

T S F ET T V

REVUE MENSUELLE POUR TOUS LES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE

(LA TSF POUR TOUS)

28^e ANNÉE

Rédacteur en chef :

Lucien CHRÉTIEN

Le numéro :

- Emploi rationnel de l'ECH42.
- Les décibels.
- Téléviseur Multibloc.
- Télécommande.
- Préampli 4 entrées.
- Correcteur de tonalité.
- Émetteur piloté, etc...

et un

RÉCEPTEUR RIMLOCK

4 G.

Le :

Meuble de conception nouvelle permettant d'agencer le Haut-parleur dans sa partie basse sur un volet décor dont l'arrière est réservé aux disques de 25 et 30 cm. Cette disposition assure une reproduction fidèle des enregistrements microsillons - ETHERLUX 9, Boul. Rochechouart, Paris.



52 pages

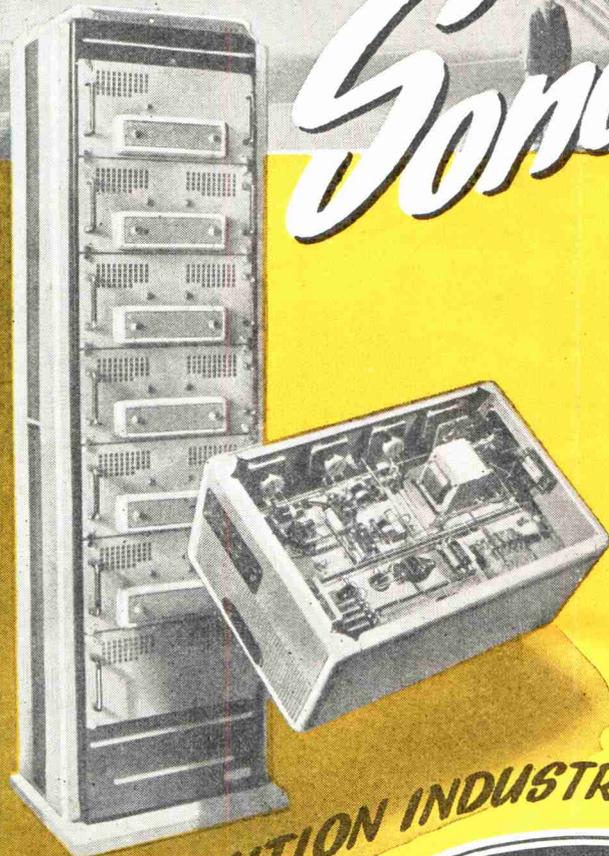
120^F

ÉDITIONS CHIRON, PARIS

A CHAQUE PROBLÈME...

MICROPHONES
HAUT-PARLEURS
AMPLIFICATEURS

Sonorisation...



L'Équipement sonore d'une puissante Centrale Électrique, comme celui du plus simple garage

EXIGE TOUJOURS

un matériel de classe efficace et robuste.

De l'accessoire le plus simple au RACK amplificateur le plus puissant, une fabrication impeccable et un contrôle rigoureux du matériel

PAUL BOUYER

permettent d'assurer sans défaillance les services les plus durs pour le rendement le plus grand...

UNE SOLUTION INDUSTRIELLE...

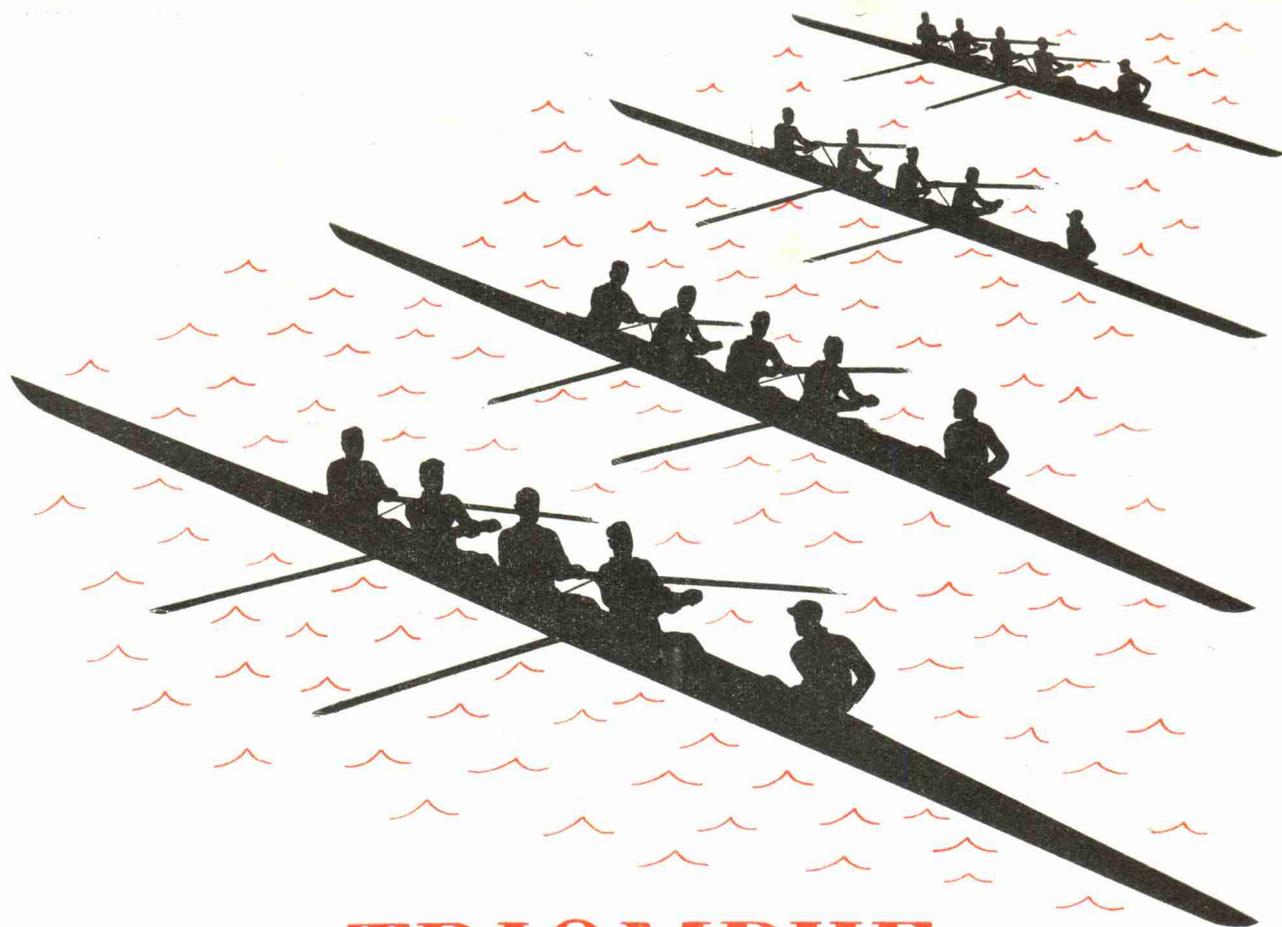
CONSULTEZ...

S.C.I.A.R. DIST. EXCLUSIF
7, RUE HENRI-GAUTIER - MONTAUBAN
(FRANCE) - TÉL. : 8-80

ETS
PAUL BOUYER
Et Cie

S.A.R.L. au CAPITAL de 10.000.000 de Frs

BUREAUX DE PARIS
9 bis, RUE SAINT-YVES - PARIS-14^e
TÉL. : GOBELINS 81-65



TRIOMPHE

des équipes

RIMLOCK-NOVAL

ECH 42 - EAF 42

ECH 42 - EBF 80

ECH 42 - EF 41

ECH 42 - EAF 42

ECL 80 - AZ 41

ECL 80 - EZ 80

EBF 80 - EL 41 - EZ 80

EAF 42 - EL 41 - EZ 80

STABILITÉ

SENSIBILITÉ

SÉLECTIVITÉ

Un avantage exclusif des Rimlock-Noval : l'association EAF 42 (ou EBF 80) + EL 41 donne, en basse-fréquence, un gain très élevé et permet l'application d'un fort taux de contre-réaction : on obtient ainsi une grande fidélité de reproduction.

CE SONT DES TUBES

Miniwatt
DARIO

DE LA SÉRIE

RIMLOCK-NOVAL

LA SÉRIE QUI ÉQUIPE LES POSTES MODERNES

Groupez tous vos Achats!

L'INCOMPARABLE
SÉRIE DES CHASSIS

SLAM

*Vous permettra de satisfaire
toutes les demandes de votre Clientèle*

SLAM 46. I.

4 Gammes : PO-GO-OC-BE
8 Lampes : 6BA6, 6BE6,
6AT6, 6AQ5, 6AF7, 6X4
HP 17 cm. à excitation
15.500
(non câblé : 14.200)

SLAM 48. G.

4 Gammes : PO-GO-OC-BE
8 lampes Push-Pull (6BE6,
6BA6, 2 6AV6, 2 6AQ5,
6AF7, 6Y3GB)
HP 21 cm. Grand cadran.
4 glaces
22.100
(non câblé : 20.600)

SLAM

46. F.

décrit dans
TSF et TV
n° 284

4 Gammes :
PO-GO-OC
BE

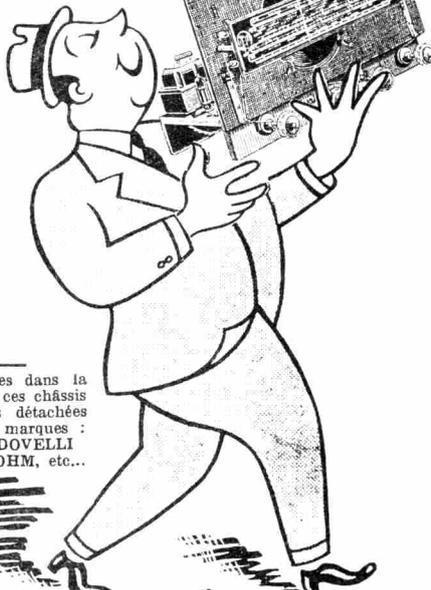
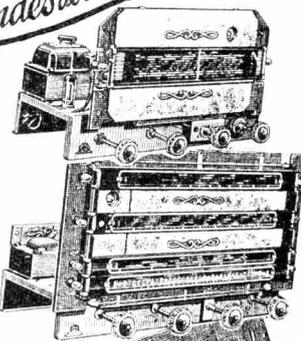
6 Lampes :
6BA6, 6BE6,
6AT6, 6AQ5,
6AF7, 6X4
HP 20 cm.
à excitation
16.500
(non câblé :
15.200)

" Remise
habituelle à
MM. les
Revendeurs "

Ne sont utilisées dans la
construction de ces châssis
que des pièces détachées
de premières marques :
ALVAR - VEDOVELLI
REGUL-RADIOHM, etc...

LE MATÉRIEL SIMPLEX

4, RUE DE LA BOURSE
PARIS - 2° RIC. 62-60



PUB BONNANCE

les variations de tension
doivent être évitées

DES IMAGES
FLOUES

TELE-REGU
RÉGULATEUR DE TENSION
ALTER



ASSURE :
netteté et stabilité
de l'image
augmentation de la
sensibilité
et de la durée des tubes

M.C.B. & VERITABLE ALTER

11, Rue Pierre Lhomme - COURBEVOIE

Tél : D'Éfense 20-90



**COURS DU JOUR
COURS DU SOIR**
(EXTERNAT INTERNAT)
**COURS SPÉCIAUX
PAR CORRESPONDANCE
AVEC TRAVAUX PRATIQUES**

chez soi
Guide des carrières gratuit N° PT 29

**ÉCOLE CENTRALE DE TSF
ET D'ÉLECTRONIQUE**

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2° - CEN 78-87



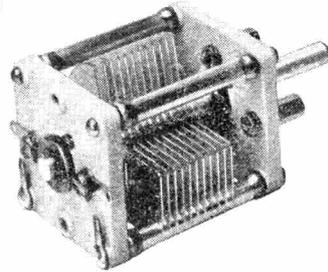
R.P.E.

CONDENSATEURS PROFESSIONNELS

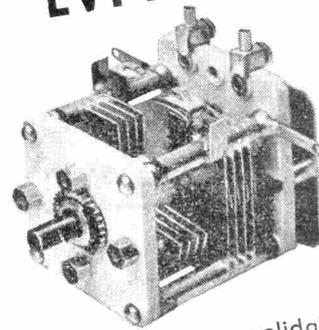
ÉTUDES
PROTOTYPES
SÉRIES



ELVECO
PARIS



EVPR 1000



Axe double gorges, dépassant ou blocage • Rotor solidaire du stator par palier auxiliaire, donc réglage sans déformation de capacité • Valeurs de 20 à 180 pF

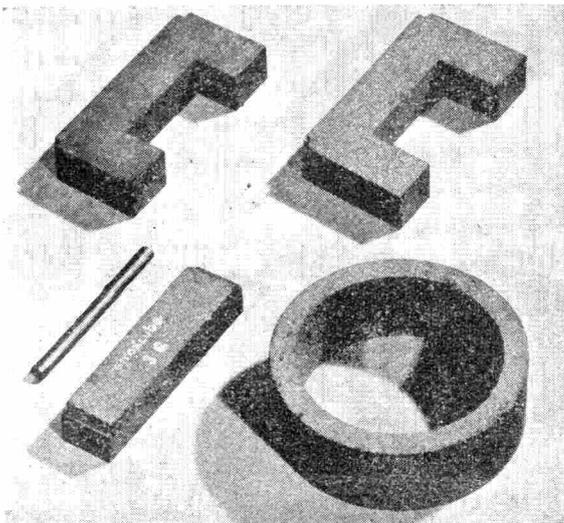
70, Rue de Strasbourg - VINCENNES (SEINE) - DAU. 33-60

PUBL. RAPHY

FERROXCUBE

Ferrites magnétiques

POUR TÉLÉVISION



- ★ NOYAUX pour TRANSFORMATEURS DE LIGNES
- ★ BAGUES pour BOBINES DE DEFLEXION
- ★ NOYAUX PLONGEURS pour BOBINES de réglage d'amplitude et de correction de linéarité

Le **FERROXCUBE** a une perméabilité élevée et de faibles pertes, d'où :

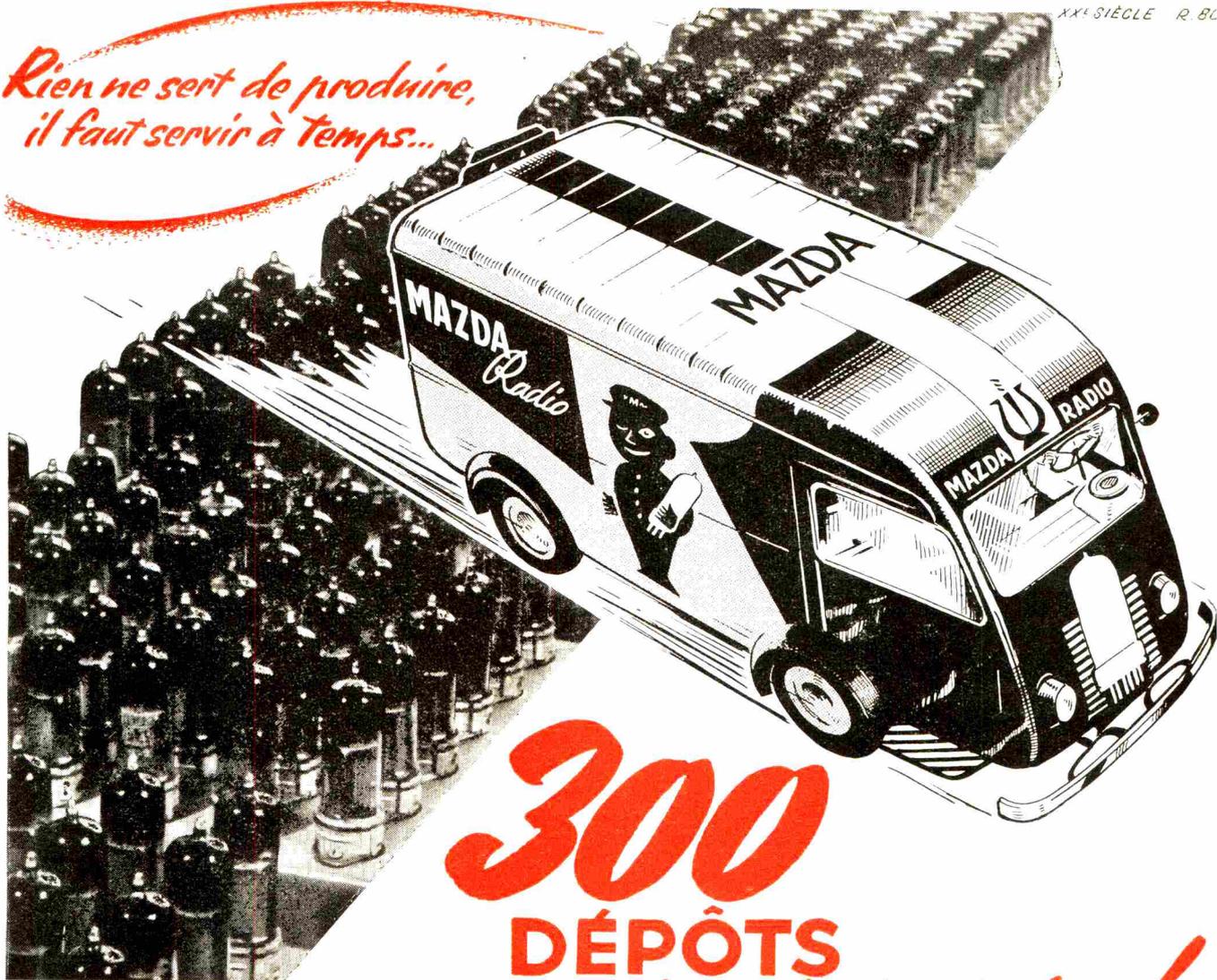
- augmentation de la qualité des circuits (nécessaire avec les nouveaux tubes cathodiques à grand angle et à très haute tension de deuxième anode)
- diminution des dimensions par rapport aux anciens matériaux.

Le **FERROXCUBE** se présente sous forme d'un bloc compact et sa fabrication industrielle garantit une régularité des caractéristiques, d'où :

- facilité de montage
- réduction des prix.

S. A. LA RADIOTECHNIQUE - Division Tubes Electroniques
Section "FERROXCUBE" 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI^e - Tél. VOLtaire 23-09

*Rien ne sert de produire,
il faut servir à temps...*



300
DÉPÔTS
à votre service!

Il existe un Dépôt MAZDA à proximité de votre établissement, demandez-nous son adresse et...

Fiez-vous à

MAZDA *Radio*

COMPAGNIE DES LAMPES - DÉPARTEMENT TUBES ÉLECTRONIQUES

29, RUE DE LISBONNE - PARIS 8^e - LAB. 72-60

T S F ET T V

(LA T S F POUR TOUS)

Revue mensuelle pour tous les techniciens de l'électronique

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

TOUTE LA CORRESPONDANCE
DOIT ÊTRE ADRESSÉE AUX :

ÉDITIONS CHIRON

40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

CHEQUES POSTAUX : PARIS 53-33

TÉLÉPHONE : DAN. 47-56

★

ABONNEMENTS

(UN AN, ONZE NUMÉROS) :

FRANCE 1 100 FRANCS
ÉTRANGER 1 400 FRANCS
SUISSE 22,20 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

161, BOULEVARD SAINT-GERMAIN, PARIS-6^e

TÉL. : LIT. 79-53 et BAB. 13-03

PETITES ANNONCES

TARIF : 100 fr la ligne de 40 lettres,
espaces ou signes, pour les demandes
ou offres d'emplois.

250 fr la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :

ROBERT ASCHEN

HENRI ABERDAM

LOUIS BOË

MARCEL BERTRAND

PIERRE-LOUIS COURIER

PIERRE HÉMARDINQUER

MARCEL LECHENNE

JACQUES LIGNON

ANDRÉ MOLES

R.-A. RAFFIN-ROANNE

PIERRE ROQUES

PHILIPPE FORESTIER

★

Directeur d'édition : G. GINIAUX

28^e ANNÉE

SEPTEMBRE 1952

N^o 287

SOMMAIRE

Editorial.

Télévision transatlantique en direct.... (LUCIEN CHRÉTIEN) 257

Mesures et service radio.

L'emploi rationnel du tube triode-hexode ECH42..... 258
(R. DE SAINT-ANDRÉ)

Gain en puissance, gain en tension et décibels. (LUCIEN CHRÉTIEN) 263

Télévision et ondes métriques.

Télévision commerciale à haute définition à 85 km. de Paris.... 266
(LUCIEN CHRÉTIEN)

Le Multibloc 819 : mise au point et dépannage.. (NICOLAS ZAHL) 267

Système de déflexion pour tubes à grand angle. (ROBERT ASCHEN) 270

Le *Téléran* à l'atterrissage..... (ROBERT MATHIEU) 273

Télécommande.

Le concours de télécommande 1952 sur le bassin des Tuileries... 275

L'équipement de télécommande de la vedette E. D. qui traversa
la Manche..... (GEORGES HONNEST REDDLICH) 276

Enregistrement et reproduction sonores.

Les techniques stéréophoniques à l'étranger. (ANDRÉ MOLES) 277

Calculs de circuits.

Calcul des filtres en double T..... (JACQUES LIGNON) 278

La liaison par résistances-capacités..... (JACK ROUSSEAU) 282

Informations techniques.

Suppléments.

Documents techniques de T.S.F. et T.V. : Lexique radio détaillé
anglais-français. Préamplificateur mélangeur correcteur à
quatre entrées ; Générateur de signaux rectangulaires transi-
tron. Correcteur de tonalité à résistances-capacités. Emetteur
pilote X-tal à un seul tube. Platine tourne-disques Perpetuum.
Les pages du radio monteur : Récepteur moderne à 6 tubes rimlock :
réalisation, plans..... I à VIII

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

ÉDITORIAL

TÉLÉVISION TRANSATLANTIQUE EN DIRECT

UNE DECOUVERTE QUI POURRAIT BIEN ÊTRE SENSATIONNELLE.

