte un signal modulé de cette fréquence.

3° On règle le trimmer oscillateur pour le maximum de tension de sortie.

4° On place l'aiguille sur 574 kc et on injecte un signal modulé de cette fréquence.

5° On règle le padding de l'oscillateur (ou le noyau magnétique du bobinage oscillateur) pour le maximum de tension de sortie.

6° On retouche le point trimmer en répétant les opérations 1 et 2.

7° On vérifie le point milieu en plaçant l'aiguille sur 904 kc et en injectant un signal modulé de cette fréquence. Si l'écart dépasse 5 kc, il y a soit désaccord M. F. soit une valeur incorrecte du padding ou de la self-induction du circuit oscillateur.

c) Au moyen de l'oscilloscope cinématique le procédé est le même que pour l'alignement du circuit d'entrée et du cadran. On ajuste les éléments correspondants.

Mode opératoire en G. O. et O. C.

La méthode est la même que pour la gamme P. O., toutefois l'alignement se trouve généralement simplifié faute d'un nombre suffisant d'ajustables.

Points d'alignement en G. O. :

264 kc 205 kc 160 kc

Points d'alignement en O. C. :

16 Mc 9 Mc 6,5 Mc

CE QUE DEVRAIT ETRE LE DOSSIER TECHNIQUE D'UN RECEPTEUR DE RADIODIFFUSION

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

Mon ami et élève Jack Rousseau est jeune, et je l'en félicite... Il est plein d'illusions — ce qui est précisément un des charmes de la jeunesse.

Dans son article, il expose sous une autre forme, quelques-unes des idées que j'exprime dans le mien (Comment je vois le récepteur idéal). *Il demande aux constructeurs de renseigner les techniciens sur les caractéristiques techniques précises de leurs récepteurs.*

Or, à de rares exceptions près, les constructeurs français s'y refusent.

On se perd en suppositions sur les motifs de ce refus, car la qualité d'un récepteur n'est pas dans son schéma, mais beaucoup plus dans la qualité du matériel et dans la manière dont il est construit, et mis au point.

Que les margoulins soient hostiles à présenter le dossier technique du récepteur, nous le comprenons sans peine... Mais pourquoi les gens sérieux s'y refuseraient-ils ?

Le constructeur d'automobiles fournit les caractéristiques essentielles de son moteur : alésage, course, nombre de tours, etc. Alors ?

L. C.

Lorsque l'on parcourt les stands du Salon de la Radio, à la Foire de Paris par exemple, il est très difficile de comparer entre eux, du point de vue technique bien entendu, les innombrables modèles de toutes marques exposés Il est non moins difficile de se faire une idée précise de l'évolution de la technique et des tendances pour l'année en cours.

En effet, si l'on est reçu à chaque stand d'une façon charmante, par une personne très accueillante (généralement du sexe féminin !) il est quasiment impossible d'obtenir le moindre renseignement technique. C'est qu'en effet, pour cette même charmante personne qui vous reçoit, et malgré son évidente bonne volonté, la technique est une chose presque complètement étrangère.

Si maintenant, l'on ouvre une des innombrables notices « techniques », on se rend compte très vite du laconisme qui préside à leur rédaction (à part quelques exceptions qui méritent d'autant plus d'être signalées qu'elles sont plus rares).

Recopions une de ces notices, prise au hasard, et dont nous ne révélerons pas, volontairement, le nom du constructeur. Nos lecteurs pourront ainsi juger par eux-mêmes :

« — Coffret bijou inaltérable et incassable — Présentation très luxueuse — Trois coloris au choix : crème, gold, bois précieux (thuyas) — 5 nouvelles lampes américaines miniatures : 12BA6, 12BE6, 12AT6, 50B5, 35W4 (Lampes Radar) — Haut-parleur à aimant surpuissant assurant une puissance très confortable et une parfaite netteté. — 3 gammes d'ondes à haut rendement même pour les ondes courtes.

— Bobinages à grande surtension fournissant une excellente sensibilité.

— Cadran miroir à échelle étalée comportant toutes les nouvelles stations.

— Prise de haut-parleur supplémentaire permettant l'emploi d'un deuxième haut-parleur à grande puissance.

— Antifading très efficace assurant une parfaite stabilité d'écoute..., etc., etc... ».

Et voilà ! Il est inutile d'ajouter qu'une telle notice « technique » ne nous renseigne en rien sur les performances du récepteur qu'elle concerne.

Nous savons bien que l'on nous objectera que le « Salon de la Radio » est avant tout une manifestation *commerciale* et non technique, et que, par conséquent, il est inutile..., etc., etc...

A cela nous répondrons :

Le « Salon de la Radio » intéresse principalement les revendeurs qui sont, le plus souvent, en même temps dépanneurs, donc *techniciens* ; les autres visiteurs n'étant, généralement, que des curieux.

Un revendeur doit se faire une opinion sur un modèle de récepteur qui l'intéresse et comparer entre eux les modèles équivalents des différentes marques, avant de passer sa commande à telle ou telle de ces marques. Or, rien ne ressemble davantage à un récepteur qu'un autre récepteur, l'ébénisterie étant tout à fait secondaire.

Ce qu'il faut donc, à notre revendeur, ce sont des *renseignements techniques précis*. Le constructeur n'a d'ailleurs, dans cette affaire, rien à perdre ; bien au contraire, il a tout à gagner.

Le dossier technique d'un récepteur tel que nous le concevons

En premier lieu, le dossier technique *doit contenir le schéma de principe détaillé du récepteur*, avec indication de la valeur exacte des éléments.

Pour les résistances, doit figurer, à côté de la valeur en ohms, kilo-ohms ou mégohms, l'indication de la puissance en watts ; pour les condensateurs, c'est la tension d'isolement, en volts, qui doit figurer à côté de la valeur en pF ou μF.

Accessoirement, peuvent figurer sur

le schéma : les tensions aux électrodes des tubes, ainsi que les courants.

Bien entendu, il est indispensable d'indiquer, en légende par exemple, la valeur de la résistance interne du voltmètre ayant servi aux mesures des tensions.

La présence du schéma dans le dossier est obligatoire.

Elle permet, lors du dépannage éventuel, un gain de temps précieux, et d'éviter, par la connaissance de la valeur exacte des éléments à remplacer, des erreurs préjudiciables à la bonne marche du récepteur.

Tous les constructeurs d'outre-atlantique fournissent leurs schémas, les constructeurs allemands aussi. Les constructeurs français, eux, sont réticents. Nous ne comprenons d'ailleurs pas pourquoi, car il n'y a aucun secret dans un récepteur de radiodiffusion.

Les caractéristiques techniques principales devant figurer dans le dossier technique sont les suivantes :

1° *Type de montage* (amplification directe — détectrice à réaction — superhétérodyne) avec indication du mode d'alimentation (alternatif - tous courants, batteries, etc...).

2° *Gammes couvertes* : par exemple : G.O. de 1.035 à 2.000 m. 290 kc/s à 150 kc/s).

P.O. : 187,5 à 576 m. (1.600 kc/s à 520 kc/s).

OC. : 16,70 m. à 51,7 m. (18 Mc/s à 5,8 Mc/s).

3° *Sensibilité* : On peut : soit donner une *valeur globale moyenne*, soit, ce qui est mieux encore, donner la courbe de sensibilité en fonction de la fréquence sur chaque gamme.

Rappelons que la sensibilité est le nombre qui mesure la tension à l'entrée (antenne), nécessaire pour obtenir une puissance de sortie égale à 50 m W.

4° *Rapport signal/bruit de fond* définissant la sensibilité utilisable. Ce rapport est exprimé en db. On doit toujours préciser la valeur de la tension d'entrée pour laquelle le rapport a été obtenu. Exemple : Rapport :

$$\frac{\text{signal}}{\text{bruit de fond}} = 26 \text{ db.}$$

avec un signal d'entrée inférieur à 10 μV ; ce qui signifie que le bruit de fond est inférieur de 26 db au signal.

5° *Sélectivité M.F.* définissant la bande passante de l'amplificateur M.F.

On doit toujours donner deux chiffres :

a) Bande passante pour un affaiblissement de 6 db ;

b) bande passante pour un affaiblissement de 40 ou 60 db.

Il serait intéressant que la courbe de réponse de l'étage M.F. accompagnât ces chiffres.

Si les transformateurs M.F. sont à sélectivité variable, les chiffres précédents doivent être donnés pour chaque position du commutateur de sélectivité.

6° *Affaiblissement de la fréquence image* sur chaque gamme, exprimée en db.

7° *Efficacité de la commande automatique de gain.*

Celle-ci se détermine d'après une courbe donnant la variation de la tension de sortie, en fonction de la tension d'entrée. Cette courbe devrait figurer au dossier.

Par exemple, la tension de sortie varie de 6 db pour une variation de la tension d'entrée de 30 db.

8° *Puissance délivrée par l'étage de sortie*, en watts ou en db.

9° *Bande passante électrique globale*, accompagnée, si possible, d'une courbe de réponse en fréquences. *Exemple* : bande passante, 30 à 8.000 c/s ± 2 db.

Si l'amplificateur B.F. est pourvu d'un contrôleur de tonalité, il sera intéressant de donner plusieurs courbes de réponse (au moins 3) correspondant à diverses positions du dit contrôleur.

10° *Distorsion d'amplitude* pour la puissance maximum ou pour différentes valeurs de la puissance (courbe de distorsion). On pourra donner soit le taux global d'harmoniques, soit, ce qui est mieux, le taux d'harmonique 2 et le taux d'harmonique 3 séparés.

11° *Consommation en Watts.*

12° *Aériens utilisés* : antenne ou cadre.

13° *Dispositifs spéciaux* : Enfin, il y a lieu de signaler, le cas échéant, les dispositifs spéciaux dont peut être muni un récepteur, par exemple : C.A.G. amplifiée, réglage silencieux, expanseur de contrastes, etc., etc...

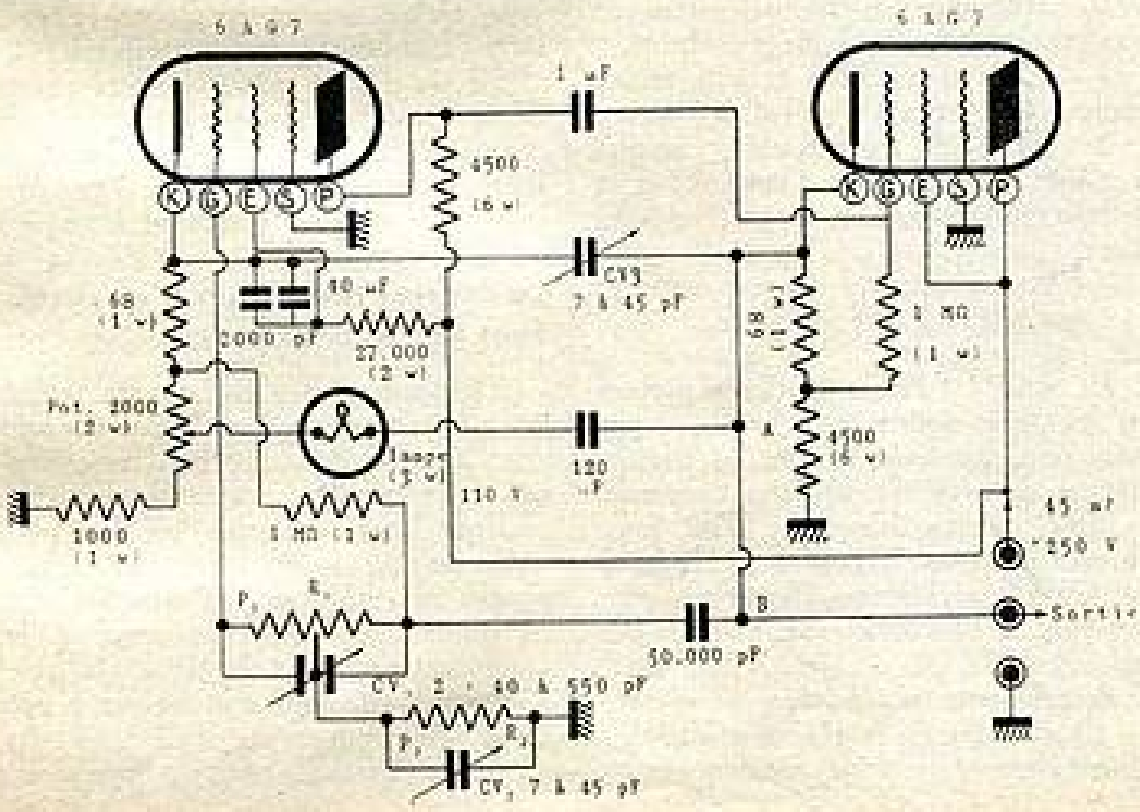
■

Muni d'un tel dossier, notre technicien-revendeur pourra faire son choix en connaissance de cause. Il reste bien entendu que cette notice serait *réservée aux seuls professionnels.*

Nous donnerons nous-mêmes, très prochainement dans cette revue, pour terminer l'étude de notre récepteur à haute fidélité, un exemple de dossier *technique complet.*

Pour conclure, nous exprimerons le vœu que cet exposé soit autre chose qu'un « coup d'épée dans l'eau » !

Jack ROUSSEAU.



NOUVEL OSCILLATEUR RÉSISTANCES-CAPACITÉS A TRÈS LARGE BANDE

Réalisé par Peter G. Sulzer, du National Bureau of Standards of U.S.A., nous en devons le schéma à la publication faite par notre confrère *Tele-Teck* de New-York.

Une sortie de 15 volts est obtenue sur toutes les fréquences à ± 1 db près.

Voici les valeurs de R_1 et R_2 pour chacune des 5 gammes de fréquences (fig. 1) :

B.F. : de 20 à 200 c/s : R_1 30 mégohms ; R_2 6,8 mégohms ;

B.F. : de 200 à 2.000 c/s : R_1 3 mégohms ; R_2 680 KΩ ;

B.F. : de 2.000 à 20.000 c/s : R_1 300 KΩ ; R_2 68 K Ω ;

H.F. : de 20 à 200 Kc/s : R_1 30 KΩ ; R_2 6.800 Ω ;

H.F. : de 200 à 2.000 Kc/s : R_1 3.000 Ω ; R_2 680 Ω.

La stabilité est aussi remarquable que la constance de la tension de sortie, et la pureté du signal obtenu.

LA QUALITE
DANS LES RECEPTEURS DE TELEVISION

par Pierre ROQUES, ing.
chef de la Rubrique " TÉLÉVISION et ONDES MÉTRIQUES " de la T.S.F. pour Tous

I. — Généralités

Cet article étant avant tout destiné aux artisans et aux petits constructeurs, nous ne parlerons, en ce qui concerne les pièces détachées, que de leur contrôle à la livraison, sans nous préoccuper des moyens destinés à obtenir une bonne qualité. En effet, seules d'importantes usines fabriquent elles-mêmes leurs pièces détachées. La plupart des constructeurs, même de moyenne importance, les achètent toutes faites.

Par contre, en ce qui concerne les récepteurs, nous indiquerons non seulement comment procéder au contrôle final, mais aussi les moyens destinés à assurer *a priori* la meilleure qualité possible.

Une parenthèse n'est pas inutile au sujet du terme « qualité ». Un récepteur de qualité n'est pas forcément un récepteur très sensible, ni de grandes dimensions d'écran, etc., en un mot un récepteur de hautes performances. Non. Un récepteur de qualité est un récepteur dont la construction est irréprochable, dont les pièces détachées sont elles-mêmes de bonne qualité, dont les éléments fragiles (lampes, condensateurs, etc.) travaillent loin de leur limite de sécurité, dont la mise au point a été soignée, etc. Pratiquement, d'ailleurs, ces diverses précautions font que le récepteur de qualité a généralement d'excellentes performances, pour un schéma donné. Mais un récepteur ayant un écran de 13 × 18 cm. et une sensibilité de 2.000 microvolts peut être de meilleure qualité qu'un autre ayant un écran de 30 × 40 cm. et une sensibilité de 100 microvolts. Ceci bien admis, passons au contrôle de la qualité des pièces détachées.

II. — Contrôle des pièces détachées

Il faut tout d'abord s'entendre sur le critère qui permet de qualifier un accessoire de « pièce de qualité ». Ce n'est pas non plus sur les performances qu'il faut se baser. Une lampe ayant une pente de 9 mA/V n'est pas pour cela de meilleure qualité qu'une autre dont la pente n'est que de 5 mA/V. Ce qui fait la qualité d'un accessoire, c'est surtout le soin apporté à sa fabrication, aussi bien du point de vue usinage que du point de vue qualité (encore elle !) des matériaux utilisés.

Il est parfois assez difficile, lorsque l'on achète des pièces détachées, de juger de leur qualité. Pourtant, en général, un aspect sympathique (belle présentation, fini impeccable) est un bon indice. Mais rien ne vaut un essai préalable sur quelques échantillons. Et cela nous ramène au contrôle des pièces détachées, à ceci près que l'on est généralement plus sévère lorsque l'on essaie des échantillons que lorsque l'on s'assure simplement que les pièces reçues sont en bon état.

Ainsi, par exemple, lorsque l'on essaie de nouveaux condensateurs de filtrage portant sur leur emballage : tension de service 500, tension d'essai 1.500, on ne se gêne pas pour leur appliquer 1.500 volts et même un peu plus. Si 90 % d'entre eux résistent et ne claquent qu'à 1.800, par exemple, on peut adopter cette marque. Mais ensuite, à chaque livraison, il suffira d'un essai par prélèvement (par exemple un sur dix) pour s'assurer que la qualité se maintient.

Par contre, on mesurera l'isolement à la tension de service sur *tous* les condensateurs. En ce qui concerne leur capacité, on n'est généralement pas à 25 % près !

Pour les résistances, un essai brutal consiste à leur faire dissiper le double de leur puissance nominale. Si elles ne se détériorent pas trop vite, on peut les adopter sans hésiter. Ensuite, il suffit de mesurer, à la livraison, leur résistance réelle, en tenant compte des tolérances habituelles (généralement + ou — 10 %). Signalons qu'il est toujours possible d'obtenir des résistances de valeur plus précise en le spécifiant au constructeur. Mais leur emploi est assez rare.

Que ce soit pour les condensateurs ou les résistances, il faut tenir compte de la solidité des connexions de sortie, source fréquente de pannes.

Pour les transformateurs d'alimentation, il suffit de mesurer les tensions, ainsi que le courant primaire à vide, qui indiquera le moindre court-circuit entre spires. Pour le choix du type, les essais seront là aussi plus sévères (échauffement en charge, isolement entre enroulements, etc.).

Il est inutile d'essayer les lampes. La mise en service du récepteur étant faite avec un jeu étalon, il suffit de le remplacer par le jeu de lampes neuves pour voir si elles sont normales. Il est alors temps de les retourner au constructeur. De même pour le tube.

Il est commode d'opérer de la même manière avec le bloc de déflexion qu'il serait assez difficile d'essayer « à blanc ». Nombre de recherches d'anomalies de fonctionnement imputables au bloc seront ainsi évitées et le temps passé à le monter et à le démonter est largement récupéré.

Les potentiomètres seront essayés comme les résistances et les condensateurs électro-chimiques, comme les condensateurs ordinaires avec, en plus, la mesure du courant de fuite.

Avant d'en terminer avec les pièces détachées, disons qu'elles ne donneront toute satisfaction que si elles sont employées correctement et avec une marge de sécurité importante.

Une résistance ne doit dissiper que la moitié de la puissance pour laquelle elle a été prévue. Un condensateur électro-chimique ne doit être utilisé qu'aux trois quarts, grand maximum, de la tension de service indiquée. Les transformateurs, organes très robustes, peuvent travailler près de leur puissance maximum sans danger.

III. — Contrôle du récepteur

Nous admettrons à dessein que le récepteur est câblé et monté avec soin, en respectant toutes les règles de sécurité dictées par l'U.S.E. au sujet des isolements, de la solidité, etc., et que les pièces détachées ont été vérifiées. Ainsi, sauf erreur de câblage, le récepteur doit démarrer et se régler facilement. Il a alors déjà toutes les marques d'un récepteur de qualité, mais, pour en faire réellement ce que les clients jugent être un récepteur de qualité, il faut le soumettre à un ensemble de tests concernant son fonctionnement.

La synchronisation doit être parfaite. Cela est évident car toutes les autres qualités ne seront perceptibles que si l'image est stable. Il faut que le récepteur ne décroche qu'à la limite

où les images cessent d'être visibles sur l'écran. Ceci correspond par exemple à une tension vidéo-fréquence cinq fois plus faible que celle qui donne une image agréable.

Une des qualités les plus appréciées par les spectateurs est l'absence de déformation, ou linéarité. Pour s'en assurer, il faut utiliser une mire électronique (1), à moins d'attendre l'émission de la Tour Eiffel qui débute par l'envoi d'un quadrillage. En mesurant les dimensions des carreaux dans un sens puis dans l'autre, on pourra chiffrer le coefficient de linéarité qui est égal au rapport entre la plus petite et la plus grande des dimensions trouvées. Un coefficient de 0,9 est admis comme très correct. Un récepteur de qualité doit donc avoir au moins ce nombre dans les deux sens.

La sensibilité est évidemment une qualité, mais là, le client ne peut en avoir que pour son argent, un récepteur utilisant trois amplificatrices haute fréquence ne pouvant avoir une sensibilité aussi grande qu'un récepteur comportant une haute fréquence, une changeuse et trois moyennes fréquences.

Ce qui est important pour le renom d'un constructeur, c'est de ne pas installer un récepteur peu sensible en un endroit où le champ de l'émetteur est trop faible. Le client n'aura que des images pâles et parasitées et sera mécontent. Il est préférable de manquer la vente si le client ne veut pas acheter un modèle plus sensible ou faire les frais d'un préampli ou d'une antenne plus compliquée.

Les spectateurs préfèrent en général une image très contrastée à une image très détaillée. La mire 8 ou 9, pour un tube de 31 cm. (en 455 lignes) suffit généralement. Mais l'image doit être lumineuse et contrastée, ce qui implique, d'une part, une très haute tension généreuse (plus de 7.000 volts pour un tube de 31 cm.), et d'autre part beaucoup de volts vidéo-fréquence. Pour cela, le récepteur doit non seulement être assez sensible, compte tenu du champ de l'émetteur, mais aussi être muni d'un étage vidéo-fréquence bien calculé de manière à ne pas se saturer (aspect de fromage blanc).

Il ne faut pas non plus oublier que la partie sonore intervient pour beaucoup dans un téléviseur. Si l'image est impeccable, mais que les spectateurs ne comprennent rien à ce que leur raconte Roger Féral, ils seront déçus. Mais cette partie relève du récepteur de radio et a été traité ailleurs avec compétence. La seule condition supplémentaire de qualité est la suivante : du fait de la fréquence élevée de la porteuse (42 Mc/s), se méfier de la dérive. Cela conduit à amortir les circuits accordés. Mais la qualité musicale en bénéficie et cela seul compte ici.

IV. — Conclusion

Sans avoir la moindre prétention d'épuiser le sujet, nous espérons que ces quelques aperçus sur la qualité dans les récepteurs de télévision amèneront les constructeurs à améliorer l'apparition de cet ennemi de la qualité : le margoulin.

Pierre ROQUES,
Directeur technique de la Société Méditerranéenne de Télévision.

(1) Voir *T. S. F. pour Tous* n°

TÉLÉCOMMANDE DE MODELES RÉDUITS :

LA VEDETTE TÉLÉCOMMANDÉE "JEAN-MARIE"

par Pierre BÉZERIE, ing. E.R.B., F 1069.

Cette vedette, de conception très simple, tant au point de vue maquette qu'au point de vue télécommande, a été réalisée dans le but d'obtenir un fonctionnement assuré à une distance d'une centaine de mètres, en s'imposant les conditions suivantes :

1° Bateau facilement transportable, télécommande simple et légère, toute solution aboutissant à la formule « usine flottante » ou « central téléphonique » étant d'emblée repoussée.

2° Emetteur de faible encombrement, léger et peu puissant, car il semble évident que pour atteindre une portée de 100 mètres, il n'est pas besoin d'utiliser les 5 watts alimentation autorisés par les P.T.T.

3° Temps de réponse inférieur à 1/10 de seconde, les ordres étant directs et les voies indépendantes.

C'est à cette seule condition qu'il est possible d'effectuer des manœuvres rapides et précises.

4° Commande assurée : direction.

Ceci étant posé, voici la solution adoptée :

a) **Emetteur** : L'émetteur fonctionne à la fréquence de 72 Mc/s. Il est entièrement alimenté sur piles. Les filaments sont chauffés sous 1,5 v. (320 mA) à l'aide d'un élément de pile torche.

La haute tension est de 33 v. pour tous les tubes. L'étage H.F. est un auto-oscillateur type Hartley (3A4, connection triode) modulé par la plaque.

Un tube 1L4 en assure la modulation. L'adaptation d'impédance est faite par transformateur.

Les deux fréquences de modulation correspondant aux deux ordres de direction sont fournies par un oscillateur basse-fréquence type Hartley. Ces deux fréquences sont : 2.100 et 3.000 c/s. et sont obtenues par simple commutation des condensateurs d'accord du C. O. pilote.

Deux boutons-poussoirs placés sur la partie antérieure de l'émetteur assurent cette commutation.

b) **Récepteur** : Le récepteur comprend 5 tubes et fonctionne en super-réaction. Le montage de l'étage détecteur en super-réaction est classique : Hartley triode (1L4) chargé en B.F. par une résistance de 25 K Ω

L'étage suivant assure la préamplification des signaux B.F. détectés. Il est équipé d'un tube 1T4 fonctionnant en amplificateur à résistance-capacité. Ce dernier attaque la grille d'un tube pentode 1S5 qui a pour rôle d'opérer la sélection des deux voies de modulation.