Ce projet de la transmission intercontinentale directe a déjà passablement excité l'imagination d'un nombre considérable de mes confrères... On a pensé à des solutions baroques, comme des relais assurés par avion. Les spécialistes de ces « anticipations » ont même songé sérieusement à utiliser la surface de la Lune comme surface réfléchissante... Mais une découverte récente et sérieuse, — celle-là — pourrait bien, un jour prochain, rendre la chose assez facilement réalisable.

On vient, en effet, de s'apercevoir que les ondes métriques peuvent être perçues à des distances considérables et dans des conditions tout à fait remarquables de régularité...

On savait que la chose était possible, mais seulement d'une manière accidentelle. Ainsi, un expérimentateur installé en Afrique du Sud, avait pu percevoir des images de télévision utilisables en provenance de Londres. Je crois même me souvenir, qu'avant 1940, des signaux parisiens avaient été remarquablement reçus aux États-Unis. Mais ces « accidents » se produisant très rarement, quelques jours en une année, par exemple, sont dus à des conditions d'ionisation anormale des couches réfléchissantes de la haute atmosphère.

IL NE S'AGIT PAS D'UN ACCIDENT.

Les connaissances actuelles sur la « couche E », région particulière de l'ionosphère, permettaient de prévoir la possibilité de réception faible, mais régulière, à très grande distance dans les bandes comprises entre 30 et environ 100 mégacycles (λ de 10 à 3 mètres). Ces prévisions fixaient la limite supérieure de réception utilisable à 2 000 kilomètres environ.

Il ne s'agissait pas de circonstances exceptionnelles, mais d'un mode de réflexion nouveau, dû à une dispersion des particules ionisées par suite de phénomènes de turbulence ou de fluctuations dans la haute atmosphère.

TRANSMISSIONS EXPERIMENTALES.

Pour vérifier ces prévisions un émetteur de grande puissance fut monté par « Collins Radio Co » à Cedar-Rapids, dans l'Etat de Iowa. Les émissions furent faites sur 49,8 Mc/s (λ = environ 6 m) avec une puissance de 23 kilowatts, en ondes entretenues, à l'aide d'une antenne en losange spécialement établie. Un tel aérien fournissait un gain de 18 décibels par rapport à un dipôle de même hauteur.

La station réceptrice, utilisant une antenne identique, était installée à STERLING, état de Virginie, par le Bureau National des Standards. La distance était d'environ 1250 km. Les signaux étaient reçus d'une manière absolument régulière, de nuit, comme de jour, non seulement à la station réceptrice, mais en de nombreux autres points. En particulier, on signale une réception irrégulière aux Hébrides, c'est-à-dire à une distance de plus de 2 500 kilomètres.

CONFIRMATION.

Ce qui prouve bien qu'il s'agit d'une réflexion ionosphérique, c'est la relation existant entre la réception de ces fréquences et celle des fréquences normalement réfléchies dans la même zone. En cas d'une perturbation brusque de l'ionosphère (S.I.D. ou Sudden Ionospheric Disturbance) toutes les liaisons ondes courtes sont brusquement perturbées, ou même annulées... Or la liaison sur 49,8 mégacycles, subit alors un renforcement tout à fait remarquable et dont la durée est exactement celle de la perturbation. Le phénomène est absolument régulier, pour chaque perturbation constatée.

SIFFLEMENTS D'INTERFERENCE.

Le signal reçu subit des phénomènes d'évanouissements. On perçoit également, à toute heure, des sifflements d'interférence, de fréquence généralement décroissante. Ces interférences sont dues à des réflexions particulières, accompagnant le déplacement de météores à travers la couche E. Ces sifflements sont d'intensité très variable, plus longs dans la soirée et plus courts et plus fréquents au crépuscule. Ils sont souvent suivis d'une brusque augmentation de l'intensité de réception, celle-ci pouvant aller jusqu'au blocage du récepteur pendant plusieurs secondes — parfois même plus d'une minute.

QUE FAUT-IL EN PENSER ?

Les renseignements donnés plus haut sont empruntés à une communication — faite sans commentaires — dans la « Physical Review » — d'avril 1952... Il s'agit d'un exposé strictement technique : « nous avons fait cela, et nous avons observé cela... ». L'intérêt scientifique de ces observations est de la plus haute importance mais quel est l'intérêt pratique ? A quoi cela peut-il servir ?

Nous en sommes, ici, réduits aux conjectures. Nous pouvons, sur ce terrain, suivre l'Editorial d'« Electronics » (juin 1952) qui prétend que cette découverte est aussi importante que celle de la propagation lointaine des ondes courtes, faites, dans les années 20, par les amateurs...

Cette opinion me semble assez raisonnable. L'intensité de réception permet la transmission radiotélégraphique dans d'excellentes conditions. Les variations ne semblent pas devoir interrompre la liaison. Les sifflements « météoriques » ne semblent pas avoir un caractère catastrophique.

TÉLÉVISION TRANSATLANTIQUE.

Il ne semble pas y avoir d'obstacle sérieux à augmenter la puissance qui n'atteignait pas 25 kilowatts. Il suffit de doubler la portée actuelle pour que ces signaux franchissent l'Atlantique. Rien ne s'oppose à la réalisation d'un transmetteur dix fois ou vingt fois plus puissant.

Ainsi apparaît une possibilité raisonnable de transmettre des images de télévision entre l'Amérique et l'Europe et vice-versa... Peut-être y a-t-il aussi là le moyen de couvrir la France entière, en Télévision, à partir d'une seule station centrale d'émission, sans relais.

Sans doute faudrait-il construire des récepteurs plus sensibles que ceux d'aujourd'hui. Il n'y a aucune impossibilité technique à cela...

L'emploi rationnel du tube triode-hexode ECH42

CARACTÉRISTIQUES COMPLÈTES — UTILISATION PRATIQUE

par R. de SAINT-ANDRÉ

Entre les solutions qui s'offrent aujourd'hui aux constructeurs, le changement de fréquence par triode-hexode présente toujours un ensemble d'avantages indiscutables, qui ont été démontrés, depuis longtemps par les propriétés très satisfaisantes des tubes ECH3 et ECH41.

Le tube ECH42, de création plus récente, montre des qualités techniques qui dépassent encore celles des précédentes triodes-hexodes.

Or, en raison même de la très grande facilité d'emploi, il a suffi, après sa présentation, de communiquer aux intéressés les principales informations pour qu'il soit adopté d'emblée, dès les premiers essais.

Un assez grand nombre de renseignements utiles sont demeurés inédits, et l'on peut donc penser qu'une étude groupant toutes les données du nouveau tube apportera, sans nul doute, une aide appréciable aux bureaux d'études de récepteurs de radiodiffusion. Ils disposeront ainsi du document de travail complet qui leur avait d'ailleurs été promis.

Avant d'aborder la description des propriétés électriques, nous remarquons une particularité essentielle de l'ECH42 : elle est construite suivant la norme « tout verre », le fond circulaire en verre pressé comportant un ergot de maintien qui assure le parfait guidage sur le support « Rimlock » bien connu. Cette nouvelle méthode de fabrication avec broches courtes en ferrocrome apporte aussi une amélioration des propriétés électriques générales, spécialement pour la réception des ondes courtes, par la diminution des inductances, capacités et coefficient d'influence unitaires.

Le tube triode-hexode ECH42 Propriétés électriques

Le tube ECH42 est du type triode-hexode, changeur de fréquence, de la série Rimlock tout verre, de construction plus perfectionnée que le type ECH41 qui l'a précédé. Il possède de bonnes propriétés comme changeur de fréquence, l'hexode étant modulatrice et la triode oscillatrice. La grille de la triode et la grille modulatrice de la partie hexode sont reliées l'une à l'autre à l'intérieur du tube.

Une particularité très intéressante du mode de construction de l'ECH42 est la valeur faible, extrêmement favorable de la capacité anode-grille C_{ag1} de l'hexode, qui est plus petite que 0,1 pF.

Pour étudier l'importance pratique de ce résultat, il a suffi d'ajouter extérieurement une capacité supplémentaire de 0,2 pF. Cette adjonction réduit l'amplification d'un tiers sur 428 kc/s.

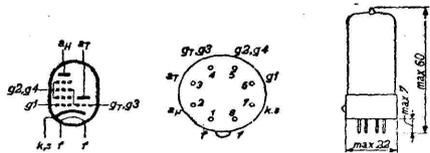


FIG. 1. — Electrodes, culot, dimensions du tube ECH42

Avec une capacité C_{ag1} valant au maximum 0,1 pF, le montage ne risque pas d'osciller, l'amplification et la présélection n'en sont que très peu influencées.

Comme ce tube n'est pas employé comme amplificateur MF, on peut se contenter d'une $C_{ag1} < 0,1$ pF.

Pour une tension d'alimentation anodique de 250 V, la pente de conversion obtenue est de $750 \mu A/V$ pour $V_{g1} = -2$ volts.

Ces résultats s'appliquent, par exemple, au montage représenté à la figure 2.

La partie triode peut, avec un montage approprié, fournir des tensions d'oscillation convenables jusqu'à 98 Mc/s environ. Mais, pour ces fréquences, on peut obtenir un gain de conversion plus élevé en utilisant un tube EF42 comme modulateur.

La partie triode a une pente statique de 2,8 mA/V, une pente efficace en oscillatrice de 0,55 mA/V pour les conditions donnant $200 \mu A$ de courant grille, et 0,6 mA/V pour

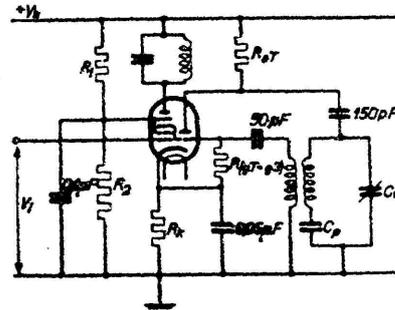


FIG. 2. — Montage changeur de fréquence

$350 \mu A$ de courant grille, ce qui permet de remplir facilement les conditions d'oscillation.

Si la résistance de grille oscillatrice est de 47 k Ω , on règle le courant de grille oscillatrice à $200 \mu A$; le choix d'une résistance de grille de 22 k Ω conduit à obtenir un courant de grille de $350 \mu A$.

A $\lambda = 3$ m, l'hexode de l'ECH42 présente encore une impédance d'entrée de 1600 à 1800 ohms, soit environ 1,5 fois plus que n'importe quel tube changeur de fréquence des séries de tubes grand module et miniatures étudiés pour les fréquences de radiodiffusion normales.

Utilisation comme changeuse de fréquence

Le schéma d'utilisation du tube ECH42 comme tube changeur de fréquence est représenté à la figure 2.

La modulatrice étant une hexode, on prend la tension d'écran sur un potentiomètre R_1 , R_2 , constitué par deux résistances de 27 k Ω . Le courant dans ce potentiomètre (9,3 mA) étant plus de trois fois plus grand que le courant d'écran (3 mA), le réglage automatique de gain (C.A.V.) ne modifie pas, dans un sens défavorable, la résistance interne.

Le circuit oscillant accordé se trouve sur l'anode de la triode. Ainsi, le glissement de fréquence, provoqué par l'action de la C.A.V. ou les fluctuations de tension du secteur, est extrêmement minime en comparaison de ce que l'on peut mesurer sur certains tubes changeurs de fréquence moins perfectionnés.

Afin de bloquer la tension d'anode continue avant le condensateur variable, l'alimentation parallèle de l'oscillateur est employée, avec un condensateur de blocage d'environ 150 pF, et une résistance chuteuse de 33 k Ω , pour ramener la tension de $+V_b = 250$ V à $+V_a = 100$ V à l'anode de la triode. Cette disposition offre l'avantage d'une assez bonne constance de la tension d'oscillation, sur toute l'étendue de chacune des gammes d'ondes. Le courant cathodique maximum est de 7 mA, et la dissipation maximum de la section triode 0,8 W.

Designons par Z l'impédance de la charge d'anode qui résulte de la présence du circuit accordé d'oscillateur, par t le rapport de la tension alternative de grille V_g à la tension alternative sur l'impédance d'anode V_a ($t = V_g : V_a$).

Pour entretenir l'oscillation de la triode sa pente S doit faire apparaître sur l'impédance d'anode exactement la tension d'anode alternative dont la partie t (définie par le transformateur HF d'oscillation) correspond à la tension de grille qui convient. Cette condition d'oscillation est donc :

$$V_a = -S.Z. t. V_a$$

ou en simplifiant :

$$S.Z. t + 1 = 0 \quad (1)$$

Supposons d'abord que S soit la pente statique de la triode amplificatrice avant que l'oscillation s'amorce. La condition (1) représente alors le minimum requis de S , Z ou t pour obtenir un début d'oscillation du courant d'anode. S et Z étant des grandeurs toujours positives, t doit être négatif. Ce signe de t correspond à une évidence expérimentale : la tension de grille V_g doit être déphasée

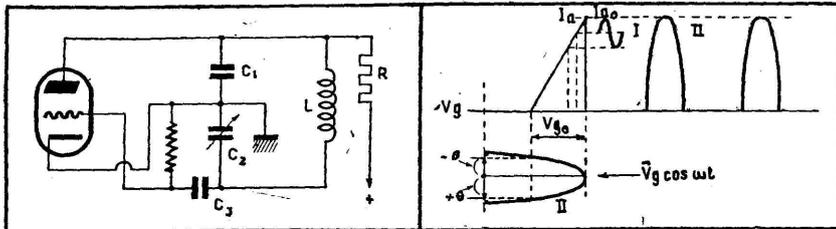


FIG. 3. — A gauche : schéma de principe de l'oscillateur COLPITTS ; à droite : caractéristique linéaire approximative d'un tube oscillateur.

de 180° sur la tension alternative d'anode V_a .

Si dans l'expression (1) S désigne la pente efficace qui correspond à une amplitude déterminée de V_g , l'équation (1) devient la condition d'entretien de cette amplitude par l'oscillateur.

Nous pouvons admettre que l'ensemble du condensateur de grille et de la résistance de fuite maintient à la grille une polarisation négative égale à l'amplitude de V_g .

Pour des valeurs de V_g qui dépassent la tension de blocage V_{g0} de la section triode, l'entretien n'est plus sinusoïdal ; le courant anodique est formé d'impulsions séparées et, parmi les composantes produites, c'est la fondamentale qui est extraite du circuit accordé, à la fréquence de ce circuit, très sensiblement, pour permettre l'entretien correct et stable.

L'impulsion de courant est appliquée entre les instants $-\theta$ et $+\theta$, si l'on désigne par θ le demi-temps de passage du courant d'anode évalué avec la même unité de temps que la période T .

En général, selon Fourier, l'amplitude de l'onde fondamentale de courant est :

$$I_{a1} = \frac{2}{T} \int_0^T i_a \cos \omega t dt \quad (2)$$

Ici, en supposant, pour simplifier, que le tube oscillateur fonctionne à la formation d'impulsions suivant une caractéristique linéaire, nous pourrions écrire, pour i_a positif ou nul (voir la figure 3A) :

$$i_a = S_0 [V_g \cos \omega t - (V_g - V_{g0})] \quad (3)$$

S_0 = pente statique de la triode oscillatrice.

Si nous portons cette expression de i_a dans (2) avant d'intégrer de $-\theta$ à $+\theta$, le résultat de l'intégration est :

$$I_{a1} = 2 S_0 V_g \left(\frac{\theta}{T} \right) - (S_0 V_g / 2 \pi) \sin 2 \omega \theta \quad (2a)$$

Nous dirons alors que la pente efficace de la triode oscillatrice (S_{eff}) est le rapport de cette composante fondamentale I_{a1} du courant d'anode à la tension alternative de grille (V_g).

Par définition : $I_{a1} = V_g \cdot S_{eff}$ (2b)

Et dans le cas particulier de l'approximation linéaire le rapport de la pente efficace à la pente statique est donc

$$S_{eff} = S_0 \cdot \frac{1}{\pi} \omega \theta \cdot \frac{1}{2 \pi} \sin 2 \omega \theta$$

avec θ = temps de passage d'impulsion = $(1 = \omega)$ arc cos $[1 - (V_{g0}/V_g)]$

Dans tous les cas le facteur de

réaction t en ondes courtes doit être inférieur à 1 en valeur absolue. Or, l'impédance de circuit accordé en ondes courtes ne dépasse guère 5 k Ω ; on voit d'après la formule (1) que

$$S_{eff} = -1/Z \cdot t = \frac{-1}{-0,5 \times 5000} = 0,4 \text{ mA/V minimum.}$$

La triode de la ECH42 avec pente efficace réglée à 0,6 mA/V pourra donc entretenir convenablement l'oscillation. Mais il faut surveiller le courant moyen d'anode. Si la tension de l'oscillateur est $V_g = 12 \text{ V}$ ($8 V_{eff}$), on tire de (2b)

$$I_{a1} = 0,6 \times 12 = 7,2 \text{ mA}$$

Pour $V_g = V_{g0}$, le courant d'anode moyen est 1,72 fois plus petit, soit $I_a = 4,2 \text{ mA}$.

Pour obtenir la tension d'oscillation correcte, environ $8 V_{eff}$, le jeu de bobines oscillatrices doit être en couplage assez serré ($t =$ environ 0,5, t étant le rapport de la tension alternative de grille à la tension alternative d'anode). Ce taux de couplage autorise un certain glissement de fréquence lorsque la grille 1 de

l'hexode est reliée à la C.A.V., et on peut aussi observer de la suroscillation vers 20 Mc/s.

Pour éviter ces effets, la valeur maximum de la résistance de fuite de grille oscillatrice est de 47 k Ω et sa valeur habituelle de 22 k Ω . Le condensateur de grille ne doit pas dépasser 50 pF.

L'amplification de conversion réalisable avec l'hexode est très favorable, et nous allons préciser ce point sur un exemple :

Si l'on emploie un filtre de bande MF à couplage critique avec des accords par capacités de 100 pF et une qualité de bobinage r/L voisine de 20 000, l'amplification de conversion obtenue est de 135 environ.

L'intéressant montage d'oscillateur de la figure 3 fournit une tension sensiblement constante, sur de larges gammes de fréquences. Du type Colpitts, où C_1 est le padding et C_2 le condensateur variable, il convient aussi pour les récepteurs à petit nombre de lampes sur les gammes d'ondes longues et d'ondes moyennes. La disposition du bloc, sur les gammes d'ondes courtes, correspond souvent au montage à couplage inductif, usuel (montage Gutton).

Alimentation sur potentiomètre commun des grilles-écrans de l'ECH42 et de l'EAF42

La partie hexode de l'ECH42 est utilisée comme modulateur du changeur de fréquence. Les grilles-écrans des tubes ECH42 et EAF42 (amplificateur MF) sont alimentées à partir du potentiomètre commun R_1 , R_2 . Les conditions d'emploi sont alors fixées par le tableau ci-après :

Tension anodique	$V_a = V_b$	=	250 V
Potentiomètre.....	R_1	=	22 k Ω
	R_2	=	27 k Ω
Résistance cathodique.....	R_k	=	180 Ω
Résistance de grille, triode	$R(gT + g_s)$	=	22 k Ω
Courant d'oscillation	$I(gT + g_s)$	=	350 μA (*)
Tension de la grille 1.....	V_{g1}	=	- 2 - 20,5 V
Tension des grilles-écrans	$V_{(g_2 + g_1)}$	=	85 135 V
Courant d'anode.....	I_a	=	3,0 - mA
Courant d'écran (ECH42).....	$I_{(g_2 + g_1)}$	=	3,0 - mA
Pente de conversion.....	S_0	=	750 24 $\mu\text{A}/\text{V}$
Résistance interne.....	R_i	=	> 1 > 5 M Ω
Résistance équivalente de souffle..	R_{eq}	=	75 - k Ω

(*) Si $R(gT + g_s)$ est choisie à la valeur 47 k Ω , on règle le courant d'oscillation à 200 μA .

Utilisation comme inverseur de phase dans l'amplification à basse fréquence

(figure 5).

Dans le retour de cathode, la résistance de 1 200 Ω , non découplée, introduit une contre-réaction d'intensité et une réduction de la distorsion, comme le montre le tableau ci-dessous.

TENSION D'ANODE V_b (volts)	COURANT D'ANODE I_b (mA)	V_o/V_i AMPLIFICATION	d_{tot} (%) POUR $V_o = 5 V_{eff}$	d_{tot} (%) POUR $V_o = 10 V_{eff}$	d_{tot} (%) POUR $V_o = 15 V_{eff}$
250	3,6	11	1,2	1,4	1,7
350	5,1	11	1,1	1,2	1,4

Le tableau montre que la triode-hexode ECH42, ainsi employée procure une amplification de tension V_o/V_i de 11 alors que les montages anciens d'inverseurs de phase n'apportent qu'une amplification plus faible ou, même, aucune amplification.

Caractéristiques

CATHODE : Chauffage indirect par courant alternatif ou continu ; alimentation en parallèle

Tension de chauffage..... $V_t = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage..... $I_t = 0,23 \text{ A}$

CAPACITÉS :

A. Partie hexode :

$C_{g1} = 3,8 \text{ pF}$
 $C_a = 9,2 \text{ pF}$
 $C_{ag1} < 0,1 \text{ pF}$
 $C_{g1f} < 0,15 \text{ pF}$

B. Partie triode :

$C_{gk} = 5,5 \text{ pF}$
 $C_{ak} = 2,3 \text{ pF}$
 $C_{ag} = 1,2 \text{ pF}$

C. Entre partie triode et partie hexode :

$C(gT + g_s) \cdot g_H < 0,35 \text{ pF}$
 $C(gT + g_s) \cdot aH < 0,2 \text{ pF}$

Caractéristiques d'utilisation de la partie hexode (changeuse de fréquence).