A cet effet, deux circuits accordés respectivement sur 2.100 et 3.000 c/s. sont connectés en série dans l'anode du tube. Les tôles utilisées sont en Anhyster D. Après séparation des deux voies, deux détections différentes sont opérées par des redresseurs Oxymétal W4.

Les tensions continues résultant de ces deux détections sont alors appliquées aux grilles de deux étages triodes amplificateurs à courant continu (1L4 connection triode) attaquant les enroulements d'un relais symétrique.

Ce dernier commande l'inversion du sens de rotation d'un moteur 2 — 3 v. qui, après démultiplication, entraîne le gouvernail du bateau dans le sens voulu.

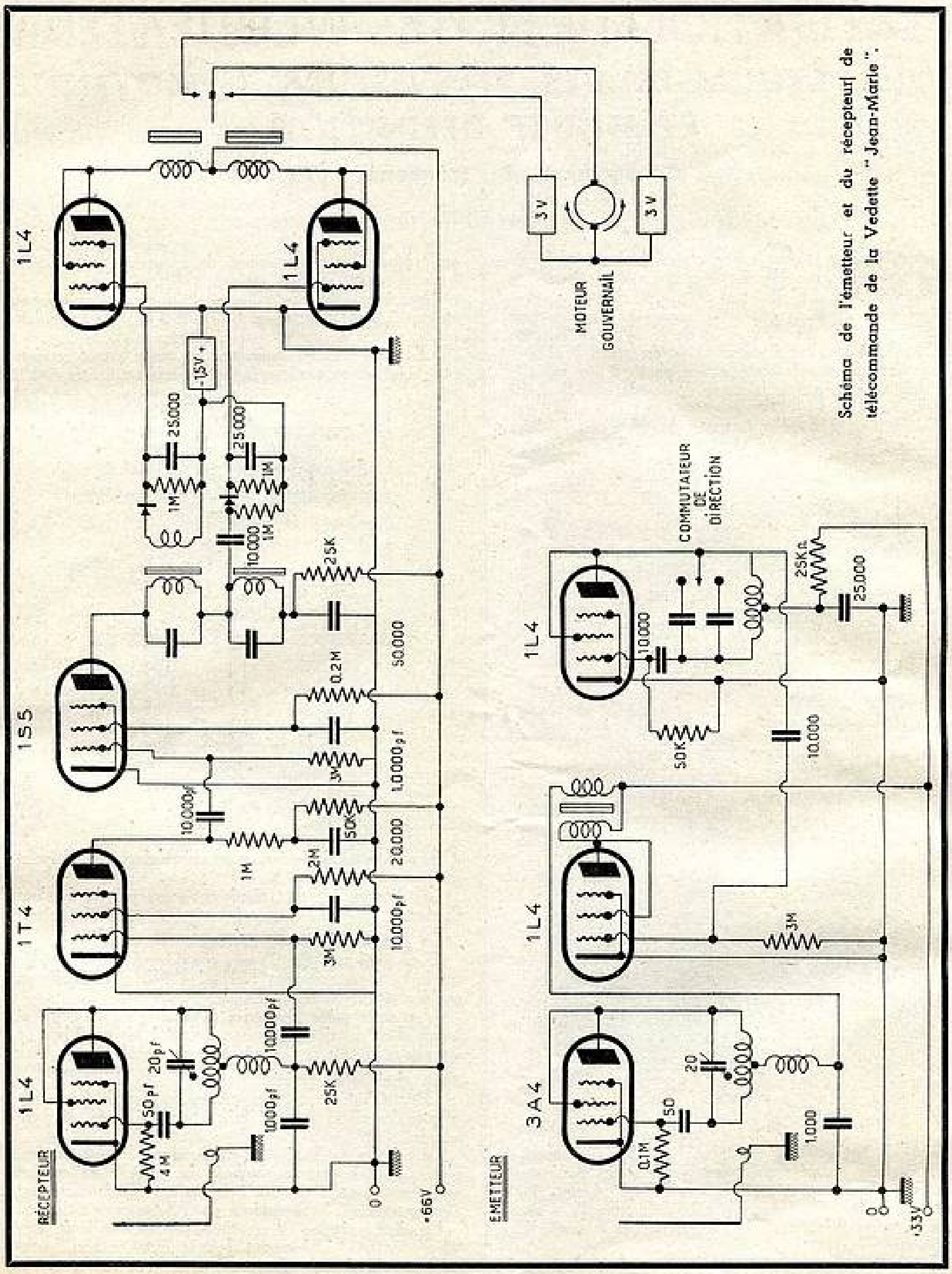


Schéma de l'émetteur et du récepteur de télécommande de la Vedette "Jean-Marie".

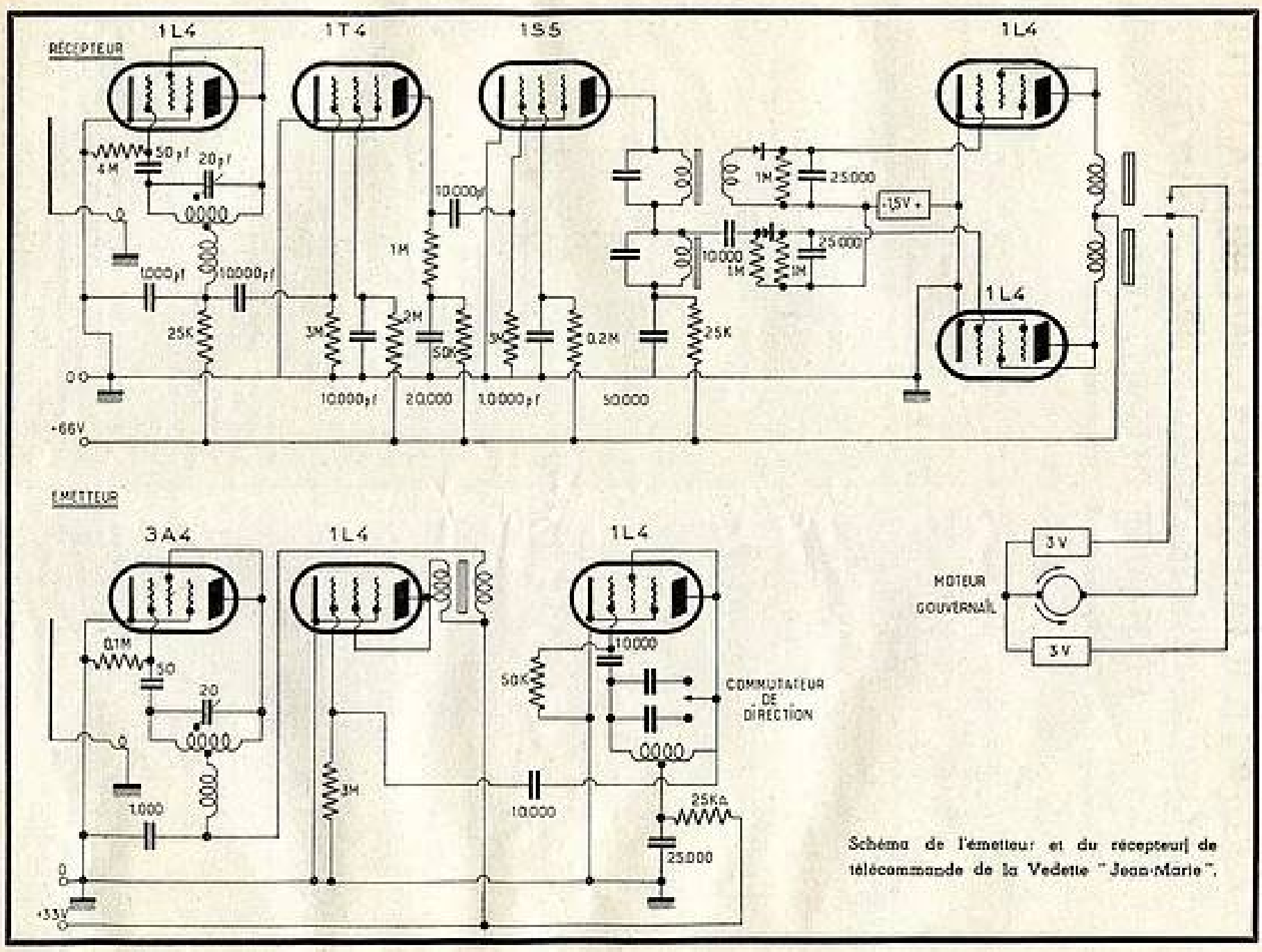


Schéma de l'émetteur et du récepteur de télécommande de la Vedette "Jean-Marie".

REALISATION DE NOTRE WOBULATEUR
POUR REGLAGES DES TELEVISEURS A MOYENNE ET HAUTE DEFINITION

Changement de fréquence UHF

par Serge BERTRAND.

C'est la partie la plus importante et la plus coûteuse de notre appareil, mais elle est néanmoins à la portée de l'amateur habile et n'offre rien de très précis.

Les deux klystrons que nous employons sont, comme nous l'avons dit, des 723 A/B de la Western Electric ou Raythéon et le cristal détecteur est du type 1 N21B.

L'ensemble est représenté sur la photo 8 sur laquelle nous pouvons remarquer la sonde de couplage de la cavité des klystrons.

Il faut tout d'abord se procurer du guide rectangulaire (en cuivre ou en laiton) pour longueur d'onde de 3 cm., un morceau de 30 cm. suffira largement.

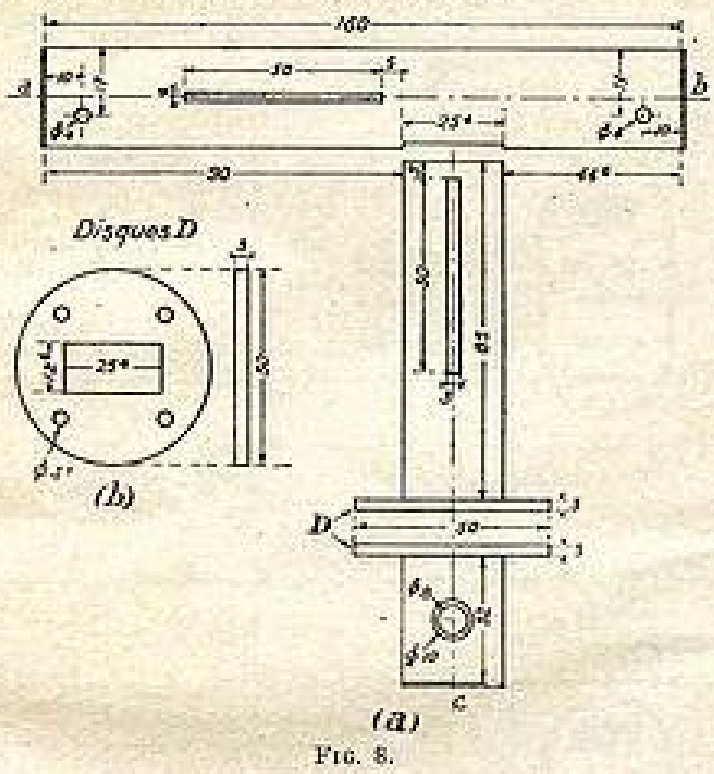


Fig. 8.

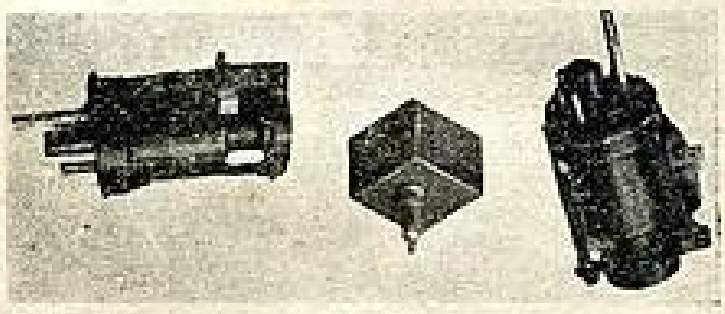


Fig. 8 bis.

a) *Fabrication du T mélangeur* (fig. 8). On coupera une longueur de 160 mm. dans laquelle on pratiquera une fente de 2 mm. et une échancrure de 25,4 mm. (largeur du guide). On percera ensuite deux trous de 4 mm. aux cotes indiquées, destinés à laisser passer la sonde des klystron.

Puis une longueur de 85 mm. avec une fente de 3 mm. de largeur et un petit morceau de 32 mm. percé de deux trous en regard de 8 et 10 mm.

Deux disques D de 50 mm. de Φ seront découpés et ajourés, comme indiqué sur la figure 8 *b*, pour être soudé sur les parties de guide correspondantes.

Les deux grandes longueurs de guide seront soudées entre elles, et on soudera également aux extrémités *a*, *b*,

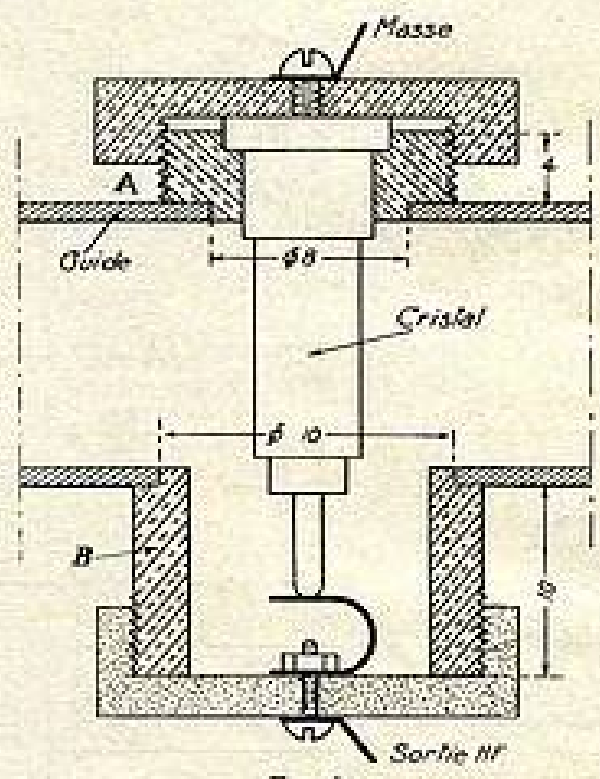


Fig. 9.

c des plaquettes de fermeture en cuivre de 1 mm. d'épaisseur.

Les disques D seront réunis entre eux par des boulons de 4 mm.

b) *Support du cristal détecteur.*

Il est constitué (fig. 9) par une pièce filetée A soudée sur le guide et recevant le cristal 1 N21B maintenu en position par le bouchon taraudé.

Une autre pièce B soudée également sur le guide et munie d'un deuxième bouchon *isolant* à vis possédant en son centre un ressort de contact en chrysocal.

c) *Atténuateur variable.*

Cet atténuateur est clairement expliqué sur la figure 10. Toutes les pièces sont en laiton, excepté l'axe de commande.

Le principe est basé sur l'enfoncement d'une lame graphitée, dans le sens longitudinal du guide. L'atténuation est proportionnelle en gros à la surface d'enfoncement et a pour valeur 20 db environ dans notre cas particulier.

La pièce maîtresse est constituée par une feuille de bristol de 7/10e d'épaisseur et dont la forme est celle indiquée sur la figure. (Le profil n'est d'ailleurs pas très

civique.) La surface est revêtue d'une couche de vernis graphitée (1) que l'on fait sécher dans un four à 180° (four de cuisinière par exemple).

La lame L est ensuite collée à la seccotine dans la fente pratiquée à cet effet dans le bas de la manœuvre.

La commande s'effectue par l'intermédiaire d'un démultiplicateur placé sur le panneau avant et dont le cadran est gradué en affaiblissements.

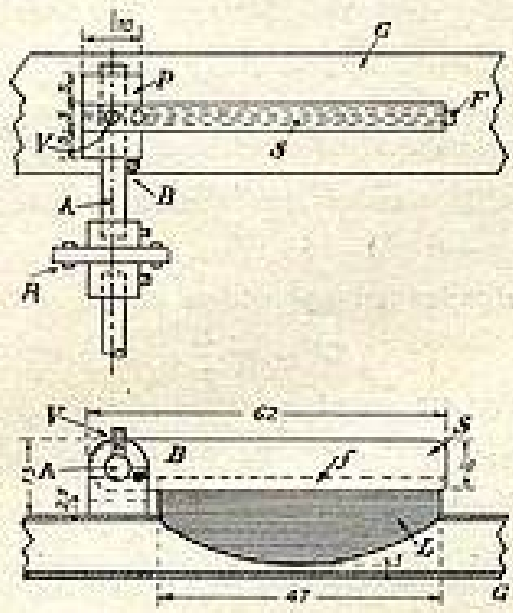


Fig. 10.

G = Guide en cuivre pour = 3 cm.
P = Paliers.
F = Fente pour l'atténuateur.
S = Support de la lame.
L = Lame recouverte de graphite.
A = Axe de commande λ = 6 mm.
B = Butées.
R = Flector.
V = Vis de blocage du support S sur l'axe A.
f = Fente maintenant la lame L.

d) *Atténuateur fixe.*

Même procédé que pour le variable, la lame atténuatrice a la même forme mais est collée sur un support fixé à demeure par boulons (fig. 11).

e) *Montage et mise en place des klystrons.*

Sur la figure 12, nous y remarquons le calage des klystrons. Ils sont placés sur une petite plaquette en laiton vissée et soudée sur le guide en prenant soin que la sonde de couplage S passe dans les trous percés sur le guide. La distance comprise entre la partie inférieure du culot et le guide doit être environ de 19 mm.

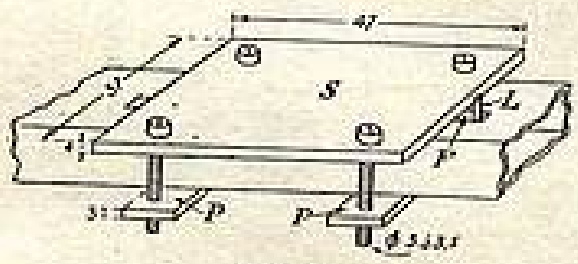


Fig. 11.

S = Support de la lame.
L = Lame recouverte de graphite.
F = Fente pour l'atténuateur.
P = Plaquettes de maintient.

Les supports de lampe employés sont en bakélite H.F. sur lesquels la broche 4 a été supprimée et remplacée par un trou de 4 mm.

Le klystron K_2 est orienté de telle sorte que la commande de sa cavité s'effectue perpendiculairement au panneau avant. L'autre K_1 est placé de biais de façon à faire tomber l'emplacement de sa commande à côté de celle de K_2.

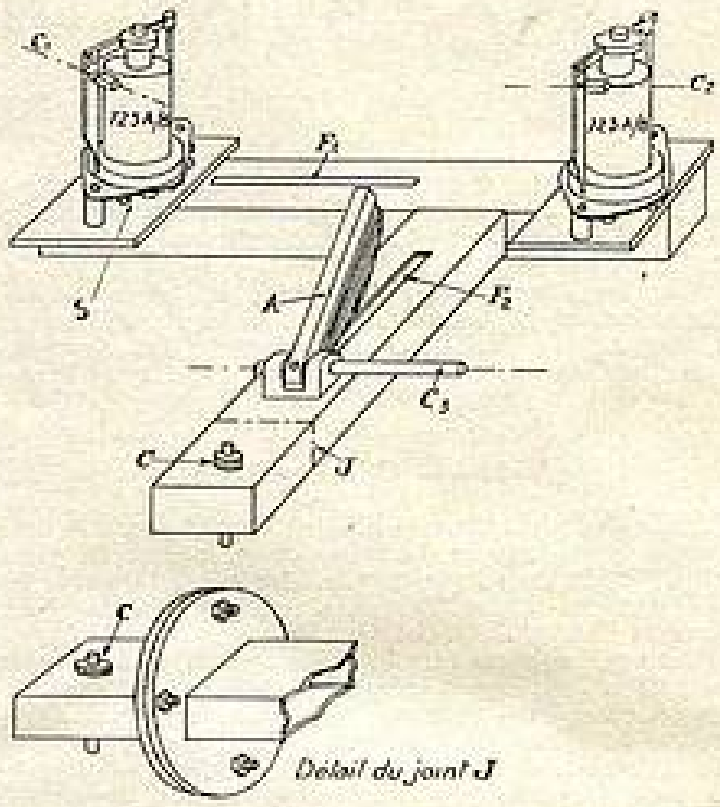


Fig. 12.

C_1 = Commande de 1er klystron par double flector.
C_2 = Commande du 2e klystron par simple flector.
F_1 = Fente de l'atténuateur fixe.
F_2 = Fente de l'atténuateur variable.
C_3 = Commande de l'atténuateur.
A = Atténuateur variable.
C = Suport du cristal.
J = Emplacement du joint de raccordement (pour la clarté de la figure il n'a pas été représenté).
S = Sonde du klystron plongeant dans le guide.

L'atténuateur variable est bridé sur le guide comme indiqué sur la figure.

Pour ne pas trop charger le dessin, l'atténuateur fixe n'a pas été représenté, mais la photographie 13 nous montre le T mélangeur complet, tel qu'il a été réalisé. Il sera fixé sur le châssis par trois équerres.

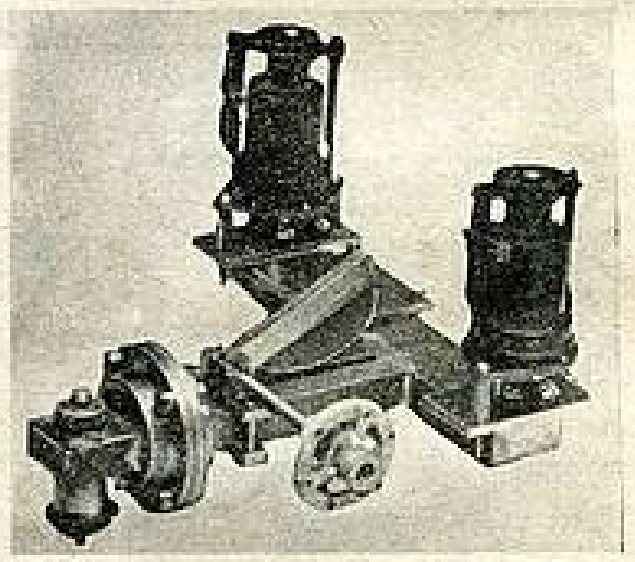


Fig. 13

Dans un prochain article nous continuerons la description de cet appareil qui, nous l'espérons, intéresse le lecteur.

BERTRAND.

(1) Le vernis graphité à 30 % se trouve aux Ets Pierre Berengut, 74, boulevard Victor-Hugo, Clichy.

ETUDE DES AMPLIFICATEURS DIFFERENTIELS
UTILISES EN ELECTROBIOLOGIE

par Henri DOIZELET, ingénieur E. C. T. S. F.

Nous tenons à remercier le Dr Drohocki qui nous a initié aux besoins de l'électrobiologie et a bien voulu expérimenter nos différents montages d'études au Collège de France.

Les Etablissements F. A. R. nous ont efficacement aidé en mettant à notre disposition du matériel et différents appareils de mesure.

Nous espérons que cette étude viendra en aide aux techniciens de l'électrobiologie. Ils ont pu remarquer que, non seulement la documentation relative à leur spécialité était rare, mais qu'en outre elle ne revêtait pas le caractère de synthèse que nous avons voulu lui donner ici.

Les notions introduites peuvent d'ailleurs être très utiles à la résolution d'autres problèmes.

H. D.

I. — Généralités

L'étude des phénomènes bioélectriques connait un essor croissant tant dans le domaine de la recherche que dans celui de l'utilisation clinique. Ainsi se trouve justifié l'établissement d'amplificateurs spécialement conçus pour cet usage.

Cet article a pour but de faire ressortir la conception particulière des étages d'entrée, conception imposée par les problèmes spéciaux de l'électrobiologie. Il s'agit, en effet, de prélever sur un sujet de dimensions relativement importantes — l'homme ou l'animal — des potentiels très faibles dont les composantes fréquentielles comprennent celles du réseau électrique d'alimentation et ses harmoniques. D'autre part, il est souvent nécessaire de pouvoir utiliser simultanément plusieurs voies d'amplification complètement indépendantes. Les réactions mutuelles qui existeraient avec des amplificateurs ordinaires seraient dûes au jeu des impédances communes à différentes électrodes de prélèvement.

Il se trouve, certes, d'autres points essentiels dans l'établissement de ces amplificateurs. Nous nous limiterons cependant au problème des interférences dont la solution incombe aux étages d'entrée, soit que les autres particularités appartiennent à la technique courante, soit qu'elles puissent faire l'objet d'études séparées (amplification des fréquences très basses, stabilisation des tensions, bruit de souffle, etc...).

C'est ainsi que nous allons être amenés à définir et à analyser les *amplificateurs différentiels*. Leur efficacité élimine toute réaction d'une voie sur l'autre et permet d'éviter la cabine blindée délicate à établir et encombrante ; et cela pour les besoins les plus exigeants (électro-encéphalographie).