(Alimentation de la grille-écran par potentiomètre, voir la figure 2) :

Tension anodique et d'alimentation.....	$V_{aH} = V_b$	250	V
Potentiomètre d'alimentation.....	R_1	22	kΩ
de la grille-écran.....	R_2	27	kΩ
Résistance cathodique.....	R_k	180	Ω
Résistance de fuite (grille-triode et grille3).	$R(gT + g_s)$	22	kΩ
Courant d'oscillation.....	$I(gT + g_s)$	350*	μA

Tension de la grille 1.....	V_{g1}	-2	-29	V
Tension de la grille-écran.....	$V(g_2 + g_4)$	85	124	V
Courant anodique.....	I_a	3,0	-	mA
Courant de grille-écran.....	$I(g_2 + g_4)$	3,0	-	mA
Pente de conversion.....	S_c	750	7,5	μA/V
Résistance interne.....	R_i	> 1	> 5	MΩ
Résistance équivalente de souffle.....	R_{eq}	75	-	kΩ

Caractéristiques d'utilisation de la partie triode comme oscillatrice :

Tension d'alimentation.....	V_b	250	250	V
Résistance chutrice dans le conducteur anodique.....	R_{aT}	33	33	kΩ
Courant anodique.....	I_a	4,8	5,1	mA
Résistance de fuite de la grille oscillatrice.	$R(gT + g_s)$	47	22	kΩ
Courant d'oscillation.....	$I(gT + g_s)$	200	350	μA
Tension d'oscillation.....	$V_{oso...}$	8,0	8,0	V
Pente efficace.....	$S_{eff...}$	0,55	0,6	mA/V

Caractéristiques statiques de la partie triode :

Tension anodique.....	V_a	100 V
Tension négative de grille.....	V_g	0 V
Courant anodique.....	I_a	10 mA
Pente.....	S	2,8 mA/V
Coefficient d'amplification.....	μ	22

Caractéristiques limites de fonctionnement de la partie hexode :

Tension d'anode à froid.....	V_{ao}	max. 550 V
Tension anodique.....	V_a	max. 250 V
Dissipation anodique.....	W_a	max. 1,5 W
Tension de grille-écran à froid.....	$V(g_2 + g_4)_o$	max. 550 V
Tension de grille-écran..... ($I_a = 3 \text{ mA}$)	$V(g_2 + g_4)$	max. 125 V
Tension de grille-écran..... ($I_a < 1 \text{ mA}$)	$V(g_2 + g_4)$	max. 250 V
Dissipation de grille-écran.....	$W(g_2 + g_4)$	max. 0,3 W
Limite de point de naissance du courant de grille.....	$V_{g1} (I_{g1} = + 0,3 \mu A)$	max. - 1,3 V
Courant cathodique.....	I_k	max. 7 mA
Résistance extérieure entre la grille 1 et la cathode.....	R_{g1k}	max. 3 MΩ
Résistance extérieure entre la grille 3 et la cathode.....	R_{g3k}	max. 3 MΩ
Résistance extérieure entre le filament et la cathode.....	R_{fk}	max. 20 kΩ
Tension entre le filament et la cathode.....	V_{fk}	max. 50 V

Caractéristiques limites de fonctionnement de la partie triode :

Tension d'anode à froid.....	V_{ao}	max. 550 V
Tension anodique.....	V_a	max. 175 V
Dissipation anodique.....	W_a	max. 0,8 W
Point de naissance de courant de grille.....	$V_g (I_g = + 0,3 \mu A)$	max. - 1,3 V
Courant cathodique.....	I_k	max. 6 mA
Résistance extérieure entre la grille et la cathode.....	R_{gk}	max. 3 MΩ
Résistance extérieure entre le filament et la cathode.....	R_{fk}	max. 20 kΩ
Tension entre le filament et la cathode.....	V_{fk}	max. 50 V

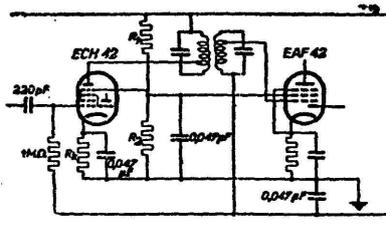


FIG. 4. — Utilisation de la partie hexode de l'ECH42 avec les grilles écrans des tubes EAF42 alimentés par un potentiomètre commun

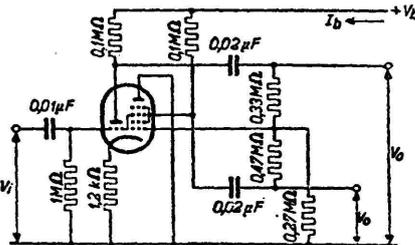


FIG. 5. — Utilisation de l'ECH42 comme tube inverseur de phase.

Caractéristiques de la partie hexode

La figure 6 montre le courant anodique de la partie hexode du tube ECH42, en fonction de la tension de polarisation négative de grille, pour

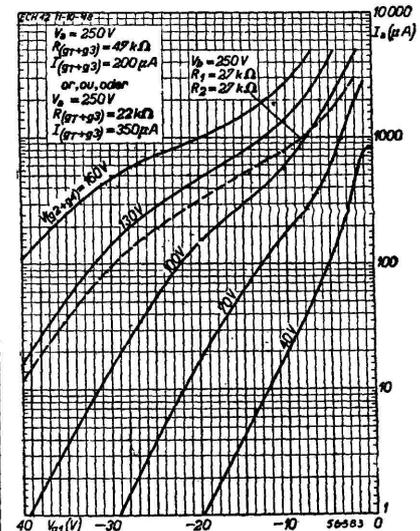


FIG. 6

différentes tensions appliquées à la grille-écran. La courbe en pointillés donne le courant anodique du montage de la figure 2.

Pour voir la signification de V_b , R_1 et R_2 , il convient d'examiner la figure 2.

La figure 7 donne la pente de conversion de la partie hexode du tube ECH42, en fonction de la tension de

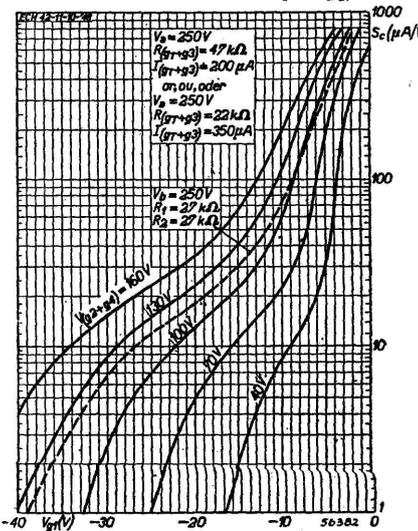


FIG. 7

polarisation négative de grille, pour différentes valeurs de la tension de grille-écran. La courbe en pointillés permet de lire la pente de conversion obtenue avec le montage de la figure 2.

Faible souffle

La figure 8 groupe le courant anodique (I_a), le courant de grille-écran ($I_{g2} + g_2$), en pointillés, la pente de conversion (S_c), la résistance interne (R_i), la résistance équivalente de souffle (R_{eq}) de la partie hexode du tube ECH42, en fonction de la tension de polarisation négative de grille (V_{g1}). (Pour la disposition de R_1 et R_2 , voir la figure 2.)

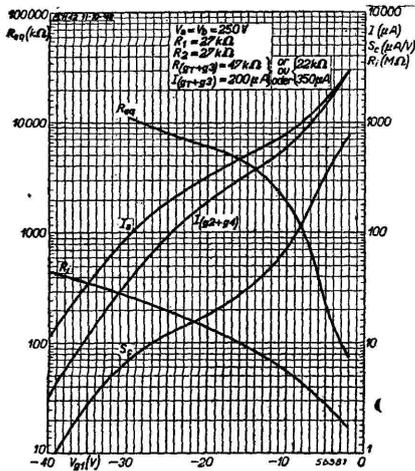


FIG. 8

On remarque qu'aux tensions usuelles de réglage de grille, la résistance équivalente de souffle est comparativement faible.

Si le tube changeur de fréquence est le premier tube d'amplification du récepteur, sa contribution au souffle total est la plus importante, et si l'on désire utiliser par exemple deux étages d'amplification à fréquence intermédiaire les courbes de la figure 8 permettront de trouver un compromis pour obtenir la pente de conversion, S_c représentant le maximum compatible avec une résistance équivalente de souffle (R_{eq}) encore modérée.

Dans les divers cas examinés, la donnée de résistance équivalente de souffle nous conduit à remplacer le tube par une résistance fictive insérée dans le conducteur de grille et qui engendrerait le même souffle que le tube lui-même. C'est la définition exacte de R_{eq} .

La résistance équivalente au circuit résonnant ou au filtre de bande est aussi une source de bruit. L'action totale des tensions de souffle est proportionnelle à la racine carrée des carrés moyens de la tension de bruit E_a et de la tension sur la résistance équivalente.

Nous pouvons nous servir de cette donnée pour des comparaisons utiles. Pour une polarisation normale, tube non réglé, nous avons, pour l'ECH42, $75 \text{ k}\Omega =$ résistance équivalente.

Pour l'utilisation sur la gamme « ondes moyennes », la résistance de résonance de l'accord est de l'ordre de $R_{res} = \frac{L}{rC} = 100 \text{ k}\Omega$. Le souffle total du premier étage apparaît ainsi proportionnel à la somme

$R_{eq} + R_{res} = 75 + 100 = 175 \text{ k}\Omega$.

Si nous employons un filtre de

bande proprement dit au lieu du circuit accordé ordinaire, nous aurons alors un R_{res} de l'ordre de $50 \text{ k}\Omega$, et le souffle total de l'étage sera moins grand dans la proportion de $75 + 50/175$.

On obtient des conditions pour le souffle encore plus favorables en examinant le souffle de l'étage changeur ECH42 lorsqu'il est précédé d'une amplification HF EF41.

Si l'amplification HF est de 20, la résistance de souffle avant la grille de l'ECH42 doit être divisée par $20^2 = 400$.

La résistance équivalente de souffle à insérer dans le conducteur de grille haute fréquence EF41 est donc $75\ 000/400$, soit environ $200 \text{ }\Omega$. Cette résistance équivalente rapportée est très faible, devant R_{res} du filtre HF ($60 \text{ k}\Omega$ environ) et la résistance équivalente de souffle du tube HF EF41, environ $6,5 \text{ k}\Omega$.

Sur les gammes d'ondes courtes, les avantages de l'amplification HF sont encore plus certains du point de vue du souffle.

La résistance de résonance de l'accord pour 18 Mc/s est d'environ $10 \text{ k}\Omega$. Avec l'étage HF EF41 le souffle est sensiblement proportionnel à $16,5 \text{ k}\Omega$; avec ECH42 sans étage HF nous obtenons $10 + 75 = 85 \text{ k}\Omega$.

L'adjonction de l'étage à haute fréquence apporte une diminution de souffle de $\sqrt{85 : 16,5} = 2,3$ fois environ.

Par le réglage de C.A.V. la résistance équivalente augmente avec la tension négative des grilles.

Rappelons que pour une triode-hexode, la résistance équivalente de souffle peut être calculée à l'aide de la relation suivante :

$$R_{eq} = \frac{2,5}{S_c} + 20 \frac{I_a I_{g2}}{I_a + I_{g2}} \times \frac{1}{S_c^2} \text{ en k}\Omega,$$

avec S_c en mA/V, I_a et I_{g2} en mA.

Pour tenir compte des effets dus à l'émission secondaire on doit majorer la valeur ainsi calculée d'environ 25%.

Utilisation de la courbe de m_b

La figure 9 indique la tension efficace (V_i) d'un signal perturbateur sur la grille de commande du tube ECH42, en fonction de la pente de

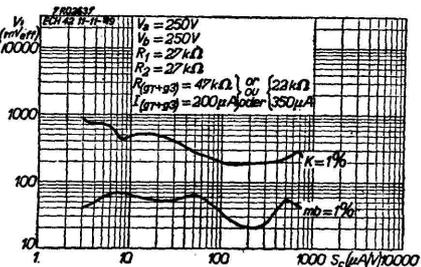


FIG. 9

conversion S_c . Dans chaque cas de figure, ce signal perturbateur provoquerait une transmodulation de 1% dans le montage de la figure 2, pour $V_a = V_b = 250$ volts (courbe de k , en haut).

En bas de la figure 9, on lit la tension efficace (V_i) d'un signal perturbateur du type « ronflement »

provoquerait une modulation de ronflement $m_b = 1\%$. Il est lu en fonction de la pente de conversion réglée S_c .

Si le tube est réglé pour une pente de conversion $S_c = 0,7 \text{ mA/V}$, nous lisons sur la courbe m_b qu'une tension alternative de 15 mV_{eff} sur la grille du tube provoque une modulation de ronflement de 1%.

Alors, on en déduit pour le même réglage de pente de conversion qu'une tension alternative perturbatrice de ronflement de 10 mV entraîne un taux de modulation de ronflement de $0,67\% = m_b$.

Si la tension perturbatrice est à la fréquence 500 c/s , au lieu de 50 c/s , nous devons considérer qu'un taux de modulation par perturbateur m_b de $0,5\%$ reste tout juste admissible. Donc pour cette fréquence

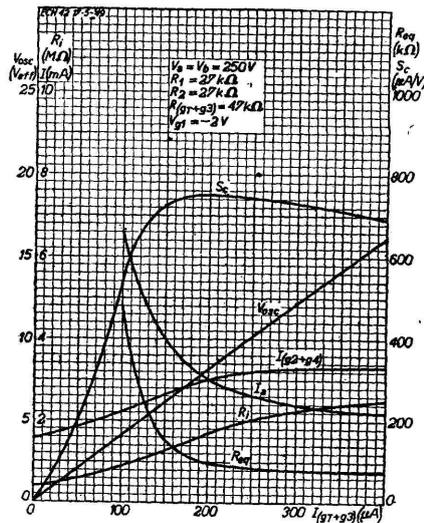


FIG. 10

(500 c/s) les tensions perturbatrices admissibles lues sur la courbe ne peuvent être admises qu'au $1/20$ de la valeur lue, donc $0,7 \text{ mV}_{eff}$ pour $S_c = 0,7 \text{ mA/V}$.

On peut admettre à la fréquence 100 c/s une tension perturbatrice 1,5 fois plus élevée que celle lue sur la courbe, pour $m_b = 1\%$; à la fréquence 50 c/s on pourrait encore admettre 5 fois la valeur de tension perturbatrice lue, pour $m_b = 1\%$.

La donnée pour 100 c/s nous permet de déterminer a priori d'après la mesure de la tension 100 c/s de ronflement de filtrage appliquée à la grille si cette valeur de tension est encore tolérable et dans quelle mesure le filtre d'alimentation ou les découplages doivent être améliorés.

La figure 10 représente la pente de conversion (S_c), la tension d'oscillation (V_{osc}), en volts efficaces, les courants d'anode et de grille-écran (échelle 1), la résistance interne en $\text{M}\Omega$ sur la même échelle de valeurs numériques, la résistance équivalente de souffle (R_{eq}), en fonction du courant d'oscillation I ($I_a + I_{g2}$) pour une résistance de fuite de grille de $47 \text{ k}\Omega$ [R ($g_1 + g_2$)].

La figure 11 contient les mêmes renseignements que la figure 10, mais les courbes, dans ce cas, ont été relevées sur le montage de la figure 2 et

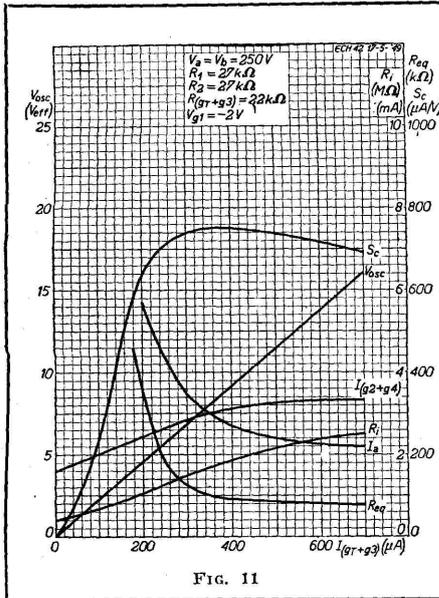


FIG. 11

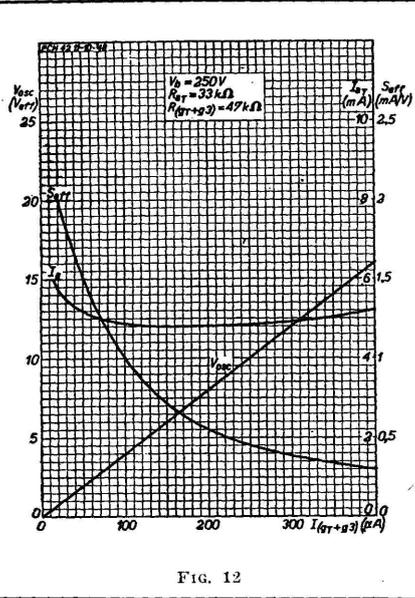


FIG. 12

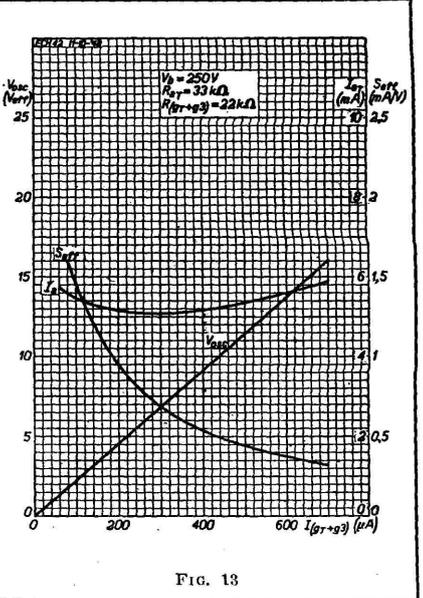


FIG. 13

pour une résistance de fuite de grille oscillatrice $R_{(g2 + g3)}$ de 22 kΩ, en fonction du courant d'oscillation.

La figure 12 représente les courbes de courant anodique I_{AT} , de la pente réelle S_{err} , de la tension efficace d'oscillation V_{osc} pour la partie triode d'un tube ECH42, en fonction de son courant de grille. Le montage d'oscil-

partie triode avec une tension anodique $V_{AT} = 100$ volts.

La figure 15 permet de connaître le courant anodique I_{AT} de la partie triode de l'ECH42, en fonction de la tension d'anode V_a (τ) pour différentes valeurs de la tension de polarisation négative.

La figure 16 réunit pour le montage avec alimentation commune par potentiomètre des grilles-écrans des tubes ECH42 et EAF42 (voir aussi la figure 4), les données suivantes :

Courant d'anode I_a , de grille-écran $I_{(g2 + g3)}$, résistance interne R_i , pente de conversion S_c , et résistance équivalente de souffle R_{eq} pour différentes valeurs de la tension négative de grille ou tension de réglage V_{g1} (V).

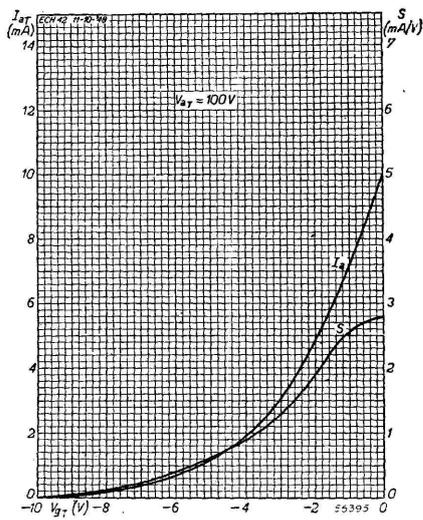


FIG. 14

Remplacement des ECH41 par des ECH42

Ce remplacement est avantageux et facile. Il y a lieu de rappeler en effet que les électrodes des deux tubes sont raccordées dans le même ordre, au même support Rimlock. La modification porte donc seulement sur les éléments de montage.

Pour obtenir la valeur correcte de R_i (voir la figure 2), il suffit de brancher en parallèle sur la résistance correspondante du montage de l'ECH41 primitive, une résistance de 150 kΩ (1/4 watt).

De même, pour amener R_2 à la valeur qui convient à l'ECH42 il suffit de connecter en parallèle sur la résistance primitive du montage de l'ECH41 une résistance de 70 kΩ environ (1/4 W).

Si la résistance de cathode existante (R_k) présente une valeur supérieure à 200 Ω, on peut réajuster à la valeur correcte pour l'ECH42 en ajoutant en parallèle une résistance de 2 kΩ (1/4 W).

La pente statique de la triode oscillatrice de la ECH42 est de 2,8 mA/V au lieu de 1,9 mA/V pour la ECH41. On conservera donc pour la résistance de fuite de la grille oscillatrice la valeur de 20 à 22 kΩ employée avec l'ECH41.

L'amélioration obtenue, qui résulte de ce remplacement simple, justifie ces adjonctions. L'amplification de conversion est en effet sensiblement de 40 % plus grande. Le rapport des pentes de conversion reste assez constamment de $750/500 = 1,5$, [$\mu A/V : \mu A/V$].

Le souffle d'étagé changeur de fréquence apparaît deux fois plus faible avec l'ECH42, puisque, pour ce tube, la résistance équivalente de souffle n'est que de 75 kΩ, alors qu'elle est, pour le même réglage, de 135 kΩ avec l'ECH41.

On pourra toujours réduire à 50 pF, la valeur de la capacité du condensa-

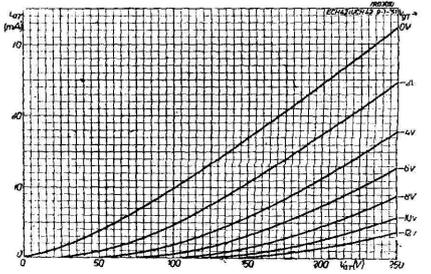


FIG. 15

lateur est celui de la figure 2 avec une résistance de fuite de grille oscillatrice de 47 kΩ, et la figure 13 donne les mêmes renseignements que la figure 12, mais lorsque la résistance de fuite de grille est de 22 kΩ. Toutes ces courbes sont tracées en fonction du courant de grille oscillatrice.

La figure 14 représente, pour la partie triode de l'ECH42, le courant anodique I_{AT} , la pente S en fonction de la tension de polarisation négative de grille V_{g1} (V) pour l'emploi de la

teur de grille oscillatrice, si elle est supérieure à cette valeur.

Dans tous les cas, le couplage des bobinages oscillateurs n'a pas besoin d'être aussi serré avec la ECH42 qu'avec la ECH41. Sur les gammes de fréquences élevées, la réduction des capacités grille-anode de l'oscillatrice avec l'ECH42 peut provoquer un élargissement de la bande couverte avec un ensemble condensateur variable, trimmer, padding déterminé. Il est alors facile de couvrir de nouveau la gamme primitive, si l'élargissement n'est pas désiré, en déplaçant vers les fréquences basses et vers les fréquences élevées les deux points d'alignement extrêmes de chaque gamme d'ondes courtes (courbe de padding).