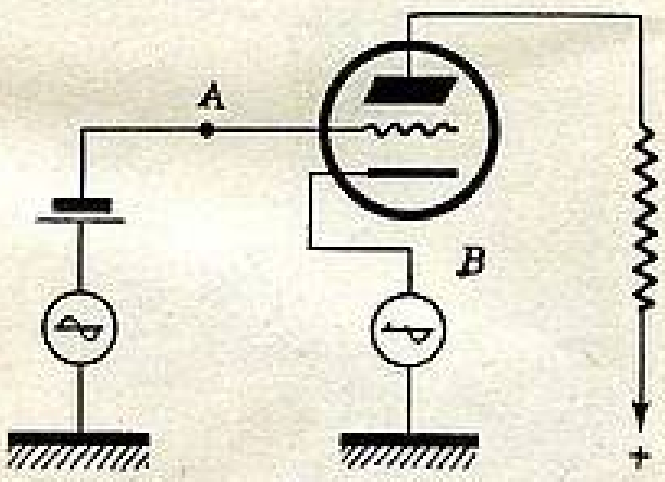


Fig. 1

II. — Amplificateurs différentiels

Le schéma de principe donné figure 1 représente l'amplificateur différentiel le plus simple. Il est différentiel parce qu'il est plus sensible aux différences de potentiels appliquées entre A et B qu'à celles appliquées entre A et B confondus d'une part et la masse d'autre part. Le rapport des deux gains obtenus se trouve être égal au coefficient d'amplification du tube.

$$G = \frac{\mu R}{R + R_i}$$

pour les signaux en opposition de phase

$$G' = \frac{R}{R + R_i}$$

pour les signaux en phase.

Le rapport $\frac{G}{G'}$ s'appelle le facteur de discrimination. L'introduction d'une résistance cathodique ne modifie pas ce rapport.

L'intérêt de ce montage est évident puisqu'il se trouve que les signaux indésirables arrivent en phase aux points A et B.

III. — Remarque sur le montage push-pull

Examinons maintenant l'amplificateur push-pull de la figure 2.

On serait tenté de déclarer que ce montage, lui aussi différentiel, est préférable à celui de la figure 1, puisqu'il y a annulation à la sortie des signaux appliqués en phase à l'entrée.

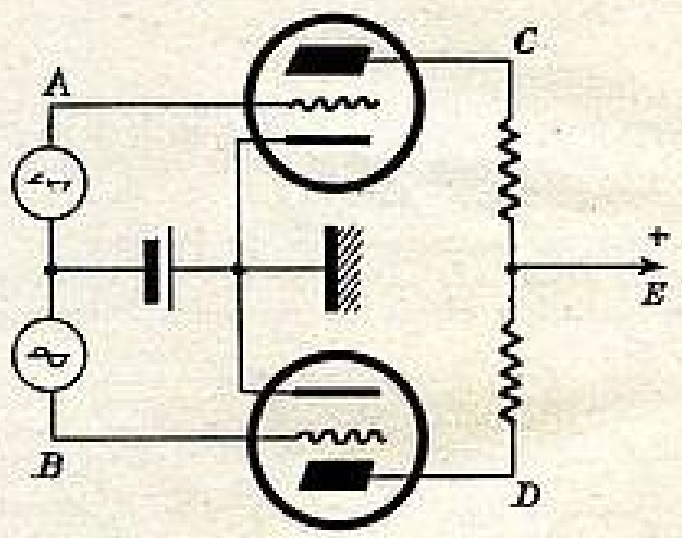


Fig. 2

Il faut cependant remarquer que ces signaux perturbateurs, d'amplitude élevée, sont appliqués entre la grille et la cathode de chaque lampe. Ils vont créer une *intermodulation intolérable* (et même déborder les caractéristiques).

Il faut définir ici le facteur de discrimination en considérant non pas C et D comme bornes de sortie, mais C et E ou E et D.

Ainsi le facteur de discrimination caractérise bien l'amplificateur en tenant compte de l'intermodulation.

Pour que ce montage devienne utilisable, il suffit d'introduire une résistance cathodique élevée qui apporte une contre-réaction importante pour les signaux en phase ; cette contre-réaction est annulée pour les signaux utiles. L'admission entre la masse et la grille est augmentée pour les signaux perturbateurs.

IV. — Montages pratiques

Le premier montage asymétrique présente de graves défauts. L'impédance d'entrée en B est beaucoup trop

faible. On sait que l'impédance d'entrée de la cathode est :

$$R_k = \frac{R_i + R_p}{\mu + 1}$$

L'électrobiologie requiert une forte impédance d'entrée. En effet, le sujet peut se représenter, assez grossièrement par un dipôle actif ayant une résistance interne de l'ordre de quelques milliers d'ohms (fig. 3). Cette résistance varie au cours de l'expérience (lorsque le sujet bouge, par exemple). Cette variation modifie la répartition potentiométrique des points A, B et C. L'instabilité qui en résulte sera d'autant plus faible que le rapport : $\frac{R}{R_i + \rho}$ sera élevé.

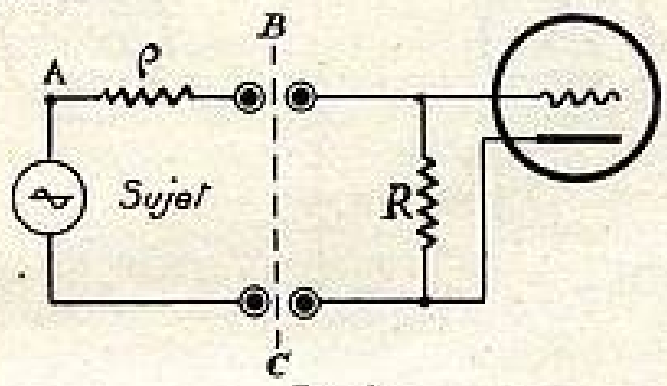


Fig. 3

On sait d'autre part que ce montage est sujet aux ronflements.

Une amélioration sensible consiste à attaquer la cathode par une « cathode-follower » (fig. 4).

Si la résistance cathodique est élevée, on tend à rendre le montage symétrique. Le facteur de discrimination est approximativement:

$$\frac{R_c (1 + \mu)}{R_i}$$

Il est impossible d'augmenter indéfiniment R_c. Il s'en suivrait une diminution du courant anodique à laquelle correspondrait un accroissement de R_i. Une solution généralement adoptée consiste à compenser la chute de tension apparaissant aux bornes de la résistance R_c en effectuant son retour à un potentiel négatif par rapport à la masse (fig. 4). Il est également possible de remplacer R_c par une lampe triode ou penthode.

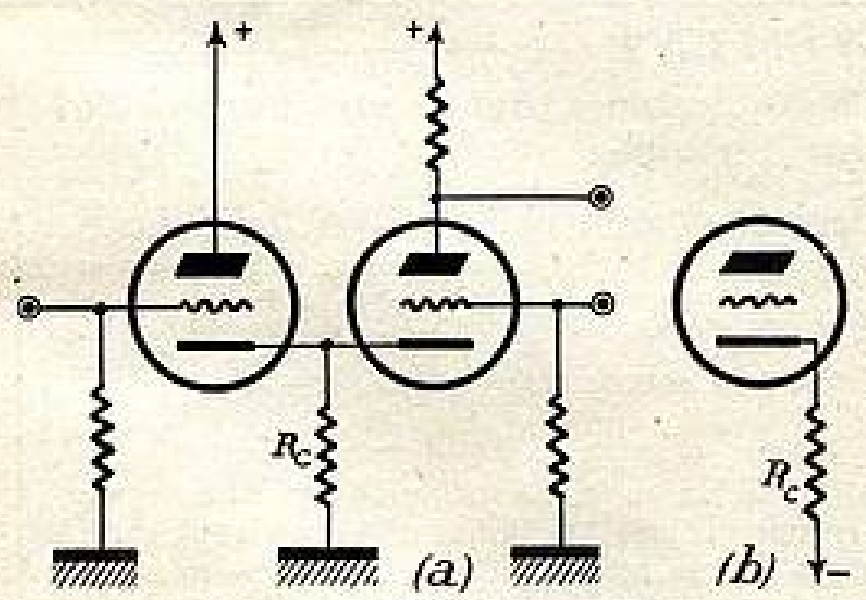


Fig. 4.

Pour parfaire l'équilibre, on égalise la tension des plaques des deux lampes et l'on prévoit un réglage dans la cathode fig. 5).

Signalons un fait important : toutes les variations de potentiels communs par rapport à la masse des deux électrodes actives d'un amplificateur différentiel n'étant pas amplifiées, il est possible d'avoir une masse commune à tous les amplificateurs. Cette solution est préférable à celle qui consiste à isoler le niveau de référence 0 volt par rapport aux châssis. Cette indépendance facilite les localisations qui s'opèrent par des prélèvements en triangle.

V. — Amplificateurs différentiels à sortie symétrique. Facteur de transmission

Ce sont les plus utilisés en électrobiologie. On lutte ainsi plus facilement contre toutes les inductions extérieures ou propres à l'amplificateur lui-même. L'étage de sortie push-pull est également plus fidèle et requiert une puissance moindre. Les découplages qui seraient difficilement efficaces pour les fréquences très basses se font d'eux-mêmes par l'opposition des intensités.

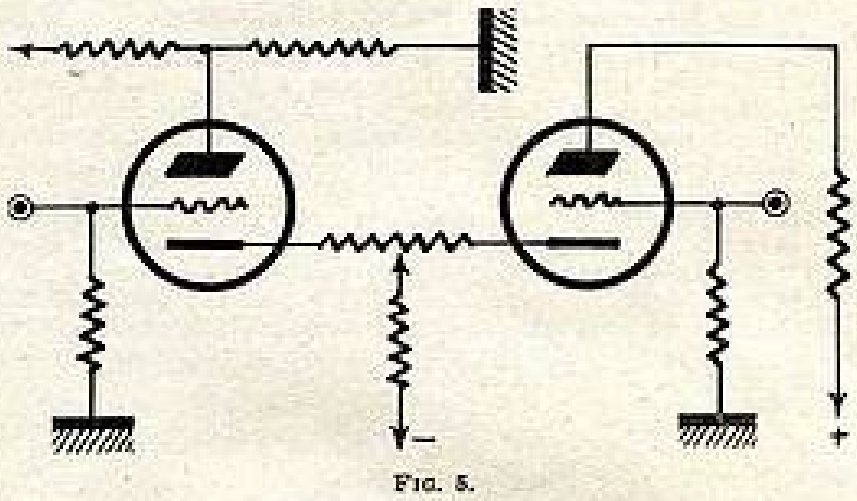


Fig. 5.

Considérons le schéma de la figure 6. Le calcul indique les gains suivants :

$$G = \frac{\mu R}{R_i + R}$$

pour les signaux en opposition de phase et :

$$G' = \frac{\mu R}{R_i + R + 2 R_c (\mu + 1)}$$

pour les signaux en phase.

Le facteur de discrimination est donc :

$$F = \frac{G}{G'} = \frac{R_i + R + 2 R_c (\mu + 1)}{R_i + R}$$

Johnston (voir bibliographie) remplace R_c par une penthode et obtient *par le calcul* : F = 3.400.

Il est important de remarquer que ce calcul implique une identité rigoureuse des termes R_i, μ et R. En pratique, ce n'est pas le cas et cette remarque a amené Parnum (voir bibliographie), à définir le *facteur de transmission* « T ».

C'est le rapport de la valeur des signaux en phase à celle des signaux en opposition de phase qu'il faut appliquer à l'entrée pour obtenir la même tension de sortie en considérant les deux côtés de l'amplificateur. Le facteur « T » renseigne donc sur l'équilibre du montage. En

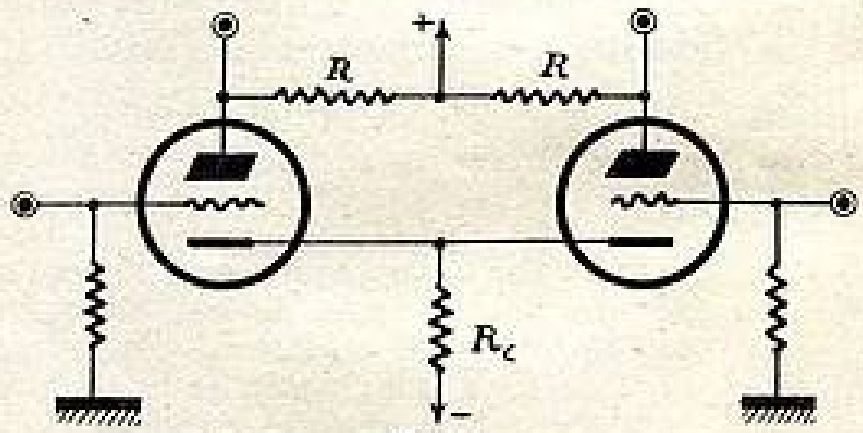


Fig. 6.

posant l'équation qui donne le gain de l'amplificateur ayant pour paramètres R et R + Δ R, μ et μ + Δμ, R_i et R + Δ R, on s'aperçoit que l'équilibre dépend avant tout de Δμ. Si l'on se réfère aux données pratiques, on peut admettre pour $\frac{\Delta \mu}{\mu}$ une valeur maxima de 1/10. Le dernier auteur cité calcule les valeurs de T qui lui correspondent pour les trois cas suivants :

Push-pull ordinaire	Résistance cathodique maxima	Penthode dans la cathode
$R_c = 0$	$R_c = 500$ K	$R = \infty$
$T = \frac{\mu}{\Delta \mu}$	$T = \frac{\mu^2}{2 \Delta \mu}$	$T = \frac{\mu^2}{\Delta \mu}$

Nous sommes donc loin de la valeur optimiste donnée par Johnston.

VI. — Circuits d'équilibrage

Ces valeurs de T sont tout à fait insuffisantes. Il n'est pas rare en effet d'avoir une tension de 0,2 volt apportée par le secteur sur les grilles d'entrée, alors que les signaux d'entrée sont beaucoup plus faibles (une sensibilité de 25 μV est désirable en électro-encéphalographie).

On y remédie en prévoyant des circuits d'équilibrage. Nous avons déjà signalé que cet équilibre dépendait surtout des coefficients d'amplification des lampes. Le réglage le plus efficace consiste donc à agir sur ces coefficients. On utilise le fait qu'un shunt résistant S placé entre la plaque et la cathode d'une lampe modifie ses paramètres qui deviennent :

$$\mu' = \frac{\mu S}{S + R_i}$$

et :

$$R_i = \frac{R_i S}{S + R_i}$$

Le circuit de la figure 7 applique ce procédé. A l'équilibre, le facteur T prend une valeur si importante ($T > 50.000$) qu'il devient difficile de le mesurer.

VII. — Remarques importantes

Lorsque la sensibilité utilisable requise dépasse 500 μV, il est nécessaire que les deux premiers étages soient différentiels, avec une forte résistance cathodique, et que le premier possède un circuit d'équilibrage. L'amélioration apportée par l'emploi d'une lampe comme charge cathodique se justifie à peine si l'on considère que le facteur de transmission ne fait que doubler, et que l'établissement des circuits correspondants amène d'autres complications.

Nous avons admis que les signaux parasites étaient en phase, ce qui est toujours vrai, mais ils ne sont pas toujours d'amplitude rigoureusement égale sur chaque grille. Le circuit d'équilibrage servira à équilibrer ces parasites, le sujet étant branché. Ceci justifierait donc leur présence, même si l'amplificateur était rigoureusement symétrique. En électrocardiographie les électrodes sont très éloignées (bras et jambe), et ce réglage est nécessaire, bien que les tensions à amplifier soient assez importantes (2 mV).

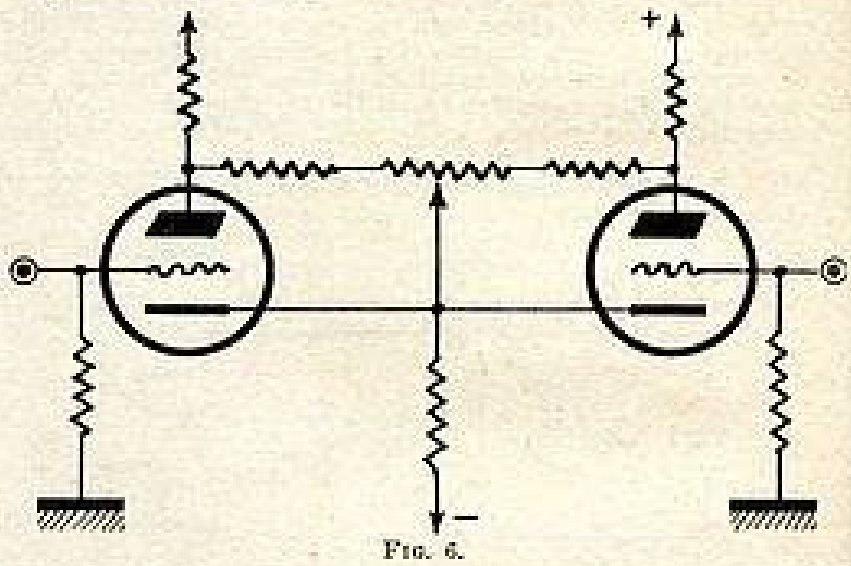


Fig. 6.

Le procédé utilisé qui consiste à réinjecter en opposition de phase une tension alternative de 50 périodes par seconde est à rejeter ; cette réinjection ne peut pratiquement s'opérer qu'à partir du deuxième étage, alors que l'intermodulation existe déjà. Il peut se trouver des signaux indésirables d'une fréquence différente.

Malgré les performances décrites, il sera toujours préférable d'utiliser une cabine blindée dans laquelle on incorporera avec profit l'étage d'entrée.

BIBLIOGRAPHIE

VACUUM TUBE AMPLIFIERS, Radiation Laboratory series.
D. H. PARNUM, Transmission factor of differential amplifier. *Wireless Engineers*, Avril 1950.
D. H. PARNUM Biological amplifiers, *Wireless World*, Nov. 1945.
L. JOHNSTON, Electro-encephalograph Amplifiers, *Wireless World*, Août-sept.-oct. 1947.
SHIRLEY Amplifiers for Cardiography, *Wireless World*, Juin 1950.

PROCHAINEMENT

Nous débuterons 1951 en apportant à nos lecteurs, dans notre numéro 267 de JANVIER, deux études d'une actualité certaine :

- Comment nous employons nos disques " microsillon " à très haute fidélité, par Jacques LIGNON, ingénieur.

— *Avec les conseils nés d'une expérience de plusieurs mois.*

— *Avec la description complète de notre amplificateur à courbe de réponse plate à ± 0,5 db de 20 à 20.000 c/s.*

Il faut bien comprendre que toute l'industrie de la machine parlante va être révolutionnée par la vente de ces disques en France. Toutes les firmes sérieuses vont sortir : pick-up et amplis adaptés à ces reproductions à très haute fidélité. L'absence totale de bruit de fond, sans filtres, et la vérité de la reproduction enthousiasment l'auditeur tout autant que la durée des disques.
Et les nouveaux disques à 78 tours vont simplifier l'acclimatation du microsillon chez les amateurs à moyens financiers réduits qui pourront utiliser le tourne-disques classique.

- **Amplificateur à large bande à self de correction fantôme**, calculs et démonstration inédits par M. LECHENNE, ingénieur.

Il s'agit du montage utilisé aux U.S.A. en radar, et par R. ASCHEN dans notre moniteur apériodique de dépannage.

26e ANNÉE

TABLE DES ARTICLES

26e ANNÉE

parus dans la T. S. F. revue mensuelle pour tous les Techniciens de l'électronique
de Janvier à Décembre 1950 (numéros 255 à 266 inclus)

Nous rappelons que nos numéros de fin d'année publient la liste de tous les articles parus. Ainsi les lecteurs abonnés récents peuvent connaître quels numéros de la revue ont traité de sujets qui les intéressent et peuvent acheter aux Editions CHIRON l'exemplaire désiré s'il n'est pas épuisé.

Nous offrons aux nouveaux abonnés les collections complètes des années 1945, 1946, 1947, 1948 ou 1949 aux prix suivants :

L'année 1945 : n°s 28 à 39 inclus, soit 12 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 360 francs port compris.

La table des articles 1945 a été publiée dans le n° 39 (206), qui a publié également la table d'une partie des articles des années de guerre, du n° 13 (180) au n° 27 (205). Prix du n° 39 : 42 francs, port compris.

L'année 1946 : n°s 207 à 218 inclus, soit 11 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 360 francs port compris.

La table des articles 1946 a été publiée dans le n° 218, prix : 42 francs, port compris.

L'année 1947 : n°s 219 à 230 inclus, soit 11 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 450 francs port compris.

La table des articles 1947 a été publiée dans le n° 230, prix : 62 francs, port compris.

L'année 1948 : n°s 231 à 242 inclus, soit 11 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 600 francs.

La table des articles 1948 a été publiée dans le n° 242, prix : 77 francs, port compris.

L'année 1949 : n°s 243 à 254 inclus, soit 11 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 800 francs port compris.

La table des articles 1949 a été publiée dans le n° 255, prix : 82 francs, port compris.

L'année 1950 : n°s 255 à 266 inclus, soit 11 fascicules, peut être expédiée contre la somme de 800 francs.

La table des matières en est donnée ci-dessous.

Nous voyons par notre très important courrier technique (réponses directes aux lecteurs) que les nombreuses réalisations de la T.S.F. pour Tous, en tant que récepteurs et amplificateurs BF par exemple, au cours des trois années qui viennent de s'écouler sont toujours utiles à nos lecteurs. Nous ne voulons pas faire paraître une nouvelle fois des montages dont une solution adéquate a été déjà publiée. La T.S.F. pour Tous, malgré son développement encore accru de 1950 et qui en fait la revue radio la plus dense :

onze numéros en 1950. — 434 pages de texte.

aucun « habillage », aucun truquage dans la mise en pages, mais toujours un texte clair, sans « condensé », des Tableaux de caractéristiques complets et lisibles, mais établis dans l'encombrement minimum n'a de place que pour publier des études nouvelles et l'actualité technique. Nous préférons donc renvoyer nos lecteurs à ce qui a été déjà publié et qui reste valable.

Les mandats, pour recevoir soit les collections complètes, soit les exemplaires séparés sont à adresser au nom des Editions Etienne CHIRON, 40, rue de Seine, Paris (6e), C.C.P. PARIS 53-35, en indiquant sur le talon du mandat-carte l'objet de la commande.

Prix de l'exemplaire séparé, n°s 26 à 39 et 207 à 228 : 42 francs port compris. N°s 229 et 230 : 62 francs port compris. N°s 231 à 261-262 : 82 francs port compris. N°s 263 à 266 : 102 francs, port compris.

I. — CALCUL DE CIRCUITS

	N°s	Pages
Abaques d'Etude des circuits de compensation, par P.-A. BOURSAULT	263	213
Alimentations de récepteurs (le Calcul des), par Jacques LIGNON	260	242
Amplificateurs à large bande aux très basses fréquences (Le comportement des), par Marcel LECHENNE	263	306
Calcul des Imaginaires et la radio : les lois de Kirchoff en imaginaires, par Jean QUINET	256	78
Calcul des Imaginaires et radio (Le) : circuit à courant constant, par Jean QUINET	257	122
Calcul des Imaginaires (Le) : l'induction mutuelle et la transformation, par Jean QUINET	259	205
Calcul des Imaginaires : Applications à quelques circuits de Radio, par Jean QUINET	261-262	284

II. — CONSTRUCTION RADIO ET SONORISATION

	N°s	Pages
Abaques de calcul des transformateurs de sortie, par P.-L. COURIER	255	13
Abaque N° 1 : rapport de transformation et répartition des charges	255	13
Abaque N° 2 : calcul des affaiblissements et des constantes des circuits	255	14
Alimentation stabilisée commandée par tubes thyratron (Une), par Lucien CHRETIEN	256	53
Amplificateur B.F. de grande puissance : 75 à 80 watts modulés (Réalisation d'un), par Lucien CHRETIEN	256	61
Amplificateur B.F. à liaison directe (Un nouvel), par Raymond H. BATES, traduit par P.-A. BOURSAULT	255	2
Amplificateurs B.F. à haute fidélité	255	43
Amplificateurs de grande puissance (Technique des), par Lucien CHRETIEN	255	25
Amplificateurs de grande puissance. — II. Le schéma, par Lucien CHRETIEN	256	69
Amplificateurs à haute fidélité (contre le ronflement dans les)	256	69
Amplificateur B.F. de 33 watts, le M.D. 2 bis (Réalisation d'un), par Louis BOE	259	184
Association de 2 Haut-Parleurs en tandem pour relief musical, solution rationnelle, par G. GINIAUX	256	63
Baffle (Le), par Serge BERTRAND	255	20
Circuit-contrôleur de tonalités « graves et aiguës »	255	43
Conception, étude, réalisation et mise au point d'un récepteur « UP TO DATE » à haute fidélité : I. L'amplificateur B.F., par Jack ROUSSEAU	264	342
II. Les circuits de HF. L'alimentation. Le schéma général, par Jack ROUSSEAU	266	409
Commande de tonalité à compensation de puissance sonore, par P.-A. BOURSAULT	260	223
Correction, diffusion du son par Haut-Parleur (Un nouveau dispositif : le Citosono), par M. HENRY.	256	75
Contre-réaction mixte en intensité et en tension. —		