(Suite page 266.)

Gain en puissance, gain en tension et décibels

par Lucien CHRÉTIEN, ingénieur E. S. E.

Qu'est-ce que le « décibel » ? Un candidat à qui je posais cette question me répondit, non sans humour : « C'est la dixième partie du « bel ».

...Ce qui est rigoureusement exact.

Il ne conviendrait évidemment pas d'aller plus loin dans cette voie et de prétendre qu'un « bel » représente exactement dix décibels.

On trouve maintenant un peu partout, et à propos de tout, des notations en « dB ». On est parfois en droit de se demander si ceux qui les emploient comprennent exactement ce qu'ils écrivent.

C'est en préparant l'édition d'une petite brochure (1) sur cette question que je me faisais les réflexions précédentes. Il est évident que le technicien d'aujourd'hui doit savoir manipuler les décibels avec la plus grande dextérité. Il doit penser « décibels » aussi naturellement qu'il respire. Mais cela ne lui donne pas le droit de penser fausement. Or, je connais des techniciens très qualifiés qui pensent fausement en décibels. Leur péché n'est d'ailleurs pas extrêmement grave : ils pêchent surtout par omission et cette omission est involontaire. Ils sont tellement habitués à utiliser les décibels qu'ils en ont oublié la définition de base. Et l'on peut ainsi s'expliquer que les techniciens en question n'hésitent point à traduire en décibels le rapport de transformation d'un transformateur statique ! Ce qui est, en toute rigueur, une énormité monstrueuse. A moins que... (Mais nous y viendrons plus loin.)

Pourquoi est-ce une énormité ?

C'est une énormité, parce que, par définition, un certain nombre de décibels est une manière particulière d'exprimer un rapport de puissance.

Dire qu'un transformateur de liaison fournit un « gain » de 8 décibels, c'est dire qu'on trouve, entre les deux bornes du circuit secondaire, une puissance 6,3 fois plus grande que la puissance introduite dans le circuit primaire.

L'apprenti électricien sait déjà que la puissance trouvée au secondaire peut être, tout au plus, égale à celle qui a été introduite dans le primaire et — qu'en pratique — elle est même toujours légèrement inférieure, par suite des pertes !

En vérité, ce n'est pas cela qu'a voulu dire le technicien averti. Il a voulu exprimer que le rapport de transformation, exprimé en décibels comme un rapport de tension était de 8 décibels, soit environ 2,5.

Mais cette façon de s'exprimer n'est permise que sous certaines réserves. Et ces réserves, il faut les exprimer si l'on veut être scientifiquement correct. C'est précisément ce que nous proposons de montrer dans cet article.

Les augures.

La définition fournie par les augures est formelle (Terman, Reich, etc.). On dit que deux puissances P1

et P2 présentent un écart de N décibels quand on a :

$$N_d = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Cette manière de s'exprimer est spécialement commode pour traduire les puissances qui régissent des phénomènes en relation avec nos sens : l'ouïe, en particulier. Mais toute sensation est justiciable des décibels. Il serait parfaitement licite d'exprimer en décibels le rapport des puissances mises en jeu dans deux coups de pied au derrière, par exemple.

Tout cela est basé sur la vieille loi de Fechner qui indique que les sensations éprouvées sont entre elles comme le logarithme de l'excitation, c'est-à-dire de la cause qui les a provoquées. Notons d'ailleurs — en passant — que cette loi approximative est purement expérimentale. Elle n'est pas le résultat d'un savant calcul, mais découle d'une série d'observations.

On comprend dès lors pourquoi les décibels ont envahi tout le domaine de l'électro-acoustique, puisqu'en définitive, l'électro-acoustique se propose de nous faire entendre quelque chose.

Le décibel n'est pas une unité.

Précisons encore que le décibel n'est pas une unité, du moins ce n'est pas une unité ordinaire. Une unité, c'est une grandeur qui a été choisie, souvent arbitrairement, pour mesurer par comparaison des grandeurs de même nature.

Ainsi un centimètre est une certaine longueur, un ampère est une certaine intensité de courant, un watt est une certaine puissance.

Mais un rapport de deux longueurs n'est pas une longueur, c'est un nombre. Le rapport entre 1 centimètre et 10 centimètres n'est pas 10 centimètres, c'est 10, tout simplement. Le rapport entre 1 gramme et 10 grammes n'est pas une masse, c'est 10.

De même le rapport entre deux puissances est un nombre pur. Et le logarithme d'un nombre pur est encore un nombre pur...

Pourtant, le rapport entre deux grandeurs peut cependant mesurer quelque chose.

J'introduis 1 microwatt à l'entrée d'un amplificateur et je peux recueillir 1 watt à la sortie...

Le rapport est 1 000 000 ou 10⁶.

En introduisant 5 microwatts, j'aurais pu obtenir 5 watts à la sortie.

Le rapport est encore 10⁶.

Bien qu'il s'agisse d'un nombre pur, ce 10⁶ traduit bien une certaine qualité de mon amplificateur : le rapport d'amplification en puissance ou gain en puissance.

De la même manière, j'aurais pu définir une atténuation ou une perte, qui se serait exprimée encore au moyen d'un nombre pur.

Il est tout à fait raisonnable de vouloir exprimer cette atténuation ou ce gain au moyen d'une unité particulière.

Et nous voilà arrivés au « bel »... et, par suite, au décibel ! Mais pourquoi, diable, avoir voulu introduire des logarithmes dans cette histoire ?

(1) Emploi pratique des décibels. Table de calcul. En préparation aux Editions E. Chiron.

Pourquoi les logarithmes P

Admettons un premier amplificateur donnant un gain en puissance de 10, puis un second donnant un gain de 30, puis un troisième donnant un gain de 4. Pour calculer le gain total, obtenu en branchant les amplificateurs en cascade, il faut faire le produit des gains partiels, soit :

$$10 \times 30 \times 4 = 1200$$

Rien ne s'oppose à mesurer les gains non pas par les nombres 10, 30 et 4, mais par leurs *logarithmes*.

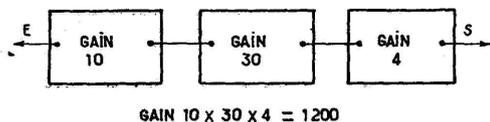


FIG. 1

Il en résultera que pour obtenir le gain total il suffira d'additionner.

En effet :

$$\log (a \times b \times c) = \log a + \log b + \log c$$

Il est plus simple d'additionner que de multiplier. Ainsi se trouve satisfaite notre paresse naturelle.

Il y a mieux. Cette manière de procéder permet d'effectuer sans difficulté des calculs qu'il serait impossible d'effectuer autrement.

Un calcul incalculable.

Le procédé précédent permet de calculer aussi bien des « gains » ou « amplifications » que des « pertes » ou « atténuations ».

S'il s'agit d'une atténuation, la puissance de sortie est donc plus petite que la puissance d'entrée. Le rapport est donc plus petit que 1. Il y correspond un logarithme négatif.

Rien n'est plus simple alors que d'introduire ce terme négatif parmi d'autres. On fera tout simplement une soustraction au lieu d'une addition...

Supposez maintenant qu'une ligne fournisse une atténuation de 0,8 pour une certaine longueur l , quelle serait l'atténuation obtenue pour une longueur double ? Ce serait évidemment

$$0,8 \times 0,8 \text{ ou } (0,8)^2$$

Mais si je multipliais la longueur par 2,54 ?

Un mathématicien vous répondra sans hésiter :

L'atténuation sera $(0,8)^{2,54}$.

Invitez-le alors à effectuer ce calcul... au moyen des « quatre règles » ?

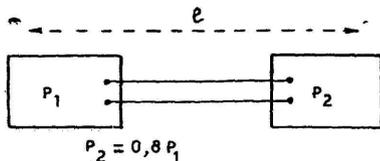


FIG. 2

C'est tout simplement impossible.

En revanche, si nous avons admis la convention définie plus haut, tout devient simple.

$$\log (0,8)^{2,54} = 2,54 \times \log 0,8$$

Il suffit de multiplier le résultat par 2,54.

Et voilà pourquoi les décibels sont si commodes.

Nepers, TU, etc.

Notons qu'il y a d'autres « unités » du même genre : le néper par exemple. Notre propos n'est pas d'en parler aujourd'hui. Signalons donc simplement leur existence. Remarquons aussi qu'on passe très facilement d'une expression en décibels à une expression en nepers et réciproquement : il suffit d'une simple multiplication, exactement comme pour passer d'une expression en « watts » à une expression en « chevaux-vapeurs ».

Rapports d'intensité et de tension.

Nous touchons maintenant au cœur du problème.

Une puissance peut s'exprimer au moyen d'une intensité :

$$P = RI^2$$

ou d'une tension :

$$P = \frac{E^2}{R}$$

Si l'on utilise des circuits de même résistance ou, d'une manière générale, de même *impédance*, on peut comparer des puissances en se servant des tensions ou des intensités. On remarquera tout simplement que les puissances varient comme le *carré* des intensités ou des tensions.

Toutefois, il est bien évident que le passage par les intensités ou les tensions n'est qu'un moyen plus commode pour atteindre la puissance mise en jeu. Mais la chose *n'a plus de sens* si tensions et intensités ne sont pas mesurées dans des circuits de même résistance ou impédance.

Conclusion.

On peut exprimer, au moyen des décibels, des rapports de tension ou d'intensité, à condition de doubler la valeur calculée et **SOUS LA RESERVE EXPRESSE QUE CES TENSIONS OU CES INTENSITES SOIENT MESUREES DANS DES CIRCUITS DE MEME IMPEDANCE.**

Sur ce point encore, les augures sont tous parfaitement d'accord. Et la seconde proposition a été écrite en lettres capitales parce qu'il ne faut pas l'oublier, sous peine de tomber dans des absurdités.

En voulez-vous la preuve ?

Absurdité.

Considérons la figure 3. Un amplificateur dont l'impédance d'entrée est de 1 mégohm, alimente un haut-parleur. L'impédance de la bobine mobile est de 1 ohm à la fréquence de la mesure.

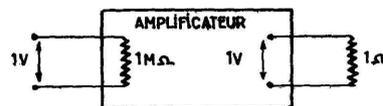


FIG. 3

Quand on introduit 1 volt à l'entrée, on trouve 1 volt à la sortie.

La puissance d'entrée est de $(1)^2/10^6$ ou 1 micro-watt, c'est-à-dire la *millionième* partie d'un watt. C'est peu de chose. C'est ce que peut fournir un pick-up, ou lecteur de disque de moyenne sensibilité.

Quant à la puissance de sortie, elle est de $1^2/1$ ou

1 watt. Or, dans un haut-parleur convenable, 1 watt, cela fait de la musique ou du bruit !...

Le gain de puissance est de 1 million — ce qui, exprimé en décibels, fait exactement 60 décibels.

Il n'est pas question de prétendre que cet amplificateur n'amplifie pas. Le haut-parleur vous en fournit une preuve assourdissante. *Cependant, si vous exprimez son gain en tension vous trouvez 1 — ce qui fait très exactement 0 décibel !*

Et pourtant...

Et pourtant, répétons-le, de très honorables techniciens expriment des gains en tension au moyen de décibels, sans s'occuper le moins du monde des impédances d'entrée et de sortie. Ils s'en moquent, comme un poisson d'une pomme.

Ce sont ces mêmes techniciens qui n'hésitent pas à exprimer un rapport de transformation en décibels ou, encore, un taux de réaction, lequel est, lui aussi, par définition, un rapport de tensions.

Vous pensez bien que tout cela doit s'expliquer très simplement et qu'il y a une « attrape » quelque part.

Reprenons le cas de l'amplificateur figure 3. Supposons que le tube final puisse fournir 16 watts. Cela supposerait un gain de puissance de :

$$16 \times 10^6 \text{ ou } 1,6 \times 10^7, \text{ c'est-à-dire } 72 \text{ décibels.}$$

Pour utiliser à plein l'amplificateur, il nous faut donc trouver un gain supplémentaire de 12 décibels (puisque le gain est de 60 dB).

En pratique, nous intercalerons un étage d'amplification en tension, quelque part (fig. 4).

En effet, quand la puissance de sortie atteindra 16 watts, la tension de sortie sera évidemment de 4 volts.

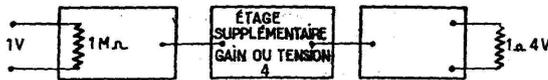


FIG. 4

Il suffit donc d'introduire quelque part, dans la chaîne amplificatrice, un étage donnant un gain en tension de 4.

Or, exprimé en décibels, un gain en tensions de 4 correspond précisément à 12.

Conclusion.

Il est donc parfaitement licite d'utiliser la notation en décibels pour exprimer un gain ou une atténuation en tension, sans se préoccuper des impédances, **A CONDITION QU'IL S'AGISSE D'UN ELEMENT CONSTITUTIF D'UNE CHAÎNE D'AMPLIFICATION.**

Si l'on ne précise pas ce qui est imprimé en lettres capitales, on tombe dans l'absurdité.

Les techniciens auxquels j'ai fait allusion plus haut ont donc bien péché par omission.

Leur excuse, c'est, sans doute, qu'ils pensaient implicitement à cette réserve. Ils auraient dû l'exprimer. Mais pourquoi répéter toujours la même chose ? Par paresse intellectuelle on sous-entend. L'habitude devient une seconde nature.

Le malheur, c'est que les non-initiés ne connaissent

pas ou oublie cette convention. Elle prend alors l'allure d'une restriction mentale et le gouffre de l'absurdité s'ouvre largement.

Transformateur élévateur.

Mes lecteurs ont, maintenant, certainement compris qu'il puisse être licite d'exprimer un rapport de transformation en décibels.

Dans notre exemple précédent, le résultat cherché, les 12 décibels manquants auraient pu être simplement obtenus sans étage d'amplification supplémentaire. Il eût suffi de réaliser la liaison pick-up-amplificateur au

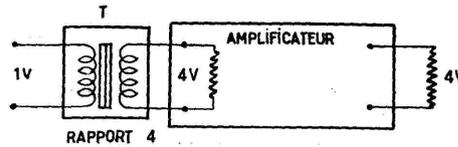


FIG. 5

moyen d'un transformateur élévateur de rapport 4 (fig. 5).

De là à prétendre que ce transformateur donne un gain de 12 décibels, il n'y a qu'un tout petit pas à franchir.

Réaction positive ou négative.

Reprenons une fois encore notre amplificateur. Nous avons intercalé un étage d'amplification qui donne un gain en tensions de 20 au lieu du gain de 4 qui nous était strictement nécessaire.

Allons-nous tout simplement réduire la tension d'entrée ? Nous avons mieux à faire.

Nous pouvons profiter de l'excès de gain pour appliquer une réaction négative. Ainsi nous améliorerons le comportement de l'amplificateur.

— Quel taux de réaction ? Il faut ramener le gain en tension à la valeur 4.

Le gain d'un amplificateur réactif A_r en fonction du gain en l'absence de réaction A est donné à a_r l'expression (1) :

$$A_r = \frac{A}{1 - rA}$$

En remplaçant A par 20 et A_r par 4 nous prouvons facilement que r doit être de $-0,2$ ou -20% .

Le rapport entre A_r et A est évidemment $1 - rA$, c'est-à-dire ici : (r étant négatif)

$$1 + (20 \times 0,2) = 5$$

Lorsque nous avons un gain en tension de 20, le gain en puissance était devenu de 86 décibels.

Nous l'avons ramené à 72 décibels. Nous avons ainsi sacrifié

$$86 - 72 = 14 \text{ décibels.}$$

Or, si nous exprimons $1 - rA$ en décibels, c'est-à-dire ici : 5. Nous trouvons précisément 14 décibels !

Conclusion.

Il est donc parfaitement licite d'exprimer en décibels la grandeur $1 - rA$, qui est le rapport de deux gains en tensions. On peut introduire cette grandeur dans les calculs, comme s'il s'agissait d'un étage d'amplification en tension. Cette grandeur peut être positive (réaction positive) ou négative (contre-réaction).

Gas d'un atténuateur ou d'un filtre.

Les exemples précédents pourraient être multipliés. On pourrait — entre autres — examiner le cas d'une cellule d'atténuation quelconque. Nous arriverions aux mêmes conclusions.

Pour résumer et conclure.

Il est évident que ce procédé de calcul est extrêmement commode ; ce qui explique précisément pourquoi il est devenu si répandu.

Il convient de ne pas oublier les conventions faites et les réserves exprimées.

Considérons un système amplificateur tout entier, entre le microphone ou la cellule et le haut-parleur. Il s'agit de multiplier la puissance fournie par le microphone ou

(1) Voir : *Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction*, du même auteur. E. Chiron, éditeur.

la cellule par un certain coefficient — qui est le gain en puissance. Le gain en tension n'a, ici, absolument pas à intervenir. Ce gain, nous pouvons l'exprimer en décibels — et nous nous servons de la définition classique.

Pour les éléments intercalés dans cette chaîne d'amplification : étages intermédiaires, filtres, atténuateurs, transformateurs, nous pouvons exprimer en décibels, leur gain en tension. Il ne faut pas tenir compte des impédances d'entrée et de sortie, à condition de considérer exclusivement ces éléments comme des parties qui font partie d'un ensemble et qu'il ne faut pas séparer.

C'est seulement en suivant rigide-ment la discipline précédente qu'on peut prétendre à la rigueur scientifique et respecter l'Esprit de Géométrie, cher au génial Pascal, et qui consiste, en particulier, à « définir tous les termes et à prouver toutes les propositions ». (*Pensées de Pascal.*)

Lucien CHRÉTIEN.

TÉLÉVISION A HAUTE DÉFINITION COMMERCIALE à 85 Kilomètres

par Lucien CHRÉTIEN, Ingénieur E.S.E.

Nous devons à l'extrême obligeance de la Société « LA RADIO-INDUSTRIE » de pouvoir tenter une expérience du plus haut intérêt pour tous ceux qu'intéresse le développement de la télévision.

QUELLE EST LA PORTEE « COMMERCIALE » DES EMISSIONS A HAUTE DEFINITION FAITES DANS LA BANDE DES 200 MEGACYCLES ?

C'est à dessein que nous avons souligné le mot « COMMERCIALE », parce que les prouesses acrobatiques de certains fanatiques n'ont qu'un intérêt documentaire.

Avec une antenne ultra-spéciale, un préamplificateur au départ de l'aérien et un récepteur très travaillé, on peut certes obtenir d'étonnants résultats. Un amateur d'Afrique du Sud a reçu des images de Londres...

Tout cela n'est pas commercial et ce n'est pas de cela qu'il s'agit.

Nous avons voulu savoir s'il était possible d'obtenir satisfaction d'une installation « standard » avec un récepteur sortant de l'usine et, cela, à une distance à vol d'oiseau supérieure à 80 kilomètres.

Le résultat a dépassé notre attente et doit être un encouragement pour tous les futurs téléspectateurs.

A 85 KILOMETRES J'OBTIENS D'EXCELLENTE IMAGES. D'UNE MANIERE PARFAITEMENT REGULIERE, SANS PARASITES, CES IMAGES SONT TRES SUPERIEURES A CELLES QUE PEUT DONNER LA BASSE DEFINITION DANS LES MEILLEURES CONDITIONS. IL EST A SOULIGNER QU'AU MEME ENDROIT LE « 441 LIGNES » N'AVAIT DONNE QUE DE TRES PIETRES IMAGES.

Il est évident que nos observations ne sont strictement valables que pour le lieu même de l'expérience. Elles n'en comportent pas moins un enseignement précieux.

La description de l'installation, celle du récepteur, paraîtront dans notre numéro spécial d'octobre qui sera consacré à la Télévision.

Toutefois, sans plus attendre, nous avons tenu à remercier la Société « LA RADIO-INDUSTRIE » qui a fourni le récepteur et réalisé l'installation et à la féliciter des remarquables résultats obtenus. Signalons, d'ailleurs, à l'intention des autres constructeurs, que notre « banc d'essai » est à leur disposition et que toutes les expériences faites seront l'objet de comptes rendus objectifs dans les colonnes de TSF et TV.

Emploi rationnel du tube ECH42

(Suite de la page 262)

Conclusions

Au cours de cette étude, on a pu dégager que le tube ECH42, la plus récente triode-hexode, constitue une excellente solution du changement de fréquence moderne. Aux fréquences normales de radiodiffusion et spécialement sur les gammes d'ondes courtes, où ce problème comporte des difficultés particulières, ce tube assure un gain de conversion d'une bonne uniformité sans nécessiter des artifices spéciaux techniques ou des accessoires coûteux.

D'une manière très générale, l'oscillateur, qu'il soit de construction personnelle ou celui d'un bloc de construction commerciale, grâce à la triode séparée de bonne pente, ne nécessite qu'un temps de mise au point extrêmement réduit et n'exige pratiquement que le choix correct entre deux valeurs de la résistance de fuite de la grille oscillatrice.

L'alimentation en commun des grilles-écrans de l'ECH42 et du tube MF intéresse aussi le constructeur. Que le tube changeur de fréquence soit employé seul, ou en conjonction avec un

étage amplificateur HF, avec tube EF41, on obtient facilement le rapport optimum du signal au bruit de souffle.

Par la modification de quelques résistances, le remplacement d'un tube ECH41 par un tube ECH42 apporte un gain de conversion de 50 % plus élevé.

Dans de nombreux autres cas de remplacement, on obtiendra également des gains de conversion augmentés, avec la remarquable stabilité qui caractérise le nouveau tube.

R. DE SAINT-ANDRÉ.

LA TÉLÉVISION

Ces pages détachables de T S F et T V continuent la revue « La Télévision »
fondée en 1928 par Etienne Chiron

SOMMAIRE

Construction TV.

Haute définition à grande distance : le Multibloc 819. Mise au point et dépannage ... (NICOLAS ZAHL) I
Systèmes de déflexion pour tubes à grand angle (ROBERT ASCHEN) IV

Développements TV.