	N°	Page
I. Transformation des caractéristiques des amplificateurs B.F., par Henri ABERDAM	263	318
II. Applications pratiques, par Henri ABERDAM	264	347
Déphaseur cathodyne est-il dissymétrique (Le), par M. LECHENNE	255	30
Dissymétrie d'impédances internes (Le), par Marcel LECHENNE	258	155
Dynamique dans l'écoute de la musique reproduite (Le), par A. MOLES	256	68
Etage déphaseur pour amplificateur push-pull (Un nouvel), par J. LIGNON	257	102
Etage déphaseur pour amplificateur push-pull, par J. LIGNON	265	385
Emission secondaire (Etude des perturbations dues à l'), par H. ABERDAM	266	417
Exposition de Radio Allemande d'après-guerre (Une visite à la première), par H. GUTTINGER	265	380
Haut-Parleurs (Une technique nouvelle des)	255	8
Haut-Parleurs (De l'utilisation des), par P.-A. BOURSAULT	256	73
Haut-Parleur électrodynamique (Le fonctionnement du), par Robert ASCHEN	256	76
Impédances internes d'un déphaseur cathodyne sont-elles dissymétriques ? (Les), Marcel LECHENNE	256	70
Interphones B.F. schémas (Théorie et pratique des), par Jack ROUSSEAU	259	181
Microphone à cellule piézoélectrique à large bande passante	265	387
Moniteur apériodique de dépannage (Le), par Robert ASCHEN. Emploi en BF.	255	33
Nomogramme de bruit des récepteurs, par P.-A. BOURSAULT	260	222
Oscillateur B.F. très simple pour guidage des aveugles	255	12
Récepteur de trafic A.M.E. (Analyse des circuits du), par Jack ROUSSEAU 261-	262	260
Récepteurs et Amplificateurs B.F. à contre-réaction de taux élevé (Conditions de la qualité)	260	223
Récepteur de radio et la prise P.-U. (Le), par Marcel LECHENNE	260	235
Récepteur idéal (Comment je vois le), par L. CHRETIEN	266	403
Récepteur tous courants 5 tubes, par Jack ROUSSEAU	263	328
Récepteur radio à changement de fréquence par deux lampes et push-pull H.F. (Premiers Etages d'un), par Jack ROUSSEAU	256	84
Récepteur monolampe sur piles	263	312
Récepteur simple et musical pour la réception des locaux, par Georges GINIAUX	264	350
Récepteur « up to date » à haute fidélité (Conception, étude de réalisation d'un). — I. L'amplificateur B.F.	264	342
II. Les circuits de H.F. L'alimentation, le schéma général, par Jack ROUSSEAU	266	
Sensibilité des récepteurs et sa limitation par le bruit de fond (La), par Jack ROUSSEAU	260	218
Sélectivité (Aspect du problème de), par Marcel LECHENNE	266	405
Super-Bi, récepteur bilampes à selfs indépendantes (Le), par Georges GINIAUX	257	127
Système de Contre-Réaction B.F.	255	12
Système de C.A.V. à 2 diodes, rouge et noir, par Louis BOE	261	262
Tension anodique stabilisée avec thyratrons (Détermination, réalisation et essais d'une), par Lucien CHRETIEN	259	177
Tranformateurs de sortie (Les), par Louis BOE	255	9
Tubes alimentés en alternatif (Du ronflement dans les), par Henri ABERDAM	260	238
Tube E.C.C. 40 double triode à cathodes séparés (Le), par Jack ROUSSEAU	263	302

III. — DOCUMENTATION

	N°	Page
Aimants permanents, par J. LIGNON	255	5
Amplificateurs différentiels utilisés en Electrobiologie (Etude des), par Henri DOZELET	266	432
Analyseurs de bruit (Les), par Simon COUDRIER	256	81
Antenne d'émission pour 10 mètres	259	195
Bloc de trafic « M.X. » (Schéma du), par Jack ROUSSEAU	259	185
Brevetabilité d'une combinaison nouvelle de moyens connus	259	183
Caractéristiques et Performances des récepteurs de radiodiffusion française 1950, par Jack ROUSSEAU	260	230
Characteristics of French Radio Receivers 1950	260	233
Commutateur électronique à grande sensibilité (Nouveau)	258	153
Dispositif acoustique de correction et de diffusion du son « Citosonos » (Nouveau), par Maurice HENRY	256	75
Electronique au Congrès des Techniciens de la Santé (L'), par Marthe DONNIAU	263	316
Essais sur un récepteur voiture M.A.R., par Lucien CHRETIEN	257	125
Exposition de l'Electronique et de la Radioélectricité (Matériel exposé), janvier 1950	257	106
Fiche Technique du Haut-Parleur, par P.-L. COURIER	255	3
Grand Salon de la Radio et de la Télévision organisé par le S.N.I.R. en Octobre ? (Y aura-t-il un)	260	221
Haut-Parleurs et Ecouteurs Piezoélectriques, par Jack ROUSSEAU	255	23
Industrie radioélectrique Française (La nouvelle organisation de l')	265	398
TUBES 6 B.A.7 et 12 B.A.7	256	72
Lois de l'émission thermoionique (Les), par Lucien CHRETIEN	263	294
Modèles réduits télécommandés (Concours de) 261-	262	276
Multiplicateur de fréquence en B.F.	256	75
Oscillateur Basse Fréquence très simple pour guidage des aveugles	255	12
Radio à la Foire de Lyon (La) 261-	262	288
Reportage rapide sur la production française de Haut-Parleurs	255	44
Schéma de branchement et d'utilisation du bloc « Colonial » 63 261-	262	280
Télécommande : règlement des Concours 1950	263	325
Télévision au service de l'atterrissage des avions (La) : le système Téléran. I, par Robert MATHIEU	257	117
La télévision au service de l'atterrissage des avions (La). Système Téléran : fonctionnement en cours de vol, par R. MATHIEU	258	150
Télévision au service de l'atterrissage des avions (La) : le système Téléran. II, par R. MATHIEU	265	388
Télévision Britannique en France (La), par M. DHENIN et G. GINIAUX	265	389
Télévision au Service de la Science Médicale (La), par G. GINIAUX	265	391

IV. — EMISSION

	N°	Page
Antennes d'émission (Fonctionnement des), par Robert ASCHEN 261-	262	281
Antenne de notre émetteur toutes bandes (L'), par Roger A. RAFFIN	264	363
Construction d'un pilote V.F.O. (Oscillateur à fréquence variable, fréquencomètre), par Roger A. RAFFIN	258	136
Emetteur à 4 tubes 2 E. 30 pour la bande 144 à 148 Mc/s (Schéma d'un), par J. ROUSSEAU	256	52
Emetteur de 10-13 watts dans la bande 144-146 Mc/s (Réalisation d'un), par Jack ROUSSEAU	258	140
Emetteur toutes bandes (Réalisation d'un), par Roger A. RAFFIN 261-	262	277
Emetteurs modernes (Eléments des), par Robert ASCHEN	259	202

50

	N°s	Pages
Etages de modulation de notre émetteur toutes bandes, par Roger A. RAFFIN	263	326
Etude de l'émission : I. circuits constitutifs des montages d'émission (Introduction à l'), par Robert ASCHEN	258	133
Généralités sur l'émission. Réalisation du récepteur de trafic, par Roger A. RAFFIN	257	119
Mode opératoire de trafic, par Roger A. RAFFIN	265	397
« Micromatch », dispositif de mesures des Ondes stationnaires et de la puissance H.F. (Le), par P.-A. BOURSAULT	258	142
Oscillateur-Pilote à Quartz taitot avec tube 807, par Jack ROUSSEAU	258	135
Pilote pour émetteur multibandes. Pilote pour émetteur V.H.F., par Jack ROUSSEAU	258	139

V. — EXPERIENCES EN ELECTRONIQUE

	N°s	Pages
Anatomie électronique d'une des tortues spéculantes du Docteur Grey WALTER (L')	265	392
Cybernétique, électronique et machines à calculer, par A. MOLES	264	334
Electron (A la recherche de l'), par Lucien CHRETIEN	265	392

VI. — ENREGISTREMENT ET REPRODUCTION SONORE

	N°s	Pages
Bruits de surface (Les), par Serge BERTRAND	264	360
Conditions de la qualité dans les récepteurs et amplificateurs B.F. à contre-réaction de taux élevé	60	223
Commande de tonalité à compensation de puissance sonore, par Orlan SCHWAN et P.-A. BOURSAULT	260	223
Distorsions à la lecture des disques, par Serge BERTRAND	263	323
Disques L. P. (Les), par Pierre HEMARDINQUER	265	395
Etude, Construction, Mise au point d'une machine magnétique de Reproduction sonore. — III. Construction d'une platine à fil, par Pierre HEMARDINQUER	255	36
IV. Circuits de compensation et les hauts-parleurs dans le montage électronique d'une machine à fil	259	190
Un ensemble mécanique facile à établir, par Pierre HEMARDINQUER	256	83
V. Le montage électronique d'une machine à fil, par Pierre HEMARDINQUER	257	123
Liaison des pick-up à basse impédance	255	12
Industrie du disque (Un nouveau combat dans l'), par André MOLES	265	393
Montage électronique d'une machine à fil : les amplificateurs et oscillateurs, par Pierre HEMARDINQUER	258	157
Nomogramme de bruit des récepteurs, par P.-A. BOURSAULT	260	222
Nouveaux graveurs à cristal, par Pierre HEMARDINQUER	264	362
Récepteur de radio et prise « P.-U. », par Marcel LECHENNE	260	235
Règlement du concours du meilleur enregistrement d'amateur à la R. D. F.	257	126
Reproduction phonographique : I. Qualité de traduction : sillons et aiguilles, par Serge BERTRAND	259	186
Types de graveurs modernes, par Pierre HEMARDINQUER	263	321

VI. — EDITORIAUX, par Lucien CHRETIEN

	N°s	Pages
Electroacoustique	255	1
Difficultés de l'industrie électronique	256	48
Conséquences militaires et politiques de l'énergie atomique	257	89
Copenhague ou « A la recherche des ondes perdues »	258	129
Force et faiblesse des Anglo-Saxons	259	169
Aspects de la fidélité de reproduction acoustique	260	211
Air connu 261-	262	255
A la recherche du temps perdu	263	293
Un Américain devant la télévision européenne	264	331
Cybernétique	265	367
De la lampe « TM » au récepteur	266	401

VII. — PIECE DETACHEE

	N°s	Pages
Haut-parleur et écouteurs piézo-électriques, par Jack ROUSSEAU	255	23
Haut-parleur à membrane exponentielle S. E. M., par Lucien CHRETIEN	255	39
Nouvelle culasse pour aimants modernes, par MM. LYON et VOIRIN	255	40
Pièces pour téléviseurs, appareils de mesure, haut-parleurs. — Matériel B. F. — Condensateurs fixes et résistances par Jack ROUSSEAU	258	160
Transformateurs de sorties (Les), par Ch. LOUIS	255	42
Tubes présentés au Salon de la Pièce détachée : types 2.050 et 2 E 30 (Quelques nouveaux), par Jack ROUSSEAU	256	49
Salon de la pièce détachée 1950 (Le), par Jack ROUSSEAU	257	91

SERVICE RADIO ET MESURES

	N°s	Pages
Adaptation universelle du haut-parleur d'essais par G. GINIAUX	255	18
Adaptation à un récepteur commercial 5 tubes du système Louis Boë de C. A. G. à seuil par diode, par H. D.	264	353
Alignement des circuits d'accord et de l'oscillateur (Procesus de l'), par Robert ASCHEN	266	424
Alimentation des récepteurs et des amplificateurs par vibreurs : technologie, mise au point et antiparasitage, par P.-L. COURIER et R. PREVOT	257	97
Alimentation stabilisée commandée par tubes thyratron	256	53
Alimentations stabilisées (Valeurs des éléments de nos), par J. LIGNON	264	354
Amplificateur symétrique M. F. : conseils d'emploi et réglages (Notre), par G. GINIAUX	260	234
Analyse des qualités d'un récepteur : processus des mesures, par Robert ASCHEN	260	247
Analyse des qualités d'un récepteur : processus des mesures en amplification B. F. de tension et détection par Robert ASCHEN 261-	262	288
Analyseur basse fréquence (Les applications multiples de notre), par Robert ASCHEN et Roger GAILLARD	259	170
Association de deux haut-parleurs en tandem pour relief musical, solution rationnelle, par G. GINIAUX	256	63
Contrôle électroacoustique des haut-parleurs, par M. CLAUSIN	255	41
Commutateur à très grande sensibilité	258	150
Déparasitage des récepteurs auto (Le), par R. LECLAIRE	256	59
Dispositif de polarisation fixe (Notre), par G. GINIAUX	263	312
Dossier technique d'un récepteur de radiodiffusion (Ce que devrait être le), par Jack ROUSSEAU	266	425
Emploi de notre moniteur apériodique de dépannage en haute fréquence, par Robert ASCHEN	264	351
Equipement de contrôle d'une fabrication, par R. ASCHEN	266	421
Mesures de temps très courts de l'ordre du millionnième de seconde (Les), par Henri ABERDAM	259	175

	N°s	Pages
Mesures acoustiques sur les récepteurs : (Quelques applications pratiques des), par André MOLES	260	224
Mesures sur les récepteurs (Etudes critiques des), par Lucien CHRETIEN	260	212
Moniteur apériodique de dépannage : Emploi en S. F., par R. ASCHEN	255	33
Nouvelles fréquences des émetteurs européens : tableaux de concordance des cadrans (Les)	258	131
Oscillateur R-C à large bande	266	426
Réalisation d'une alimentation stabilisée à tension de sortie variable, par Jacques LIGNON	263	298
Récepteur (Qualités d'un) : Mesures en détection et en M.F., par Robert ASCHEN	263	304
Récepteur super-médium pilote (Notre), Version 1950, par J. ROUSSEAU	263	301

TELEVISION ET ONDES METRIQUES

	N°s	Pages
Alimentation très haute tension sans transformateur à fer pour tubes cathodiques 261-	262	272
Antennes T. H. F. pour télévision et toutes applications des ondes métriques : étude, caractéristiques réelles, par Jacques LIGNON	259	192
Antenne T. H. F. à large bande 200-45 Mc/s. (Réalisation d'une), par Jacques LIGNON 261-	262	267
Antenne T. H. F. pour télévision 200 Mc/s. (Une), par Jacques LIGNON	263	317
Cathoscopes Mazda télévision (Les), par Lucien CHRETIEN 261	262	273
Diode de récupération dans une base de temps (Fonctionnement de la), par Robert ASCHEN	257	117
Etages « vision » et « son » de notre téléviseur X.P.R. 819, par Pierre ROQUES 261-	262	270
Etage séparateur, bases de temps, alimentation du X. P. R. 819, par P. ROQUES	263	314
Notion de constante de temps en télévision (La) : intégration et dérivations des impulsions, par P. ROQUES	259	196
Portée des émetteurs de télévision (La), par Simon COUDRIER	259	200
Portées pratiques au-dessus du sol pour les émetteurs V. H. F., par G. GINIAUX	259	201
Qualité dans les récepteurs de Télévision (La), par Pierre ROQUES	266	427
Réalisation et mise au point de notre téléviseur X. P. R. 819, par Pierre ROQUES	264	357
Retour sur le récepteur X. P. R. 6	259	199
Signaux de synchronisation (La séparation des), par Pierre ROQUES	265	373
Système R. C. A. ou « à séquence de points » de télévision en couleurs (Le), par Lucien CHRETIEN.	258	147
Téléviseur à projection sur un écran 30 × 40 cm : X. P. R. 6 (Réalisation d'un), par Pierre ROQUES.	256	64
Téléviseur à tube électrostatique de 18 cm. (Mise au point d'un), par Pierre ROQUES	256	67
Téléviseur à projection sur un écran X. P. R. 6 : Séparation, synchronisation, balayage, alimentation et dispositif de sécurité, par Pierre ROQUES.	257	113
Téléviseur à projection sur un écran (Montage de notre), par Pierre ROQUES	258	151
Téléviseurs haute et moyenne définition (Etude comparée des), par Pierre ROQUES	260	250
Télévision en couleurs aux Etats-Unis : comparaison des différents procédés : C. B. S., C. T. I., R. C. A. (La), par Lucien CHRETIEN	257	108
Oscillographe T. V. (Une création : l'), par Robert ASCHEN	265	376
Valeurs de la fréquence intermédiaire en télévision, par Serge BERTRAND	264	355
Vedette télécommandée « Jean-Marie », par Pierre BEZERIE	266	428
Wobulateur pour réglage des téléviseurs à moyenne et haute définition (Conception d'un), par Serge BERTRAND	265	369
Wobulateur pour réglage des téléviseurs (Réalisation du), par Serge BERTRAND	266	430

DANS LES REVUES ETRANGERES

	N°s	Pages
Amplificateur à courant continu de grande stabilité, par Samuel Freedman	258	132
Choix des standards de Télévision	266	402
Danger des hyperfréquences, par W.W SALISBURG, JOHN W. CLARK et H.M. MINES	257	90
Deux triodes pour la réception décimétrique, par K. RODENHUIS	257	90
Générateur de tensions rectangulaires, par Charles MARKEY et Herbert L. POIAK	258	132
Inductive Promptins system, par Bruce H. DENNEY et Robert-J. CARR	258	132
Interférence produite par les récepteurs de télévision, par M.F. SCROGGIE	258	132
Le tube EQ 80 : un détecteur de modulation de fréquence, par G.L.H. JONKER et A.W.M. VAN OVERBEEK	257	90
Linéarisation des bases de temps de télévision, par A.-W KENN	258	132
Méthodes d'essai des transformateurs de basse fréquence à haute fidélité, par E.-B. HARRISON	258	132
Microscope électronique à aimant permanent	266	402
Nouvelle méthode de synchronisation pour la télévision à grande distance, par T.B. TOMLISON	258	132
Réaction positive (Encore la), par Thomas RODDAM	266	402
Télévision avec modulation du « spot », par R.W. HALLOWS	258	132

BIBLIOGRAPHIE

	N°s	Pages
Aide mémoire du dépanneur, par W. SOROKINE	265	378
Application d'électricité, par P. DESTRAY	266	423
Apprenez à vous servir de la règle à calcul, par Paul PERCHE et E. JOUANNEAU	264	332
Caractéristiques officielles des lampes Radio Album n° 3 et n° 4	265	378
n°3 et n° 4	265	378
Cours élémentaire de Mathématiques supérieures. Calcul différentiel et intégral et Géométrie analytique, par J. QUINET. Tome I. Compléments d'algèbre. Les dérivées et les applications	265	368
Dipôles et quadripôles, par Louis BOE	259	174
Guide du Téléspectateur, par Claude CUNY	264	332
Ingénieur de l'automobile, par Pierre GREGOIRE	264	332
Je construis mon poste, par Jean des ONDES	[illegible]	332
Lampe de radio, par Michel ADAM	264	332
Manuel de Télécommande des modèles réduits par extravision	265	368
Oscillographe au travail (L'), par F. HAAS	266	423
Oscillographe cathodique (Réalisation de l'), par R. GONCHY	266	423
Physique moderne, par G. CASTELFRANCHI	256	58
Plans de Télécommande des modèles réduits, par Charles PEPIN	265	368
Pratique et théorie de la T. S. F., par Paul PERCHE, complétée d'un **Précis de télévision**, par F. JUSTER	264	332
Radio, radar, télévision, par Marcel BOLL	264	332
Radio-Tubes, par F. AISBERG, GAUDILLAT, R. de SCHEFFER	258	150
Rayonnement, photométrie, éclairage, par MERRY, COHU	264	332
Short wave radio and the ionosphere, par T. W. BENNINGTON	264	332
Traité de radioguidage, par OSTROVIDOW	264	332
Toutes les lampes par J. JAMAIN	265	378

Imprimerie André Tournon et Cie, 20, rue Delambre Paris.
Dépôt légal 4e trimestre 1950 : — I. n° 453. — E. n° 26.

La Gérante : Mme CHIROT.

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

10.000 Francs d'ÉCONOMIE sur votre Téléviseur grâce à l'emploi dans vos montages du

MATÉRIEL " ICONE "
QUALITÉ MAIS BAS PRIX
" DÉFLEXICONE "

BLOC de DÉVIATION - CONCENTRATION
Convient pour TOUS LES TUBES MAGNÉTIQUES tous diamètres
Toutes marques 450 ou 819 lignes.
PRIX SENSATIONNEL. . . . . **2.980.**

Bobinage «Vision et son» 450 lignes préréglé, la pce **165.»**
Bobinage Superhétérodyne 819 lignes.
Le jeu pour Statique . . . . **1620.»**
— — Magnétique . **1740.»**
Bobinage oscillateur 7000 v. . . . . **1450.»**

Condensateur spécial pour T.H.T. 7.000 volts. **240.»**
Transfo T.H.T. pour tube statique . . . . . **2400.»**
Sells de choc. Transfo de chauffage et **l'Antenne « Capticone »**, 450 et 819 lignes, etc...

RENSEIGNEZ-VOUS !...

RADIO-TOUCOUR AGENT GÉNÉRAL S.M.C.
54, rue Marcadet, PARIS-XVIIIe

Documentation générale sur TOUT MATÉRIEL « ICONE » accompagnée de notre Documentation 819 lignes contre 2 timbres
Tubes 18 cm neufs disponibles à l'ANCIEN PRIX... Hâtez-vous !..

Vient de paraître...

COURS COMPLET
POUR LA
FORMATION TECHNIQUE
DES RADIOS
MILITAIRES ET CIVILS
(3e Édition — 19e mille)
par Georges GINIAUX

Un volume de 358 pages — Format : 14 × 22,5 cm.
Prix : 840 frs — Franco : 910 frs

ÉDITIONS CHIRON, 40, Rue de Seine, PARIS-VIe

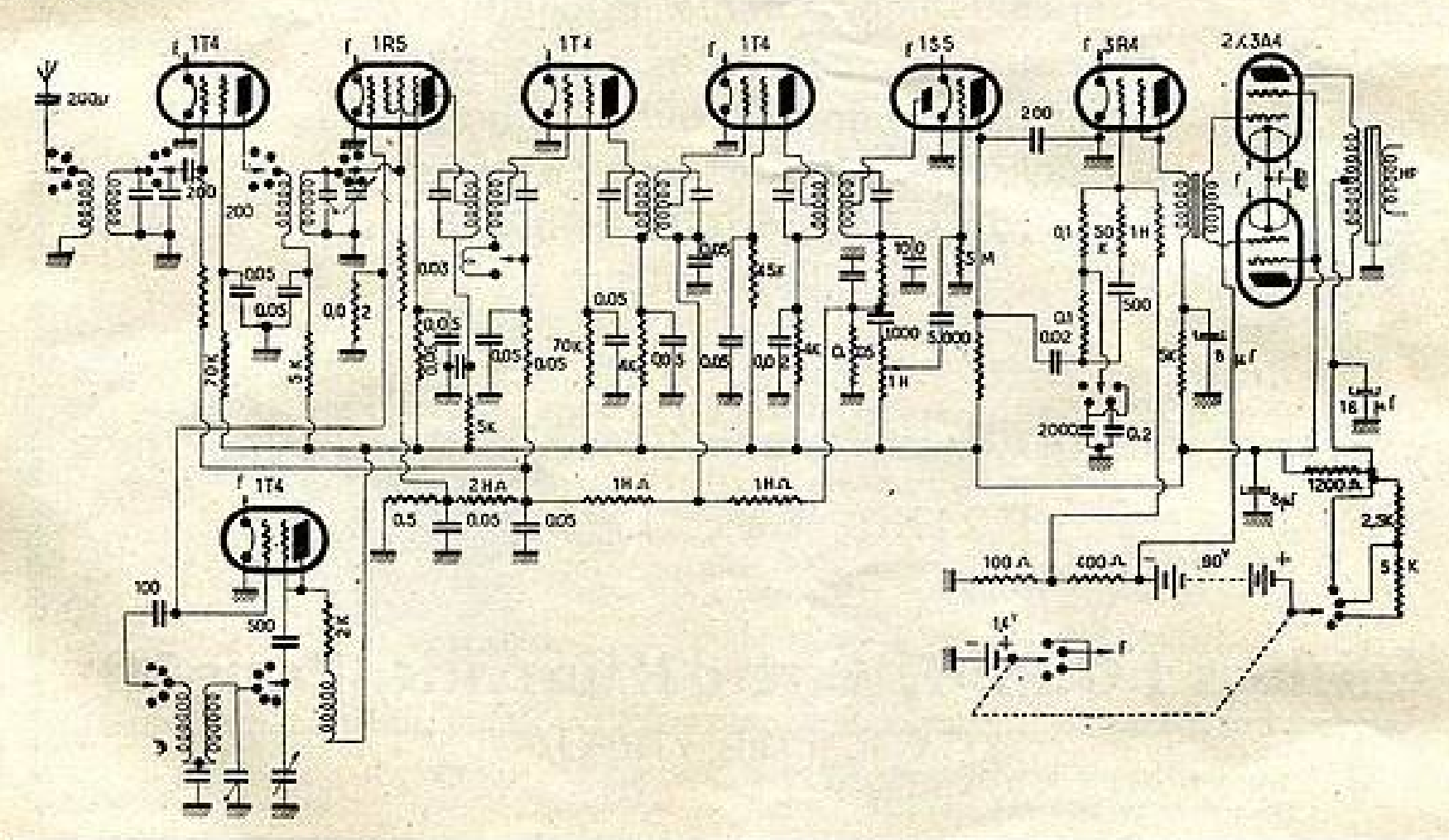
Les **ÉTABLISSEMENTS GAILLARD,** *spécialisés dans la fabrication des postes de grande performance pour colonies, fonctionnant indifféremment sur secteur et sur batterie, se sont attaqués au problème souvent posé d'un poste de grandes possibilités comportant son alimentation autonome de grande durée sans recharge, ni régénération d'aucune sorte.*

Présentent :

le O.C. 91 AUTONOME et le O.C. 79

Caractéristiques techniques :

Bandes couvertes de 10 à 570 mètres sans trou, en cinq gammes - Un tube H.F. accordé sur toutes les gammes - Changement de fréquence par deux lampes - 2 étages M.F. à sélectivité variable - Détection et préampli de puissance attaquant : 2 penthodes montées en push-pull classe B - C.V.A. agissant sur 4 étages - Économiseur incorporé - Durée des piles *sous tous climats* ; 2 ans en fonctionnant 3 à 4 heures par jour.



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

L'usine Radioélectrique la plus moderne d'Europe
Superficie 15.000 m2
consultez-nous
Let us advise you
CRISTAL GRANDIN
consulte nos
Bitte, fragen sie uns an
TRIOMPHE DE LA QUALITÉ FRANÇAISE
S. A. R. P.
RECEPTEURS DE RADIO ET TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES RADIOÉLECTRIQUES
66-72, rue Marceau, Montreuil (Seine). Tel. AVRON 19.90 (5 lignes groupées)