La télévision au service de l'aviation. Le « Teleran » à l'atterrissage (ROBERT MATHIEU) VII

HAUTE DÉFINITION A GRANDE DISTANCE : LE MULTIBLOC 819

par Nicolas ZAHL

MISE AU POINT ET DÉPANNAGE

Pour terminer l'article intitulé : « Haute définition à grande distance » (voir les nos 280, 282 et 283 de T.S.F. et T.V.), nous passerons en revue les pannes les plus caractéristiques propres à tout téléviseur. Nous n'avons pas la prétention de donner un traité de dépannage, mais, seulement guider le pionnier à vaincre quelques obstacles, qui peuvent se présenter lors de la mise au point du téléviseur, ou à détecter une panne éventuelle, qui peut se produire après un fonctionnement plus ou moins long.

Les causes de pannes sont nombreuses et très variées. Certains tubes des bases de temps, par exemple, doivent supporter les surtensions importantes et doivent posséder un très haut coefficient d'isolement ; différents bobinages sont le siège des courants importants ou des surtensions très élevées et, malgré les soins apportés à leur fabrication, sont susceptibles aux amorçages des arcs électriques et aux « claquages ». La puissance dissipée par le téléviseur est relativement importante et si l'aération du châssis n'est pas suffisante, il se produit le dessèchement prématuré des condensateurs chimiques, le ramollissement et l'écoulement de la paraffine, la cause de défaillance des condensateurs au papier ; même les résistances dans l'enceinte à température déjà élevée dissipent moins facilement l'énergie, s'échauffent de trop et en modifiant leur valeur primitive causent des troubles de fonctionnement.

Dans notre précédent article nous avons souligné que 80 % de pannes sont dues à la défaillance des bases de temps du téléviseur. Nous analyserons donc avec plus de détails cette partie du téléviseur à fonction complexe.

Bien entendu nous n'avons à notre disposition que le contrôleur universel pour détecter une panne et beaucoup de logique. L'heureux possesseur d'un oscilloscope, qui est très utile dans ce genre de travail, a généralement une préparation technique suffisante et une expérience déjà suffisamment acquise pour se dispenser de nos conseils. Un amateur novice en télévision ne pourra peut-être pas exploiter utilement les possibilités d'un oscilloscope, mais pourra tirer un bon profit de son contrôleur universel.

Nous laissons de côté toute panne propre au bloc d'alimentation et à la partie radio et ne parlerons que des pannes propres au téléviseur uniquement.

Le récepteur étant en panne, on commence par localiser cette dernière au moyen des tests et des déductions logiques. En rétrécissant le champ où se trouve l'élément fautif, on le trouve sans grande difficulté.

I. - Absence de balayage image

La panne se caractérise par l'amplitude verticale très faible se réduisant à un trait horizontal plus ou moins large, suivant la position du potentiomètre de concentration.

A. On n'entend pas le bourdonnement caractéristique de l'oscillateur : blocking image.

Causes possibles :

- 1) Le tube ECC40 refuse à osciller : voir avec un autre tube neuf ;
- 2) Aucune H.T. sur les plaques : coupure dans le fil H.T., court-circuit de C5, qui se caractérise par l'échauffement important de R8 ;
- 3) Coupure d'un des enroulements du transformateur blocking ;
- 4) C3 en court-circuit ou le circuit grille sans retour à la masse ;
- 5) Si la panne persiste, il faut contrôler tous les éléments de cet étage.

B. On entend le bourdonnement du multivibrateur dont la fréquence varie légèrement avec la position du Pot. R5.

Causes possibles :

- 1) Tube EL41 défectueux ;
- 2) Bobine de choc coupée ;
- 3) Un des éléments de liaison du blocking avec le tube de puissance EL41 coupé ou en court-circuit : à contrôler ;
- 4) Un court-circuit dans les bobines de déflexion image ou la coupure de ce circuit.

II. - Absence totale de lumière sur le tube cathodique, le son étant normal

La T.H.T. étant produite par le retour du balayage lignes, le champ où peut être localisée la panne, est très vaste. Il faut le réduire. Le premier test à faire c'est de voir si on a de la T.H.T. ou non. Dans le premier

cas, la panne se situe autour des circuits aboutissant directement aux électrodes du tube cathodique.

1. Il y a de la T.H.T.

Causes possibles :

- 1) Le support de tube cathodique est mal enfoncé ;
- 2) Le filament du tube ne s'allume pas : il est coupé ou non alimenté ;
- 3) Les tensions des différents électrodes par rapport à la masse incorrectes ;
- 4) Si la tension de l'anode A1 est nulle, il est possible que le fil est coupé ou à la masse. Voir R29, C15 ;
- 5) La tension de cathode nulle présente un danger pour le tube : le Wehnelt est parcouru par un courant important étant fortement positif par rapport à la cathode ; débranchez le support de tube et cherchez la cause de la panne. Contrôlez la tension de l'anode EL41 vidéo ; si elle est nulle voir la self de correction, R35

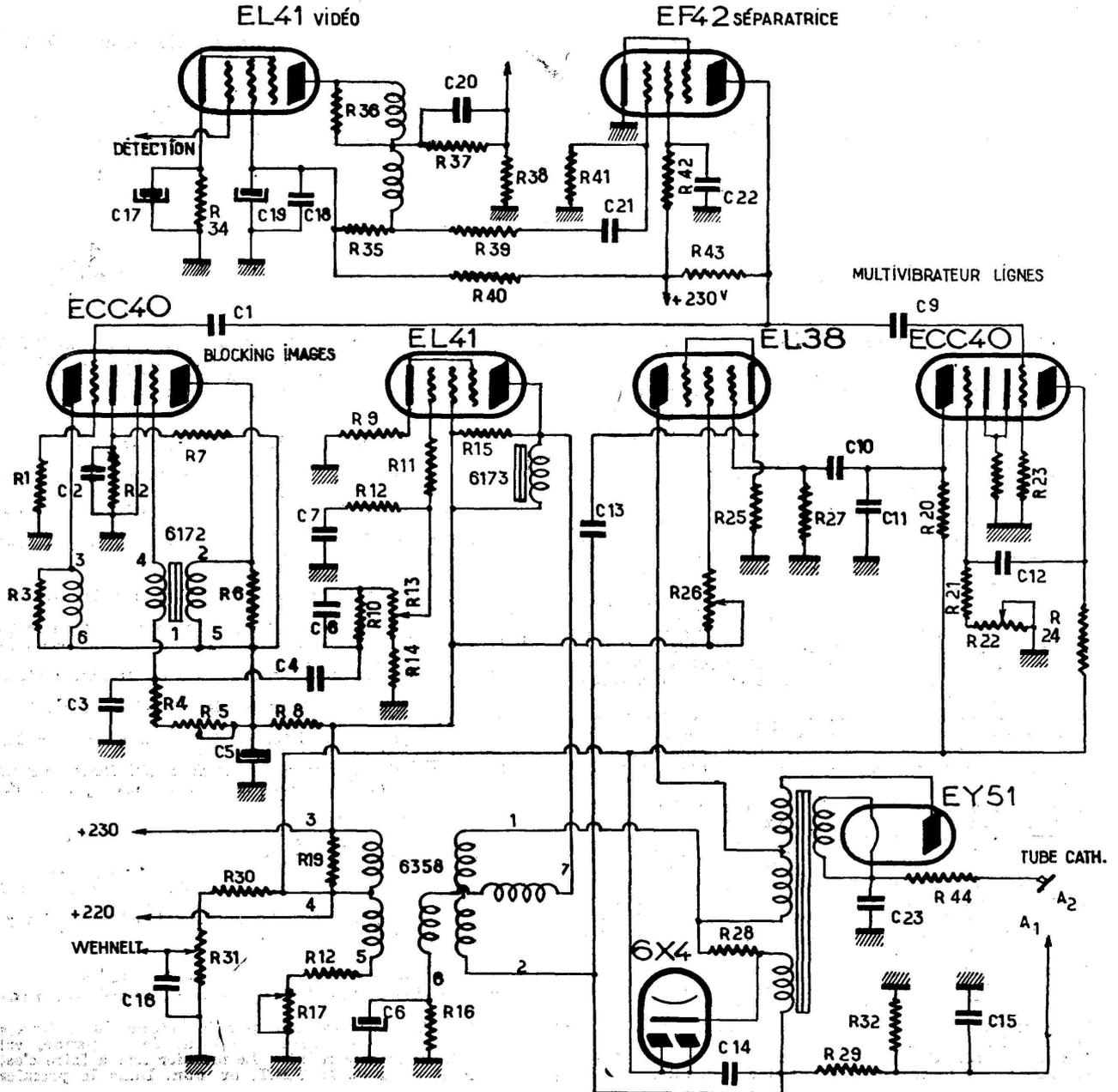
ou le court-circuit de C18 ou C19 ; dans ce dernier cas il est possible que le fusible du téléviseur saute ou R40 se carbonise ;

6) La tension de la cathode trop élevée peut être provoquée par le court-circuit de C20, la coupure de R38. Dans ce cas, le Wehnelt étant trop polarisé par rapport à la cathode, nous n'aurons pas de luminosité sur l'écran du tube cathodique ;

7) La tension du Wehnelt est nulle ; il faut revoir C16, qui peut être en court-circuit, R30 qui a une valeur trop grande ou coupée ou le Pot. R31 coupé de côté H.T. ou défectueux ;

8) La déconcentration excessive ou l'absence de concentration amenant la dispersion totale de la lumière. Il faut voir l'état de R17, R18 et de la bobine de concentration ;

9) En dernier lieu à incriminer le tube cathodique lui-même : le court-circuit entre les électrodes, l'entrée d'air. Dans ce cas le tube n'est plus utilisable.



2. Il n'y a pas de T.H.T. à la sortie du transformateur de balayage lignes.

Dans ce cas on peut dire avec certitude que la panne se situe entre le multivibrateur de fréquence lignes ECC40 et le transformateur de sortie de balayage lignes. Le champ est très vaste. On le réduit encore en approchant le tournevis à manche isolé de l'anode de EL38.

A. On tire des étincelles de 5, 7 mm sur l'anode de EL38.

Le balayage ligne fonctionne et la panne se situe dans la partie redresseur de la T.H.T.

Causes possibles :

- 1) C23 en court-circuit ou R44 coupée ;
- 2) Le filament de la diode EY51 coupé ou non alimenté ; le court-circuit des spires de l'enroulement de chauffage ou la coupure du circuit ;
- 3) La coupure dans l'enroulement-élévateur de tension alimentant la plaque de EY51.

B. Pas de H.T. sur l'anode de EL38.

Causes possibles :

- 1) L'enroulement de transformateur ligne coupé ;
- 2) R38 coupée ou dessoudée ;
- 3) 6X4 mal enfoncée, ou défectueuse ou non alimentée en filament.

C. On ne tire pas d'étincelles comme dans le cas A, mais il y a de la H.T.

La panne est due certainement au multivibrateur ECC40 ou aux éléments du tube EL38 ou au dérangement des circuits qui relient ces deux tubes.

D. Le multivibrateur ne fonctionne pas.

Il est facile de s'assurer de son fonctionnement ou non fonctionnellement en constatant la présence ou l'absence du sifflement caractéristique.

Causes possibles :

- 1) Le tube ECC40 défectueux ;
- 2) L'absence de H.T. sur une des plaques ou les tensions incorrectes ;
- 3) La coupure de Pot. R22, de R21, de C12..., la vérification des éléments seule permet de découvrir la cause d'arrêt.

E. Le multivibrateur fonctionne.

On perçoit le sifflement caractéristique ; l'étage de sortie à incriminer.

Causes possibles :

- 1) C10 coupé ;
- 2) Les tensions de grille écran, ou de cathode incorrectes à vérifier R27, R25, R26 et C13 ;
- 3) Le tube EL38 défectueux.

III - Image et son sont corrects

A. Image instable : manque de synchronisation dans le sens vertical, dans le sens horizontal ou dans les deux sens.

1) Si aucune synchronisation n'est possible, à incriminer :

- a) L'état du tube séparateur EF42 ;
- b) Les tensions incorrectes sur les électrodes de ce tube — ces tensions sont critiques pour un bon fonctionnement du séparateur — il faut procéder au contrôle des éléments de ce tube R39, R42, R41, R43, C21 et C22 ;

2) Si une des bases de temps ne se synchronise pas :

- a) Voir C1 ou C9 coupés ;
- b) C1 ou C9 en court-circuit entraîne l'arrêt de fonctionnement de la base de temps correspondante et met en danger ECC40. Nous conseillons sans inconvénient pour la synchronisation de relier la ligne de synchronisation à la plaque du tube séparateur par la capacité de 0,1 μ F ;

3) Mauvaise synchronisation image peut être occasionnée par les mauvais filtrages de la cathode ou de

la grille écran du tube vidéo EL41, à revoir les C17 et C19.

B. Image normale, mais une ou deux bandes noires horizontales couvrent une partie de l'image.

Ce défaut — ronflement « secteur » — provient :

- 1) De l'insuffisance de filtrage de H.T. Voir l'état de chaque condensateur chimique ;
- 2) D'une valve défectueuse ;
- 3) Du déséquilibre accidentel des enroulements H.T. du transformateur.

C. L'image plus ou moins déformée en forme de S.

Il s'agit d'une superposition de ronflements secteur aux signaux de balayage lignes ; ce ronflement peut s'introduire par les circuits de balayage lignes ou par les circuits de l'étage séparateur. La résistance de fuite de grille de la séparatrice R41 coupée peut provoquer ce défaut.

D. L'image présente une déformation trapézoïdale avec le manque d'amplitude.

- 1) Dans le sens vertical : quelques spires du bloc de déflexion ligne en court-circuit ;
- 2) Dans le sens horizontal : quelques spires du bloc de déflexion image en court-circuit.

E. L'image présente un fort tassement des lignes vers le milieu de l'écran.

- 1) Mauvais état de 6X4, mauvaise récupération ;
- 2) C14 a des fuites importantes ;
- 3) EL38 très faible.

F. L'image trop tassée vers le haut ou vers le bas.

- 1) Voir si les valeurs de R9, R10, R12 sont correctes ;
- 2) Voir si les capacités C4, C7 ou C6 ne sont pas en court-circuit ou coupées.

G. L'image correcte, mais l'impossibilité d'obtenir la concentration.

- 1) Revoir ou ajuster la valeur de R18.
- 2) Contrôler le pot. R17, qui peut être en mauvais état ;
- 3) S'assurer que la bobine de concentration est en bon état.

IV. - L'image manque de finesse, les bords ne sont pas nets

Les fréquences élevées du spectre vidéo-fréquence sont très atténuées par rapport aux fréquences basses.

- 1) Voir si C19 n'est pas coupé ;
- 2) Voir si la bobine de correction n'est pas débranchée du côté plaque.

V. - L'image semble manquer de contraste, bien qu'elle paraisse bien détaillée

Les contours noirs sont franchement soulignés par une bordure blanche.

- 1) L'atténuation exagérée des basses fréquences de l'étage vidéo-fréquence ; voir si C17 n'est pas coupé ;
- 2) C20 coupé ou de valeur trop faible ;
- 3) Déréglage de la courbe de réponse des étages H.F. ou M.F.

Dans ce dernier cas, il faut réaligner le « télébloc » Oméga et si l'amateur n'est pas outillé pour ce travail il reste le seul moyen d'adresser ce châssis au constructeur pour contrôler les circuits.

Laissons là l'examen des pannes, car sur quelques pages de la revue on ne peut pas traiter la matière aussi vaste et aussi riche en surprises.

Nous espérons tout de même que ces quelques exemples de pannes et le moyen de les rechercher serviront utilement aux non-initiés de cette merveilleuse branche de l'électronique : la télévision.

Informations Techniques

TV britannique

Voici la répartition de « l'efficacité » des stations émettrices britanniques, y compris celles mises en service en 1952, d'après M. Ph. LIZON, ing. A.-M., directeur Radio aux Ets L. M.T., dans la revue « Arts et Métiers » :

- Alexandra Palace (Londres), desservant 26 % de la population ;
- Sutton Coldfield (Birmingham), desservant 13 % de la population ;

— Holme Moss (Manchester), depuis le 12 octobre 1941, desservant 24 % de la population ;

— Kirk O'Shotts (Edinburgh) desservant 7,5 % de la population ;

— Wenvoe (Cardiff, Ouest de l'Angleterre) prévu pour 1952, devant desservir 7,5 % de la population.

A la fin de l'année 1952, 78 % de la popu-

lation totale de la Grande-Bretagne pourra recevoir les émissions de télévision.

Les cinq stations supplémentaires de puissance plus réduite seront construites ultérieurement, et compléteront la couverture du territoire anglais.

La population rurale britannique est peu importante et les grandes concentrations urbaines favorisent cette « efficacité », beaucoup plus qu'en France.

Système de déflection pour tubes à grand angle

par Robert ASCHEN, ingénieur-docteur (1)

Base de temps « lignes ».

Le dispositif employé fonctionne à moyenne impédance avec une self-induction de 41 millihenrys pour la bobine de lignes dont la résistance est de 50 ohms. La sensibilité de la bobine de déflection correspond à 3,8 mm par mA et kV à la deuxième anode pour un tube de 36 cm.

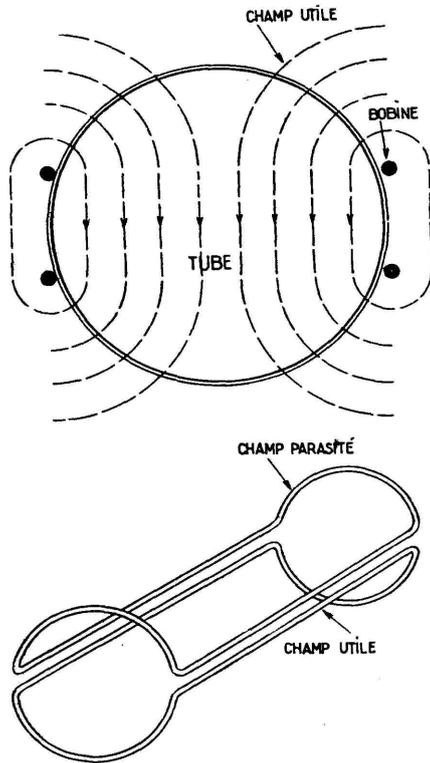


FIG. 1

Afin d'obtenir le maximum de sensibilité de la bobine « lignes », nous l'avons séparée totalement de la bobine d'image en employant ici un dispositif à haute impédance, soit une self-induction de 3,2 henrys dont la résistance est de 800 ohms. La sensibilité est alors de 5,6 mm par mA et par kV à la deuxième anode.

Le fonctionnement des bobines « lignes » est indiqué dans la figure 1. On remarquera que le champ destiné

à la déviation est peu déformé par celui des extrémités de bobines dont l'action est toujours nuisible.

D'où l'établissement de bobines courtes avec un tore

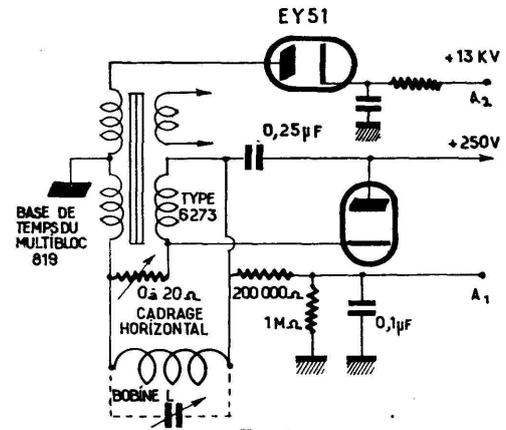


FIG. 2

Oméga, lèvres bien dégagées d'où réduction du champ parasite et diminution du rendement à cause de la longueur réduite de la bobine. Le schéma est celui de la figure 2 que nous avons déjà employé dans le multibloc 819.

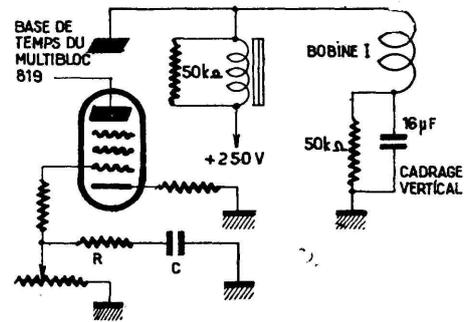


FIG. 3

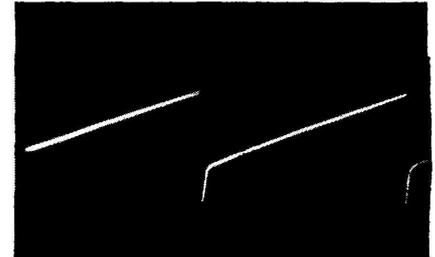
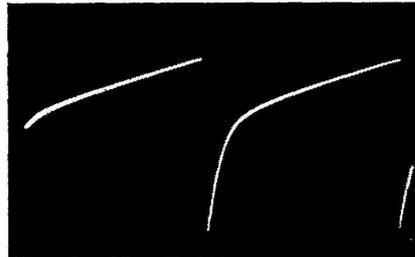
Base de temps « image ».

Le système employé est à haute impédance (3,2 henrys, 800 ohms, sensibilité 5,6 mm par mA et par kV). Le schéma est celui de la figure 3.

FIG. 4. — R C, valeurs correctes

FIG. 5. — R C, valeurs trop élevées

FIG. 6. — R C, valeurs trop faibles



(1) Voir aussi un article dans TSF et TV n° 284.

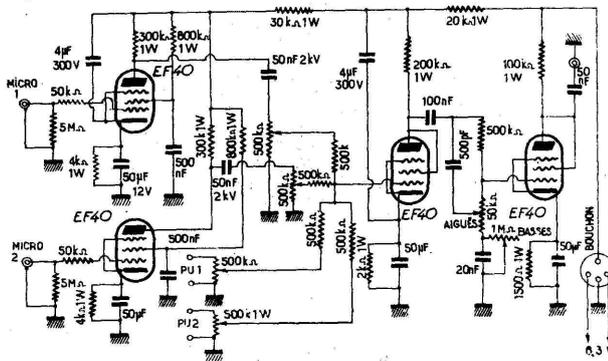
DANS LES REVUES ETRANGERES

PREAMPLIFICATEUR MELANGEUR CORRECTEUR DE TONALITE A QUATRE ENTREES

Ce préamplificateur mélangeur correcteur de tonalité à quatre entrées est destiné à précéder un amplificateur de puissance à niveau d'entrée relativement élevée de l'ordre de 0,1 à 1 volt.

Il comporte quatre entrées : deux entrées micro à haute impédance (5 mégohms) et deux entrées pick-up d'impédance 0,5 mégohms. Le volume sonore est réglable indépendamment sur chacune des voies.

Les voies micro comportent chacune un étage préamplificateur utilisant un tube à grand gain et faible niveau de bruit utili-



sant un tube pentode EF40. Les commandes de volume sont reportées après le préamplificateur pour éviter les ronflements dus au câblage et les bruits apportés par les potentiomètres.

Les entrées micro peuvent aussi bien être attaquées par des microphones à haute impédance du type piézoélectrique que par des microphones à ruban ou dynamique. Pour ces derniers un transformateur adaptateur d'impédances devra être employé.

L'étage préamplificateur mélangeur est suivi d'un dispositif correcteur de tonalité à commande séparée du niveau des basses et des aigües et d'un étage de sortie monté en triode.

Toutes les entrées et sorties BF se font sur prises coaxiales. L'alimentation est prise sur l'amplificateur par un bouchon quatre broches.

Toutes les précautions ont été prises pour assurer un filtrage soigné. On remarquera en particulier que les découplages HT se font non à la masse mais sur les cathodes des tubes préamplificateurs. Le niveau de bruit est moins élevé et les risques d'accrochages plus réduits.

(Radio-Ekko, février 1952)

GENERATEUR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES TRANSITRON

L'intérêt des essais de circuits en régime rectangulaire a été récemment mis en évidence dans la revue par notre ami Pierre TAUVEL qui avait décrit préalablement un excellent

générateur de signaux carrés convenant bien pour le laboratoire.

Pour des essais plus rudimentaires, mais tout autant instructifs, un générateur plus simple peut fort bien convenir. Un intéressant schéma a été publié dans le numéro de Janvier de la revue néerlandaise "RADIO-BULLETTIN"; il est d'ailleurs tiré d'un article original de O. C. WELLS paru dans le numéro de Janvier 1951 de notre confrère anglais "WIRELESS WORLD".

Le montage fait appel à un oscillateur transitron qui a fait l'objet d'une longue étude de notre rédacteur en chef dans les numéros 218, 219 et 220 de la "TSF".

Le gros avantage du transitron est de ne nécessiter qu'un seul tube au lieu de deux pour le multivibrateur classique. De plus le transitron est capable de produire une excellente forme d'onde d'amplitude élevée en n'utilisant pour la variation de fréquence qu'un seul clavier de capacités.

Trois fréquences seulement sont délivrées, 80 c/s, 800 c/s et 8 kc/s, sélectionnées par un commutateur S_1 . L'amplitude est continûment variable de 0 à 50 V crête à crête sur une impédance de sortie de l'ordre de 150 Ω, suffisamment faible pour tous les essais courants. Le rapport de durée des impulsions est réglable de 5/1 à 1/3, par un potentiomètre R_2 de 10 kΩ.

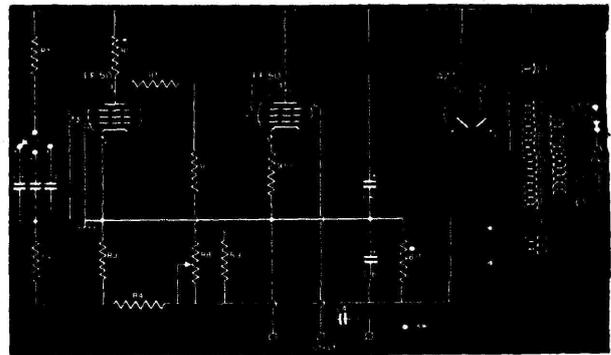
L'oscillateur produit sur son anode une tension de 100 V crête à crête. Le demi-cycle négatif ne respecte pas exactement la forme carrée, aussi est-il nécessaire d'améliorer sa forme par un circuit écrêteur. C'est là le rôle de l'étage de sortie cathodyne qui remplit les deux fonctions de limiteur et d'adaptateur d'impédances.

Si l'on désire une fréquence continûment variable, R_1 peut être rendu ajustable et remplacé par un potentiomètre. Il en résulte l'inconvénient d'une modification du rapport de durée des alternances positives et négatives du signal; l'action sur R_2 permet de retrouver le rapport désiré.

Les tubes utilisés sont des EF50. On pourra essayer des tubes plus modernes, par exemple 6AU6 ou EF42.

Pour donner une tension de sortie de 50 V, une haute tension de 400 V est nécessaire. Le circuit peut, cependant, travailler avec des tensions plus faibles si l'on accepte une réduction de la tension de sortie.

$C_1 - C_4$	0,1 μF	R_4	100 kΩ
C_2	0,01 μF	$R_5 - R_{11}$	15 kΩ - 6 W
C_3	1000 pF	R_7	33 kΩ
$C_5 - C_6$	16 μF	R_8	100 kΩ
$R_1 - R_2 - R_6$	47 kΩ	R_9	22 kΩ
R_3	5,6 kΩ	R_{10}	10 kΩ
	$V_1 - V_2$		EF50



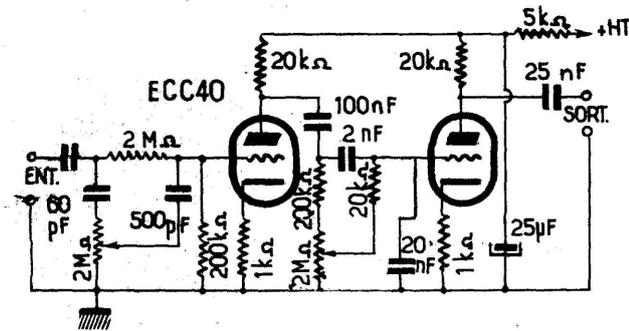
CORRECTEUR DE TONALITE A RESISTANCES CAPACITES

Ce correcteur de tonalité utilise un tube double triode ECC40 dont chacun des éléments est monté en amplificateur à liaison à résistances capacités.

Les résistances et capacités de couplage sont déterminés pour permettre, au premier étage, par le jeu du potentiomètre P_1 , un réglage des fréquences élevées : atténuation quand le curseur de P_1 est du côté de la masse, relèvement du côté de C_1 .

Le contrôle des basses se fait sur le deuxième étage par le jeu du potentiomètre P_2 : atténuation quand le curseur est vers la masse, relèvement du côté de R_4 .

Les deux commandes étant séparées, leurs actions de relèvement et d'atténuation pour les fréquences basses et élevées sont indépendantes et toutes les courbes de réponse entre la courbe avec relèvement du médium et la courbe avec relèvement des deux extrémités de la bande sont possibles. Il en résulte une commande de tonalité très souple et progressive qui présente l'avantage non seulement de ne pas introduire d'abaissement du niveau général mais même un léger gain.

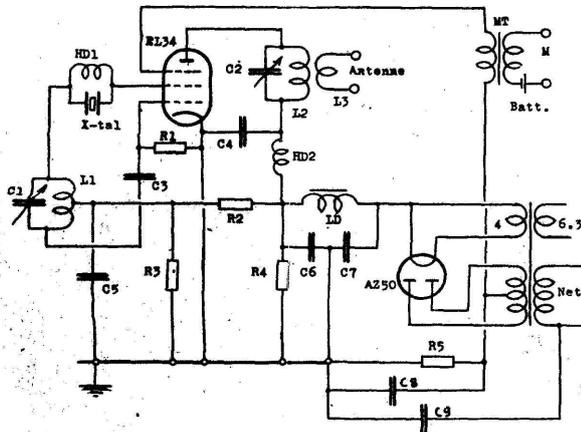


L'ensemble peut être intercalé entre les étages préamplificateur et driver d'un amplificateur de puissance ou monté sur un récepteur classique. Toutes les valeurs des éléments sont données sur le schéma. (Noter : nF = nanofarad = 1000 pF).
(Radio-Ekho, Janvier 1952)

EMETTEUR PILOTE X-TAL A UN SEUL TUBE

L'émetteur décrit est du type piloté bien qu'il n'utilise qu'un seul tube. Il est donc conforme à la réglementation et peut être utilisé par les émetteurs-amateurs; c'est un excellent appareil de début.

Le tube pentode EL34 est monté en oscillateur HARTLEY série



entre grille de commande et grille écran. Le quartz X-tal shunté par le choc HD1 permet une stabilisation de fréquence suffisante sans risque de claquage malgré la tension oscillante élevée.

Le circuit plaque est chargé par un circuit accordé L_2-C_2 , réglé sur la fondamentale ou un harmonique. L'antenne peut être du type Zeppelin ou doublet, auquel cas elle est couplée par l'intermédiaire de la self de couplage L_3 . On peut utiliser aussi une antenne monofilaire HERTZ-WINDOM, couplée par capacité sur une prise de L_2 .

La modulation téléphonique est appliquée sur la grille d'arrêt polarisée par une résistance R_5 dans le retour haute tension. Il est préférable d'utiliser un microphone à charbon couplé par un transformateur MT de rapport 1/40 et excité par une pile BATT. Tout autre microphone pourrait être utilisé mais il est nécessaire d'intercaler un préamplificateur ce qui détruit la belle simplicité du montage.

L'alimentation est faite sur secteur alternatif par transformateur. Enroulement HT 2×600 volts, filtrage par une self L_2 d'une dizaine de henrys et capacités C_6 et C_7 . Une résistance bleeder R_4 de 20 000 ohms, 20 watts, permet une stabilisation relative de haute tension.

(Radio-Ekho, Février 1952)

C_1 = variable 6 50 pF	C_8 = 100 μ F, 150 V
C_2 = variable 250 pF	C_9 = 100 nF
C_3 = 100 pF	R_1 = 230 k Ω , 2 W
C_4 = 1000 pF	R_2 = 30 k Ω , 25 W
C_5 = 500 pF	R_3 = 6 500 Ω , 5 W
C_6-C_7 = 6 μ F, 1000 V	R_4 = 20 k Ω , 20 W
	R_5 = 800 Ω , 20 W.

LA PLATINE TOURNE-DISQUES PERPETUUM EBNER 3311 PE

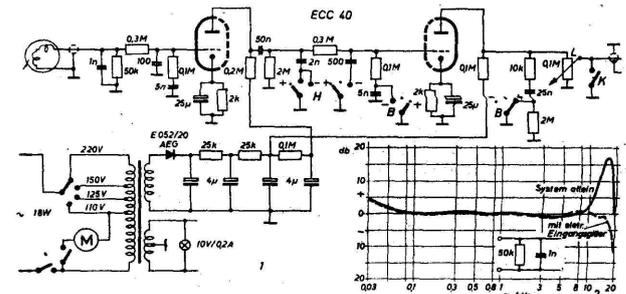
La platine tourne-disques Perpetuum-Ebner 3311 PE est particulièrement remarquable par l'utilisation d'un lecteur de très haute qualité couvrant une bande de fréquences de 30 à 16 000 périodes, l'atténuation n'étant que de 10 décibels à 20 000 périodes.

Le plateau est entraîné tangentiellement aux 3 vitesses normales 45, 33 et 78 tours. Le lecteur est un modèle à très basse impédance ayant une sensibilité de 10 millivolts pour une largeur de bande lumineuse de 20 mm. Pour amener la tension de sortie à un niveau utilisable sur le récepteur et amplificateur courant, il est fait usage d'un préamplificateur utilisant un tube ECC40 double triode.

Le préamplificateur est incorporé à la platine mécanique et alimenté par un transformateur et redresseur. Le primaire du transformateur fonctionnant en auto-transformateur permet d'alimenter le moteur à toutes les tensions de 110 à 220 volts. Les corrections des courbes d'enregistrement des disques sont effectuées sur le préamplificateur de façon que celui-ci donne une courbe de réponse exacte devant un amplificateur linéaire. La courbe de réponse du lecteur est donnée par la figure ci-contre, avec et sans filtre aiguës.

Cette platine tourne-disques est distribuée en France par la Société ELPHORA.

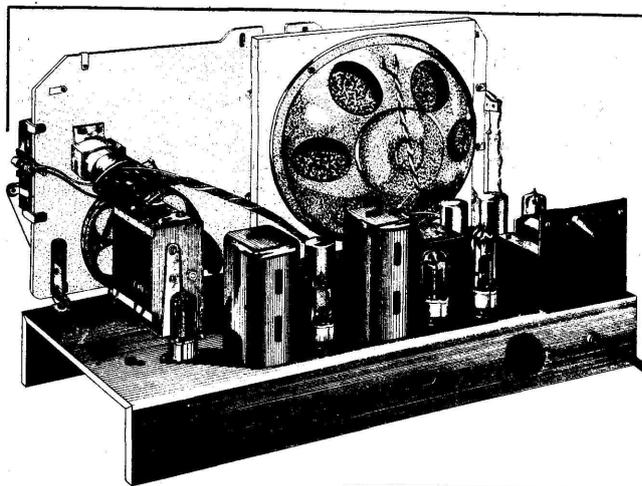
(d'après Radio-Mentor)



L'ETHERLUX L 280

RECEPTEUR 6 TUBES 4 GAMMES

Equippé de 5 tubes de la série Rimlock et d'un indicateur visuel à double sensibilité, ce récepteur à quatre gammes, dont une d'ondes courtes étalée, et d'une contre-réaction réglable est le prototype de l'appareil de qualité, réalisable facilement par l'amateur.



Le schéma

Les tubes équipant le récepteur sont les suivants :

- ECH42, triode-hexode, changeuse de fréquence à grande pente de conversion;
- EF41, pentode amplificatrice moyenne fréquence;
- EBC41, double diode triode, détectrice et préamplificatrice basse fréquence;
- EL41, pentode amplificatrice basse fréquence de puissance à grande pente;
- GZ40, valve bipolaire à chauffage indirect;
- 6AF7, indicateur visuel d'accord à double sensibilité.

Changement de fréquence

L'antenne attaque le circuit d'entrée par couplage inductif. Une capacité série C_1 de 500 pF évite l'amortissement apporté par les grandes antennes. Un filtre accordé sur 455 kc/s placé entre antenne et terre élimine les interférences et les sifflements provoqués par les émissions sur cette fréquence. Ce circuit stabilise aussi le récepteur dans la gamme petites ondes aux alentours de 500 m, en particulier si l'on emploie une très courte antenne.

Le signal incident est appliqué sur la grille de la mélangeuse ECH42 par une liaison capacité résistance de faible constante de temps permettant une action efficace de l'antifading en ondes courtes où sévit le fading sélectif.

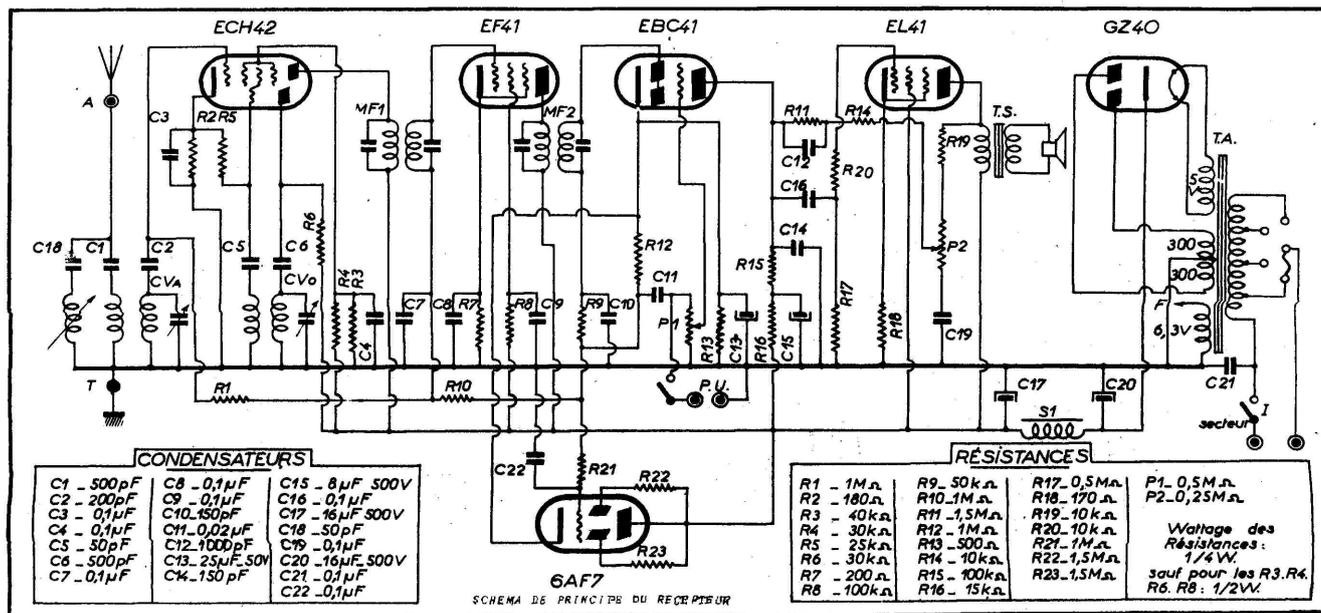
Parmi tous les types de récepteurs qu'il est possible de rencontrer ou d'imaginer, le superhétérodyne à quatre tubes plus une valve et un indicateur cathodique est, sans conteste, le plus fréquent.

C'est que sa simplicité, l'économie de matériel et, partant, ses performances très appréciables font qu'il est capable de satisfaire la plupart des usagers. Il est évidemment possible d'améliorer la sensibilité, la sélectivité, la musicalité—au risque d'acrobaties périlleuses et de multiplier les commandes pour concilier ces deux dernières qualités—par un schéma plus élaboré et l'adjonction de tubes supplémentaires. Partant, le prix de revient et les difficultés de réalisation et de mise au point croissent d'autant et peuvent être une gêne rebutante pour l'amateur ou l'artisan.

Pour éviter ces écueils, le récepteur "Etherlux 280" s'est cantonné à la formule du super classique. L'utilisation des tubes Rimlock de la technique tout verre et des circuits bien étudiés lui confèrent un ensemble de qualités telles qu'il constitue ce qu'il est possible de faire de mieux pour un prix de revient modéré et le prototype de la grande majorité des récepteurs diffusés sur le marché.

La présentation a également été soignée. Le cadran allongé STAR G280 à aiguille à déplacement latéral, placé devant le cache de haut-parleur, est de la forme la plus moderne qui triompha à la foire de PARIS.

Quand à l'ébénisterie, que ce soit le modèle console ou le meuble, l'un et l'autre habilleront le châssis avec goût et élégance.



Le bloc accord-oscillateur SUPERSONIC "Pretty BE" permet la réception de 4 gammes se répartissant dans les bandes suivantes :

GO	300 kc/s à 150 kc/s
PO	1604 kc/s à 520 kc/s
OC	18 Mc/s à 5,9 Mc/s
BE	6,5 Mc/s à 5,8 Mc/s

La bande ondes courtes étalée de 46 à 51 m renferme les émetteurs les plus intéressants de cette gamme. Malgré ses dimensions réduites le bloc de bobinages comporte six inductances réglables et deux trimmers. Il nécessite des condensateurs variables munis d'ajustables.

Une résistance R_2 , découplée par C_3 , dans le circuit cathodique détermine la polarisation de base.

Pour éviter les glissements de fréquence en OC, sous l'action de l'antifading l'écran est alimenté par un pont de résistances R_3 et R_4 découplé par C_4 .

Amplification MF

L'étage amplificateur moyenne fréquence est équipé d'une pentode à pente variable et tension d'écran glissante EF41.

La polarisation de repos est, comme pour l'étage changeur de fréquence, obtenue par une résistance découplée par capacité placée dans le circuit cathodique. L'écran est alimenté à travers une résistance série de 100 Ω permettant de faire travailler le tube dans les meilleures conditions.

Les transformateurs moyenne fréquence sont du type IS Supersonic à grand coefficient de surtension, 265, ce qui est particulièrement élevé pour des noyaux droits.

Détection et antifading

Le secondaire du deuxième transformateur MF attaque les diodes du tube EBC41 chargées par les résistances R_9 , faisant office de

filtre éliminant les résidus de MF, et R_{12} sur laquelle apparaît la composante basse fréquence détectée.

Il n'a pas été prévu de capacité de découplage de 50 à 100 pF entre le point commun à R_9 et R_{12} et la masse comme cela se fait communément. La capacité parasite des connexions blindées au delà de C_{11} est amplement suffisante, toute capacité additionnelle risquant de réduire le niveau d'aiguës et la musicalité.

La composante continue, filtrée par la cellule constituée par R_{21} et C_{22} commande l'indicateur cathodique 6AP7. Elle sert aussi de tension d'antifading non différé et à travers le filtre $R_{10}-C_7$ va commander le tube amplificateur MF et le tube changeur de fréquence. La recherche des stations se trouve ainsi facilitée par l'apparition d'un souffle entre deux auditions plus faible qu'avec l'antifading différé. De plus, aucune distorsion ni écrêtage ne sont à craindre.

Préamplification BF

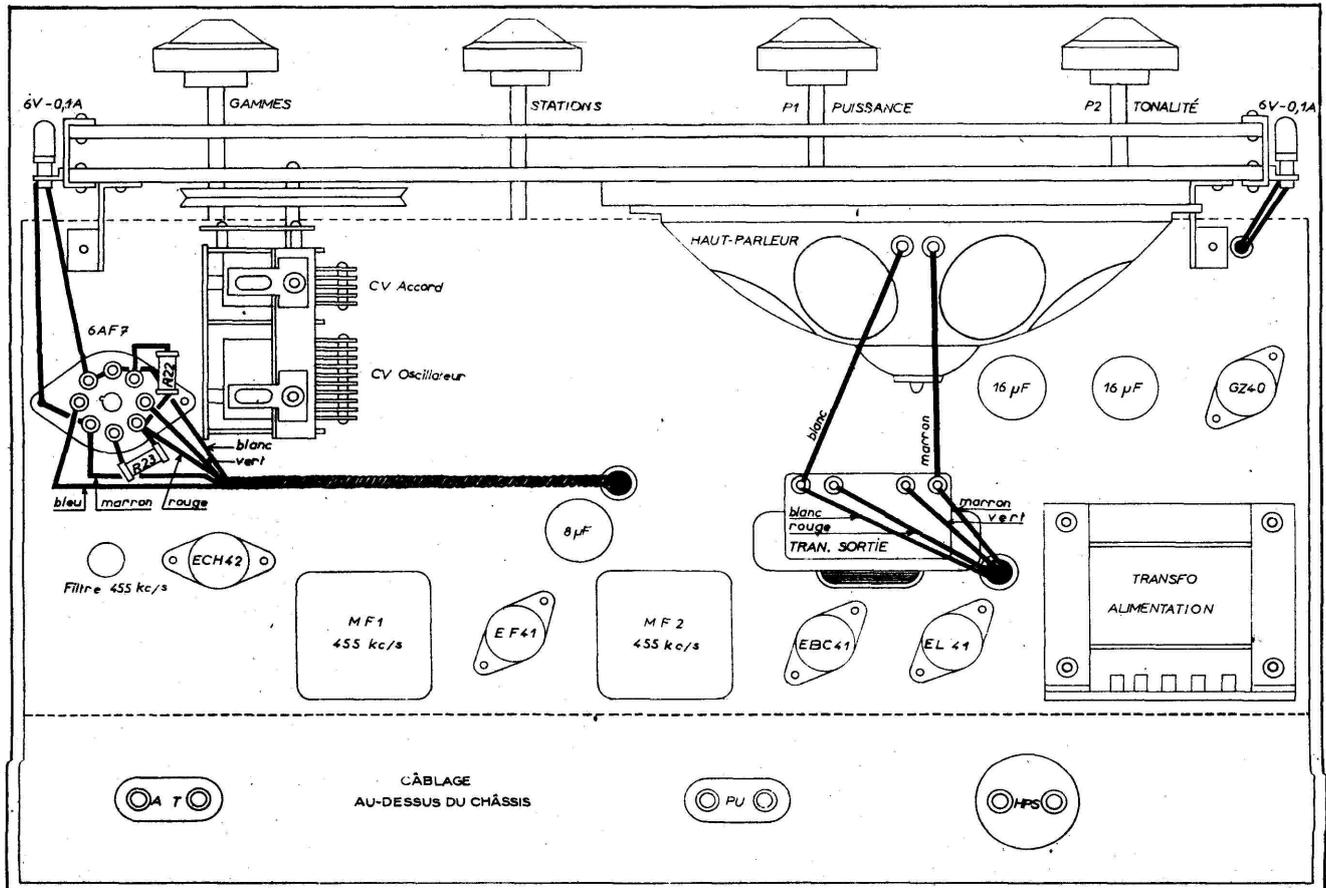
La tension BF prise sur le curseur du potentiomètre de volume sonore est transmise à la grille de la triode EBC41 dont le circuit plaque est chargé par la résistance R_{15} . Une cellule de filtrage $R_{13}-C_{15}$ permet de supprimer toute trace de ronflement.

La polarisation est obtenue par une résistance R_{13} découplée par C_{13} .

Amplification BF de puissance

L'emploi d'une pentode à pente élevée, qui lui confère une grande sensibilité, permet l'utilisation aisée d'une contre-réaction améliorant sensiblement la musicalité.

Amenée par C_{18} la tension BF est appliquée sur la grille EL41. Une résistance R_{20} évite des oscillations parasite et stabilise le fonctionnement.



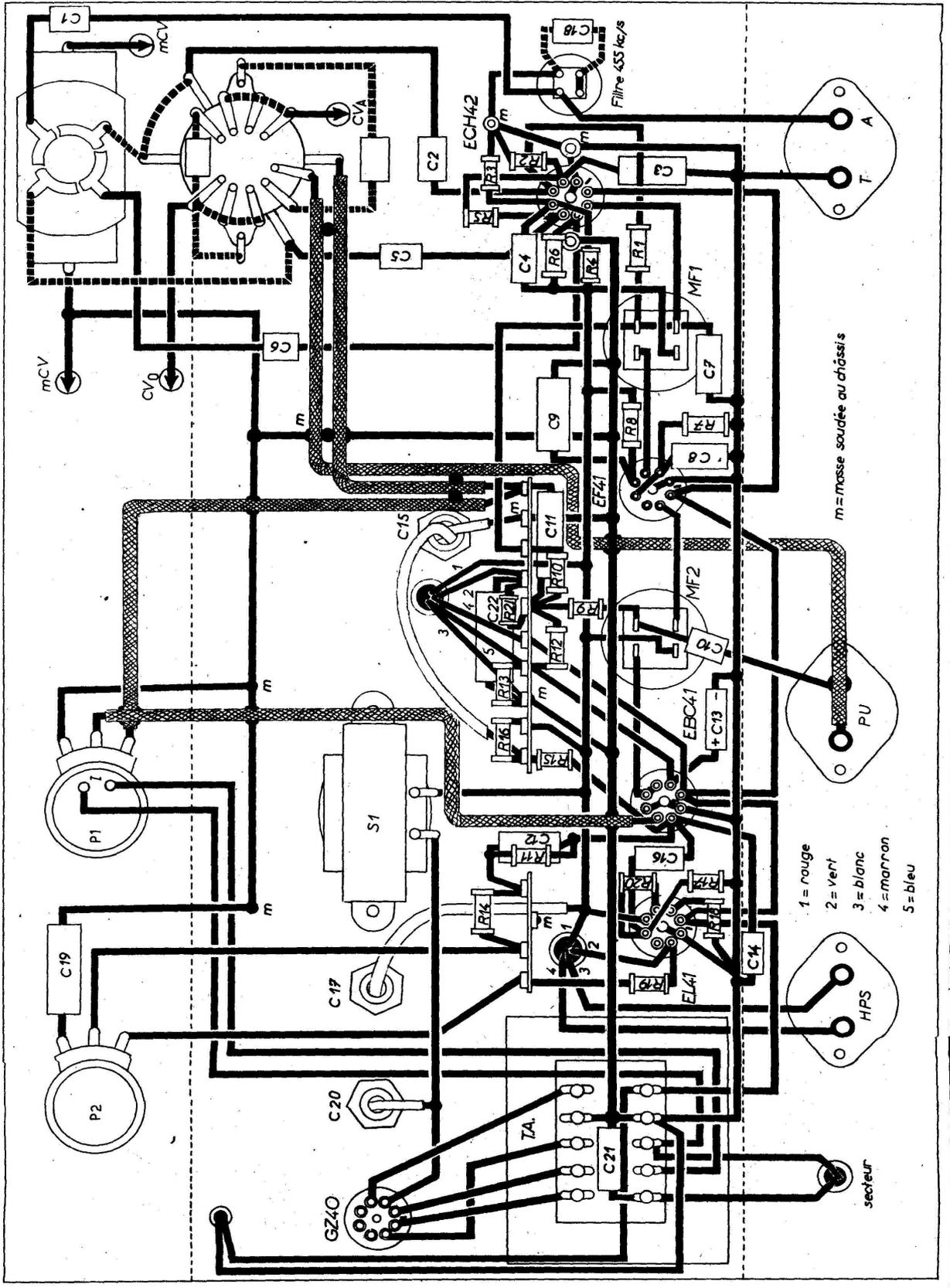
PRECAUTIONS A PRENDRE :

Certains condensateurs de filtrage ne possèdent pas de fil de masse. Il sera alors bon de placer des cosse spéciales entre les condensateurs et le châssis et de les relier à la ligne de masse

ou encore d'enlever la peinture et mettre le métal du châssis à nu au pied des condensateurs pour établir un bon contact.

Les masses du CV sont à relier aux masses du bloc de bobinages MCV par de larges torsades.

PLAN DE CÂBLAGE



Le haut-parleur, un électrodynamique Audax à aimant permanent, du type Taz PVB charge le circuit plaque à travers le transformateur de sortie TS d'impédance reflétée égale à 7000 ohms.

Contre-réaction et correction de tonalité

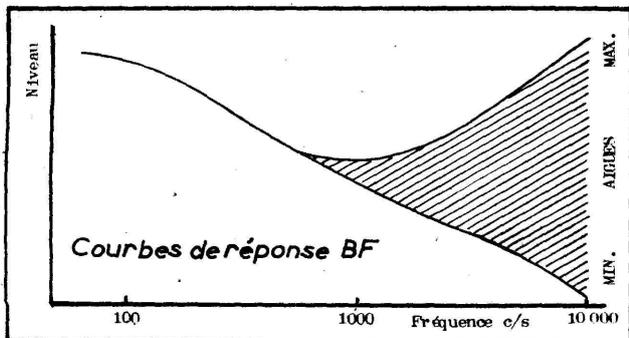
C'est là une des particularités de ce récepteur. La contre-réaction est double :

1) Une contre-réaction d'intensité fixe obtenue en supprimant la capacité de découplage de la résistance de polarisation R_{17} , ce qui a pour effet de doubler la résistance interne du tube et de favoriser ainsi la reproduction des aigus;

2) Une contre-réaction de tension réglable obtenue par une chaîne de résistances et capacités placée entre la plaque du tube de puissance et celle du tube préamplificateur.

L'ensemble $R_{11}-C_{12}$ a pour effet de relever le niveau des basses en faisant croître la contre-réaction sur les fréquences élevées. Le taux de contre-réaction est réglable par P_2 , mais l'action de C_{12} le fait aussi dépendre de la fréquence. Ainsi le curseur de P_2 étant du côté de C_{12} , la contre-réaction est nulle sur les fréquences élevées : dans cette position les niveaux des basses et des aigus sont maxima, le médium est légèrement creusé ce qui correspond à une excellente musicalité. Le curseur de P_2 étant vers R_{19} , l'action de C_{12} est éliminée et seul subsiste le relèvement des basses.

Les courbes ci-dessous donnent les modifications apportées par le correcteur de tonalité, de la courbe de réponse qui évolue dans la zone hachurée. On a ainsi une commande d'une grande souplesse et d'une efficacité certaine, qui n'a rien de comparable avec le classique étouffeur d'aigus.



L'alimentation

Elle est classique. Le transformateur est un DERI P6575 largement calculé. Le redressement de la haute tension s'opère par la valve bipolaire à chauffage indirect GZ40 assurant une protection efficace des condensateurs de filtrage à l'allumage. Le filtrage de la haute tension est assuré par deux électrochimiques C_{17} et C_{20} de 16 μF et l'inductance S_1 .

Réalisation et mise au point

La réalisation est facilitée par le soin apporté à la disposition des éléments sur le châssis dont le plan "vue de dessus" donne une idée et le câblage de l'indicateur cathodique, du transformateur de sortie, de haut-parleur et des lampes de cadran.

Le plan de câblage "vue de dessous" est très clair et se passe de longs commentaires.

Pour obtenir de bons résultats mentionnons pourtant quelques points de détail :

- Les deux galettes du bloc "Pretty BE" ont été figurées. Les connexions en pointillé sont déjà effectuées sur le bloc.
- Une barrette relais à 10 cosses facilite le câblage près de la partie détection. En le clarifiant elle élimine bien des risques d'accrochage intempestif.
- Une autre barrette à 4 cosses permet la fixation des éléments de la chaîne de contre-réaction.
- Soigner les mises à la masse des gaines blindées pour éviter les ronflements incoercibles.
- Les couleurs des fils du haut-parleur et de l'indicateur cathodique ont été repérées directement ou par chiffres pour faciliter le travail.

Des cosses embouties sont pratiquées sur le châssis pour pouvoir souder aisément les fils de masse. Il est indispensable d'éliminer préalablement à la soudure toute trace de peinture, sinon il en résulterait un collage sans efficacité.

L'alignement du récepteur est facile à conduire. Bien que les transformateurs MF soient pré-réglés à la construction il est préférable de les retoucher pour compenser les inévitables capacités parasites de câblage. Une bonne hétérodynisme sera d'un grand secours. Procéder en commençant du côté détection et en remontant vers la changeuse de fréquence. Rechercher le maximum de déviation de l'indicateur cathodique.

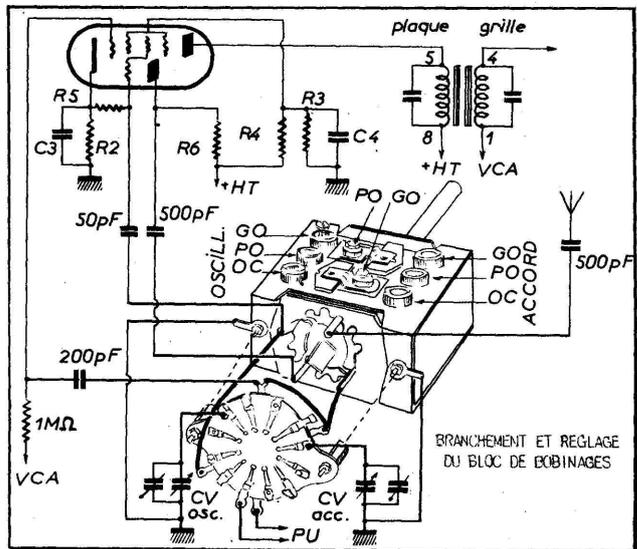
Le réglage du bloc sera conduit comme l'expose le tableau suivant plus clair qu'un long discours :

ORDRE DU REGLAGE	GAMMES	SUR BLOC			SUR CV		
		OSC.	ACC.	FREQ.	OSC.	ACC.	FREQ.
1	OC	noyau		6,5 Mc/s	TRIM.		16 Mc/s
2	PO	noyau	noyau	574 kc/s			
		TRIM.		1400 kc/s	TRIM.		1400 Mc/s
3	OC		noyau	6,5 Mc/s			
4	GO	noyau	noyau	160 kc/s			
		TRIM.		265 kc/s			
5	BE	Gamme couverte : 5,85 Mc/s à 6,52 Mc/s PREREGLEE EN USINE.					

OC. Battement inférieur.

PO-GO. Battement supérieur.

A défaut de générateur HF, régler les MF en se plaçant sur une émission reçue avant alignement et en agissant comme plus haut. Le réglage du bloc se fera en se plaçant sur des stations facilement identifiables près des points d'alignement.



Le dessin ci-dessus permet de repérer la disposition des noyaux et des trimmers du bloc Pretty. Il aidera aussi au câblage de cette partie du montage.

Toutes les pièces pour la réalisation de ce récepteur sont disponibles aux Ets :

ETHERLUX-RADIO

9, boulevard Rochechouart - PARIS (9^e)
Bares du Nord et de l'Est - Téléphone : TRUDAINE 81-23 - Métro : Barbès

qui tiennent à votre disposition :

- 1 catalogue de 120 pages, illustré, de pièces détachées contre Fr : 150,- en timbres.
- 1 brochure nouvelle édition de 40 ensembles prêts à câbler, avec gravures et prix des pièces à l'achat et prix de vente détail de chaque récepteur, contre Fr : 100,- en timbres.
- 1 Procure technique contre Fr : 60, en timbres.

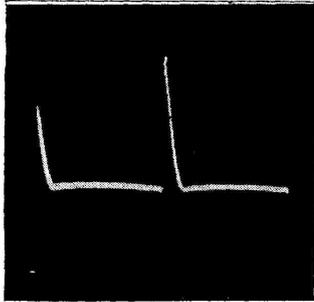


FIG. 7. — Tension sur la plaque

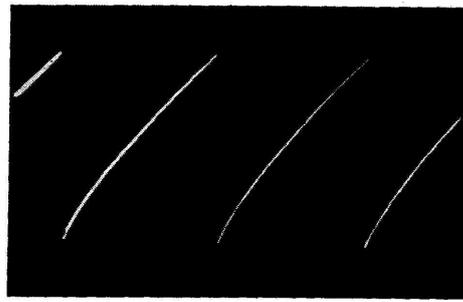


FIG. 8 a. — Sortie de blocking

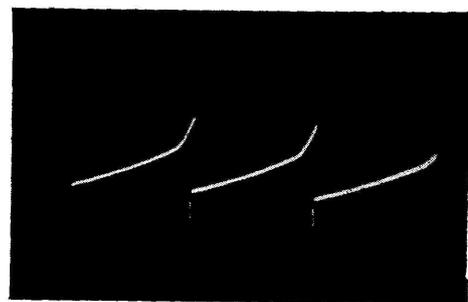


FIG. 8 b. — Tension sur la plaque du blocking

La base de temps « lignes » fonctionne avec un multivibrateur, la base de temps « image » avec un blocking. La synchronisation est obtenue à l'aide d'un enroulement spécial parcouru par les impulsions du courant anodique d'un tube amplificateur (1/2 ECC40).

Les caractéristiques des bobines de concentration sont les suivantes :

Enroulement série.	Enroulement parallèle.
Résistance : 105 ohms.	Résistance : 8.500 ohms.
Courant : 145 à 170 mA.	Courant : 9 à 13 mA.

Self de choc « image ».

La self-induction est de 20 henrys au minimum et la résistance de 900 ohms. Une résistance de 50 000 ohms shunte l'enroulement de la self d'image. Le courant de déflexion traverse la bobine « image » ainsi que la résistance de 50 000 ohms shuntée par 16 microfarads qui assure le cadrage vertical.

Transfo de lignes avec THT.

Celui-ci fournit 13 000 volts avec un tube de 36 cm. Sa régulation supporte une variation de charge de 0 à 200 microampères avec une variation de tension de $\pm 3\%$.

Le temps de retour est de 7 microsecondes avec connexion de la bobine de lignes.

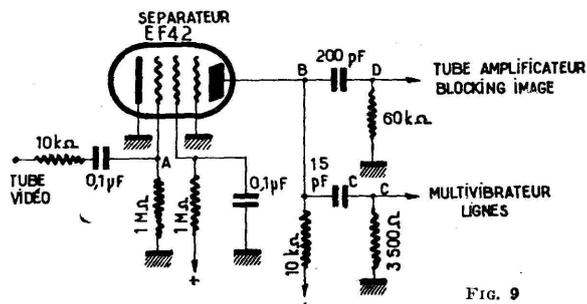


FIG. 9

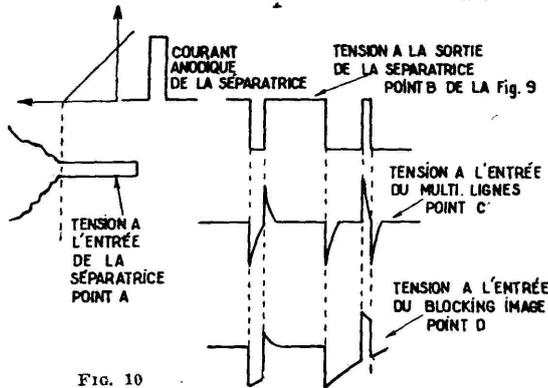


FIG. 10

Le signal appliqué au tube de puissance est corrigé à l'aide du filtre R—C dont l'action est illustrée par les oscillogrammes des figures 4, 5 et 6.

L'oscillogramme de la figure 7 indique la tension anodique du tube bloqué et l'oscillogramme de la figure 8 a la tension de relaxation à la sortie du blocking avant la correction du filtre R—C et la figure 8 b la tension à la grille de l'oscillateur bloqué.

Synchronisation.

Celle-ci est obtenue à l'aide d'un tube séparateur monté suivant la figure 9 et fonctionnant suivant les oscillogrammes de la figure 10.

Concentration.

Le système de concentration fonctionne suivant le dessin de la figure 11. La bobine comporte deux sections : un enroulement série et un enroulement parallèle monté en opposition de champ.

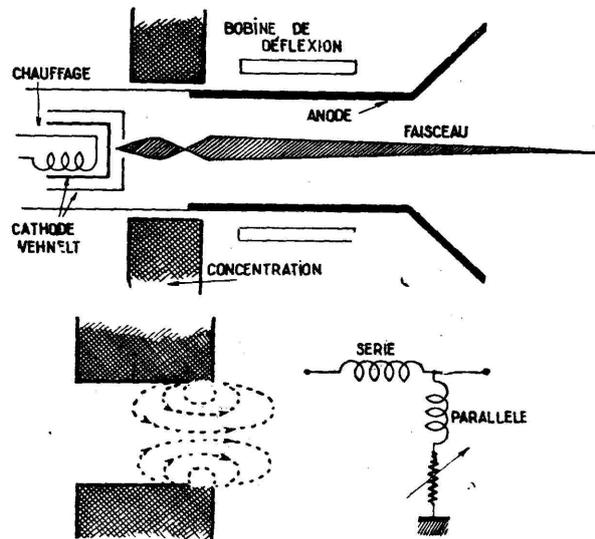


FIG. 11

Le cadrage horizontal est obtenu à l'aide de la résistance de 20 ohms, ajustable par collier, insérée entre le primaire et le secondaire du transformateur.

L'alimentation de la base de temps « lignes » nécessite une tension de 250 volts.

LE TÉLERAN A L'ATERRISSAGE

Documentaire R. C. A. et A. BOITARD (notre envoyé spécial à Washington)
Rédaction de Robert MATHIEU, ingénieur

Renseignements relatifs aux conditions atmosphériques

La promptitude avec laquelle on peut transmettre les informations complètes relatives aux conditions atmosphériques est une particularité unique du système Teleran. La figure 10 donne un exemple des informations

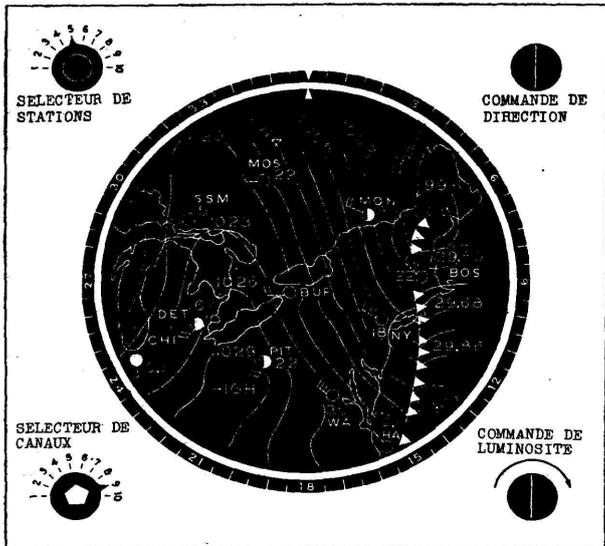


FIG. 10. — Carte-type des conditions atmosphériques, continuellement à la disposition du pilote par simple commutation sur le canal des conditions atmosphériques. L'espace aérien couvert comprend plusieurs zones desservies par le TELERAN, procurant ainsi les informations à l'avance.

qui peuvent être reçues à bord des avions. Les conditions atmosphériques des autres altitudes et des autres zones qui sont d'un intérêt quelconque pour les pilotes peuvent être représentées (fig. 11) au moyen d'un dispositif spécial. Ces renseignements sont d'un intérêt primordial, non seulement au point de vue du facteur de sécurité, mais encore pour servir de base au contrôle du trafic. Le fait de pouvoir connaître à l'avance les conditions atmosphériques évitera la congestion des aéroports situés dans la zone où des changements atmosphériques seront intervenus, en détournant les avions des routes qu'ils suivent. Les zones dangereuses telles que celles soumises aux orages et au givrage prononcé pourront également être évitées.

Approche des aéroports et des stations locales de contrôle du trafic

Comme nous l'avons déjà signalé, la combinaison radar-télévision donne des résultats remarquables pour contrôler le trafic aérien lors de l'approche du terrain en vue de l'atterrissage et du décollage des avions. Pour assurer ces services, la portée du radar peut être réduite ; comme nous l'avons indiqué sur la figure 3, le rayon d'action de ces stations de radar-explorateur est de 20 milles (32.192 km. environ) et cela est nettement suffisant. La figure 12 est une reproduction de l'image reçue à bord de l'avion. On remarquera, en la comparant avec celles précédemment reçues, que cette image procure aux pilotes des informations supplémentaires. Par exemple : l'indication de l'itinéraire à suivre en vue d'approcher de l'aéroport et les parcours en circuit fermé en vue de « tenir l'air » en attendant que la piste soit libre pendant qu'un autre avion procède à son atterrissage. Voici

comment opère, dans ce cas, le contrôleur du trafic : si, par exemple, deux avions se présentent à la fois pour atterrir, il est indispensable, afin d'éviter les collisions, de les faire atterrir l'un après l'autre ; pour ce faire, le contrôleur du trafic assigne à un des avions un parcours bien déterminé, en dessinant sur une carte le trajet qu'il doit suivre, pendant que l'autre avion procède à son atterrissage ; c'est ce qui s'appelle « tenir l'air » en attendant l'ordre d'atterrir. Une fois que la manœuvre est terminée, la ligne tracée sur la carte par l'opérateur peut être effacée. Ceci permet d'effectuer un approche à l'aide des instruments dans les régions où le trafic est assez dense. On peut encore utiliser à cet effet, comme nous l'avons déjà dit, d'autres procédés, tel que celui qui consiste à utiliser un film animé. Mais, dans chaque cas, c'est la télévision qui constitue le moyen de transmis-

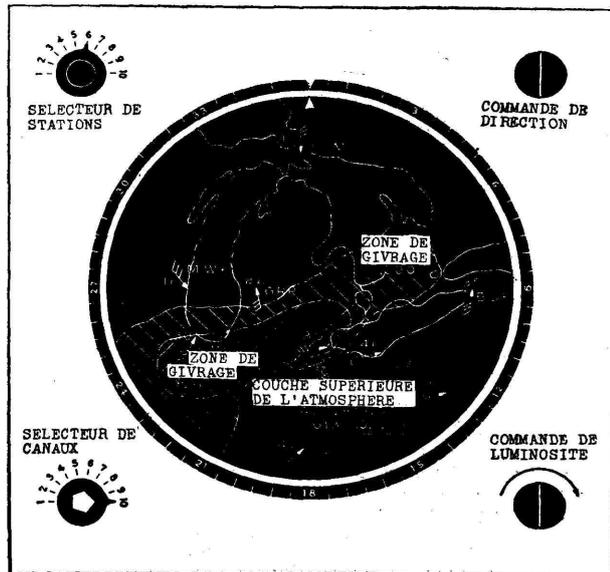


FIG. 11. — Image de TELERAN d'une altitude plus élevée indiquant les zones aériennes soumises aux conditions hasardeuses.

sion le plus approprié, le plus rapide et le plus pratique. Si le besoin s'en fait sentir, les contrôleurs peuvent adjoindre à l'équipement des tabulateurs, des compteurs, des enregistrements phonographiques, etc. On peut aussi utiliser la télévision par projection lorsque l'on désire obtenir des images sur grand écran. Comme on le constate, les images du système Teleran procurent à tous les pilotes les renseignements qui leur sont nécessaires (vent, plafond, visibilité, itinéraires à suivre, etc.). Il est aussi possible d'adresser des messages spéciaux à des avions particuliers, pour cela l'opérateur pointe seulement, sur l'indicateur, le spot représentatif de l'avion choisi, en transmettant simultanément le message soit verbalement au moyen du canal de communications, soit graphiquement en utilisant le canal de télévision. Des chaînes de relais permettent de coordonner efficacement le contrôle du trafic des routes aériennes et celui du trafic des aéroports.

Un autre des avantages importants du système est la rapidité avec laquelle les contrôleurs du trafic peuvent diriger, avec sécurité, les avions sur d'autres aéroports si des circonstances imprévues interviennent, empêchant ainsi l'utilisation de ceux prévus dans leur itinéraire. Dans ce cas, le contrôleur dessine temporairement sur la carte les nouveaux itinéraires que doivent emprunter les avions.

(1) Voir TSF et TV, n° 253, 265, 275 et 278.

Atterrissage et approche au moyen des instruments

En utilisant le système Teleran, il est possible pour un pilote de faire atterrir son avion en se servant uniquement de ses instruments de bord, au moyen de l'image reçue dans le poste de pilotage, soit en utilisant le canal phonique ou soit encore en se servant du pilote automatique. La figure 13 nous montre l'image reçue par l'avion afin de permettre au pilote d'effectuer son atterrissage. Comme on peut le constater, le trait vertical suivant l'axe de l'image prolonge la piste d'atterrissage dont on voit la disposition sur le terrain qui est représenté dans la partie supérieure de l'image. Des graduations le long de cette ligne indiquent au pilote les distan-

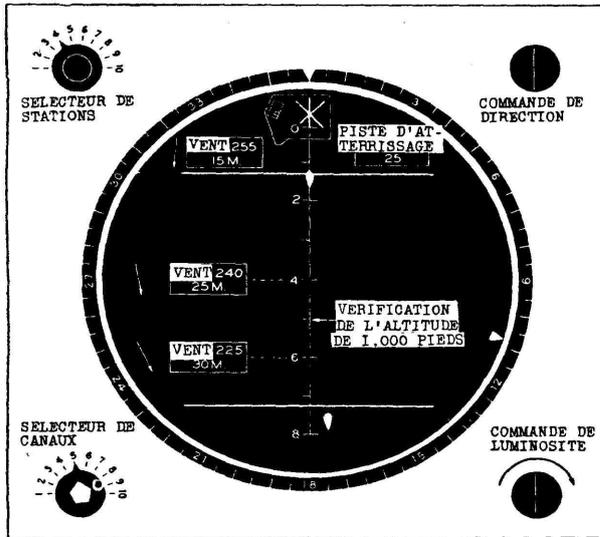


FIG. 12. — Image TELETRAN d'un approche-type. Les trajets d'approche seront particulièrement utiles dans le cas de trafic relativement dense. Les trajets pour permettre de « tenir l'air » ou les nouveaux trajets aériens peuvent être ajoutés, et les contrôleurs terrestres peuvent orienter attentivement leur trafic à mesure que le besoin s'en fait sentir. Les techniques actuelles permettent de donner des informations supplémentaires aussi rapidement qu'elles peuvent être tracées graphiquement sur une carte, et ultérieurement effacées si on le désire.

ces en milles le séparant de l'aéroport. Pour être exactement dans l'axe de la piste, le pilote doit, par conséquent, faire manœuvrer son avion de façon à ce que le spot figuratif de ce dernier se trouve sur cette ligne. Une autre ligne, horizontale cette fois, indique au pilote si sa position dans le plan vertical est correcte par rapport à la trajectoire de descente qu'il doit suivre. Cette ligne doit passer par le spot figurant son avion s'il se trouve à l'altitude correcte. Si l'avion est trop haut, le spot sera au-dessus de la ligne, s'il est trop bas, il se trouvera en-dessous. Au fur et à mesure que l'avion progressera dans son vol, cette ligne se déplacera aussi. Il ressort donc de ce que nous venons de dire que, pour un atterrissage correct, le spot lumineux de l'avion doit se trouver constamment à l'intersection des deux lignes horizontales et verticales. Cette ligne horizontale est produite automatiquement sans nécessiter l'intervention du personnel terrestre ou volant. Le système Teleran permet également d'obtenir un adoucissement de la trajectoire de descente lorsque celle-ci se rapproche du point de contact avec la piste, afin que l'atterrissage soit plus doux et de permettre au pilote de conserver le contrôle de son avion pendant les quelques secondes qui précèdent la prise de contact avec le sol (voir figure 13 A).

Bien qu'il soit possible de faire un rapprochement entre cette méthode et l'utilisation d'un indicateur à fils croisés, il est indéniable cependant que le mode d'illustration de l'atterrissage que l'on obtient avec le système Teleran, présente des avantages très importants qui sont à considérer. Tout d'abord, il n'est pas nécessaire que le pilote se réfère à l'indicateur de distance, car la longueur du trajet lui restant à parcourir est continuellement et automatiquement indiquée sur l'écran du tube cathodique, de ce fait, le pilote n'a pas besoin de détourner son

regard de l'écran, ce qui lui permet de concentrer ainsi toute son attention sur la manœuvre de son avion. Etant donné qu'il s'agit d'un mode de présentation naturel, on utilise les indications de la trajectoire de descente comme un horizon artificiel. L'image est nette et claire du fait même de ses grandes dimensions et le parallaxe n'existe presque pas, ainsi il n'est pas nécessaire de se rapporter à deux indicateurs à fils croisés.

Une des particularités très importantes du système est la possibilité pour le pilote de voir sur l'écran la position exacte des autres avions se trouvant autour de lui, ainsi que l'itinéraire qu'ils suivent. Le pilote peut donc opérer sa descente en toute confiance.

Le système Teleran permet également de corriger la dérive du vent en vue d'effectuer un atterrissage correct, en permettant d'évaluer la somme de correction que le pilote doit apporter au moment où son avion prend contact avec la piste. Ceci est très important, car cette somme de correction consécutive à la dérive du vent, varie à tout instant lorsque l'on effectue un atterrissage.

Le radar utilisé pour l'atterrissage est du type à exploration du secteur en azimut et en altitude du G.C.A. (Ground Control Approach). Aucun opérateur n'est nécessaire pour le fonctionnement de ce radar. Tout l'équipement du radar-Teleran d'atterrissage est installé dans un poste situé près d'une ou plusieurs pistes suivant le reçu dans le poste de pilotage, soit en utilisant le canal cas et les renseignements recueillis sont retransmis à la tour de contrôle (fig. 14).

Même si les avions auxquels on a affaire ne sont pas munis de récepteur de télévision, il est possible, avec le système Teleran, de les faire atterrir en leur désignant les manœuvres à effectuer à partir du sol en leur donnant des ordres verbalement. Cela est si simple, qu'un seul opérateur de la tour de contrôle suffit pour diriger l'atterrissage.

Il est certain que, dans l'avenir, il sera exigé de tous les systèmes complets de navigation dignes de ce nom de permettre l'atterrissage entièrement automatique ; or, cela sera possible avec le Teleran en apportant quelques petites modifications à l'équipement actuel de ce système, et comme cette éventualité a déjà été prévue, l'image de

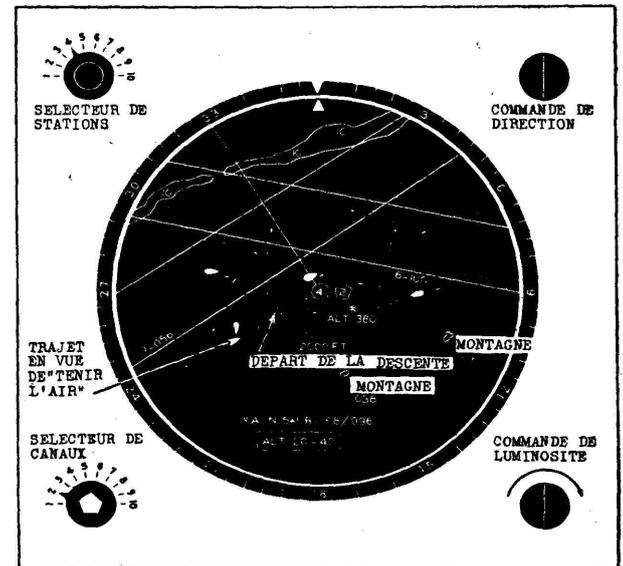


FIG. 13. — Image reçue pendant une approche finale du terrain d'atterrissage. La position par rapport à la trajectoire de descente correcte et les distances de l'aéroport sont indiquées de façon constante et d'une manière commode. Le pilote n'a pas à changer sa conception mentale, son avion est encore représenté par un spot se déplaçant sur une carte. Il peut voir aussi les avions se déplaçant en-dessous et en-dessus de lui.

télévision ne subira aucune interférence même si, par la suite, d'autres moyens étaient mis en œuvre pour l'atterrissage automatique. Le pilote aura toujours la possibilité de voir à la fois, et les progrès de son vol, et les autres avions se trouvant dans la même zone que lui et qui se disposent à atterrir.

LE CONCOURS DE TÉLÉCOMMANDE 1952 SUR LE BASSIN DES TUILERIES

Le concours de modèles réduits de bateaux télécommandés organisé par l'A.F.A.T. (Association française des amateurs de télécommande) s'est disputé sur le bassin des Tuileries le 15 juin 1952.

De nombreux concurrents se présentèrent devant le jury, certains venant de très loin, de Bordeaux même, comme l'équipe Augé-Bouju. Parmi eux des vétérans, déjà vus les années précédentes, et qui affirmèrent une fois de plus la qualité de leur matériel; de nouveaux visages aussi, ne le cédant en rien à leurs aînés.

Nous ne rappellerons pas le règlement du concours qui a été publié dans le numéro de juin de TSF et TV. Le classement suivant a été établi entre tous les bateaux ayant réussi l'épreuve d'évolutions imposées pour chacune des épreuves :

- A : évolutions obligatoires ;
- B : évolutions libres ;
- C : présentation technique ;
- D : présentation de bateau.

Le classement final est obtenu par addition des points de chacune des épreuves.

CLASSEMENT GENERAL

- 1^{er} : Equipe FILHOL-REGIMBART, de Rambouillet. (Wandéra « Christian »).
- 2^e : Equipe FAFFART-VINOT, de Nanterre. (Bateau de plaisance.)
- 3^e : Equipe Bernard CHAPPET-Jean-Paul CHAPPET, de Paris. (Cuirassé « Richelieu »).
- 4^e : ex-æquo : M. HERONDELLE, de Surresnes. (Remorqueur « Arpège ».) Equipe AUGÉ-BOUJU de Bordeaux. (Cruiser « Fifi »).
- 6^e : M. POULAIN, de Cusset, Allier. (Vedette rapide « Lydie »).
- 7^e : Equipe REGIMBART-FILHOL, de Rambouillet. (Paquebot « Normandie »).
- 8^e : M. MALNOU, de Neuilly-sur-Seine. (Yacht-Paquebot « Sphinx »).
- 9^e : M. MONSEUR, de Paris. (Chasseur de Sous-Marin Ch. 133.)
- 10^e : M. Henry PEPIN, d'Orléans, Loiret. (Vedette Harco « Electro »).
- 11^e : M. Charles PEPIN, de Paris. (Vedette rapide.)
- 12^e : M. BELLAY, de Paris. (Yacht-Paquebot « Ivhéja ».)

RESULTATS DES DIVERSES EPREUVES

A. — EPREUVE D'ÉVOLUTIONS OBLIGATOIRES

- 1^{er} : Equipe FAFFART-VINOT.
- 2^e : Equipe FILHOL-REGIMBART (Wandéra « Christian »).
- 3^e : Equipe REGIMBART-FILHOL (Paquebot « Normandie »).
- 4^e : Ex-æquo : M. POULAIN. — Equipe AUGÉ-BOUJU.
- 6^e : Ex-æquo : Equipe Bernard CHAPPET-Jean-Paul CHAPPET. M. MALNOU.
- 8^e : M. Henry PEPIN.
- 9^e : M. HERONDELLE.
- 10^e : M. MONSEUR.

- 11^e : M. Charles PEPIN.
- 12^e : M. BELLAY.

B. — EPREUVE D'ÉVOLUTIONS LIBRES

- 1^{er} : Equipe FAFFART-VINOT.
- 2^e : M. POULAIN.
- 3^e : Equipe FILHOL-REGIMBART. (Wandéra « Christian »).
- 4^e : Equipe Bernard CHAPPET-Jean-Paul CHAPPET.
- 5^e : M. HERONDELLE.
- 6^e : Equipe AUGÉ-BOUJU.
- 7^e : M. MALNOU.
- 8^e : M. Henry PEPIN.
- 9^e : M. MONSEUR.
- 10^e : Equipe REGIMBART-FILHOL (Paquebot « Normandie »).
- 11^e : M. Charles PEPIN.

C. — EPREUVE PRÉSENTATION ET VALEUR TECHNIQUE DU MATÉRIEL DE TÉLÉCOMMANDE

La première et la seconde place ont été respectivement attribuées à M. Charles PEPIN et à l'équipe FILHOL-REGIMBART (Wandéra « Christian »).

D. — EPREUVE « PRÉSENTATION MAQUETTE »

L'équipe Bernard CHAPPET-Jean-Paul CHAPPET (Cuirassé « Richelieu ») a obtenu la première place à cette épreuve. La deuxième place a été attribuée à l'équipe FILHOL-REGIMBART (Wandéra « Christian ») et à M. HERONDELLE (Remorqueur « Arpège »).

PRIX

COUPE MINIWATT-DARIO

La coupe Miniwatt-Dario a été attribuée à l'équipe FILHOL-REGIMBART (Wandéra « Christian »).

PRIX OFFERTS PAR L'A.F.A.T. AU NOM DE MINIWATT-DARIO

- 1^{er} prix : 5 000 F : Equipe FILHOL-REGIMBART (Wandéra « Christian »).
- 2^e prix : 3 000 F : Equipe FAFFART-VINOT.
- 3^e prix : 2 000 francs : Equipe B. CHAPPET-J.-P. CHAPPET.

PRIX OFFERT PAR T.S.F. ET T.V.

Revue mensuelle pour tous les techniciens de l'électronique
5 000 F à l'installation radio la plus efficace.
Equipe FAFFART-VINOT.

PRIX OFFERT PAR TOUTE LA RADIO

5 000 F en espèces destinés à récompenser le concurrent dont la maquette comporte des dispositifs se distinguant par leur originalité et leur facilité de réalisation : Equipe AUGÉ-BOUJU.

PRIX DE LA LIGUE MARITIME ET D'OUTRE-MER

L'équipe AUGÉ-BOUJU, MM. HERONDELLE, POULAIN, MALNOU et MONSEUR reçoivent chacun un volume offert par la L.M.O.

RÉCOMPENSES OFFERTES

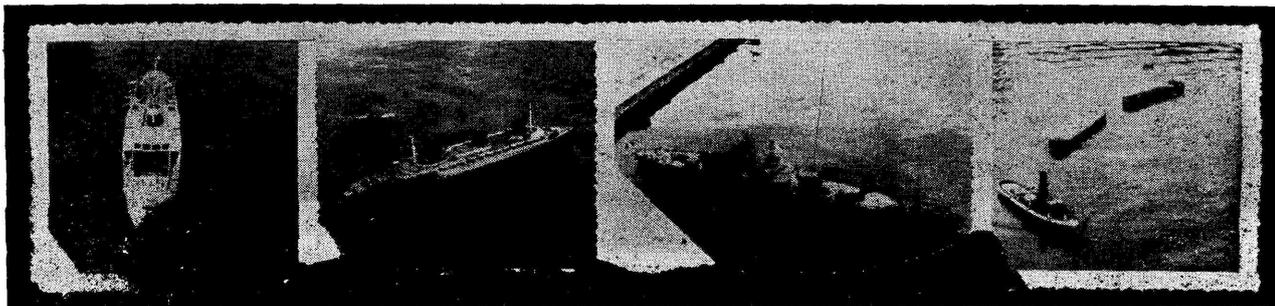
PAR LE SECRÉTAIRE D'ÉTAT A LA MARINE
Une médaille d'argent à l'équipe FAFFART-VINOT.

Une médaille de bronze à l'équipe B. CHAPPET-J.-P. CHAPPET, ainsi qu'à MM. MONSEUR, HERONDELLE, l'équipe AUGÉ-BOUJU et à l'équipe TEXIER-HOUDET, de Rambouillet. (Vedette lance-torpilles.)

RÉCOMPENSE OFFERTE PAR LE SECRÉTAIRE D'ÉTAT A L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE, A LA JEUNESSE ET AUX SPORTS (DIRECTION GÉNÉRALE DE L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE)

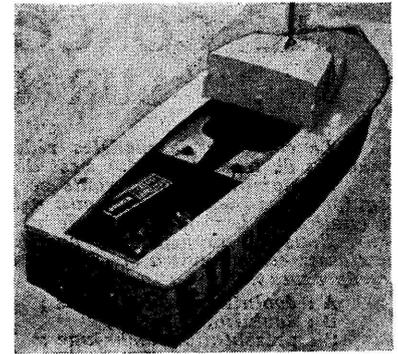
Une médaille d'argent est décernée à l'équipe B. CHAPPET-J.-P. CHAPPET.

De gauche à droite : Le Wandéra « Christian » de l'équipe Filhol-Regimbart. — Le paquebot « Normandie » de l'équipe Regimbart-Filhol. — Le cuirassé « Richelieu » des frères Chappet. — Le remorqueur « Arpège » et ses deux péniches de M. Héronnelle.



L'équipement de télécommande de la vedette E.D. qui traversa la Manche

par Georges HONNIST-REDDLICH



Traverser la Manche avec un bateau radioguidé n'est pas seulement une opération publicitaire, mais une réelle preuve de confiance. Je pensais à cette traversée depuis fort longtemps quand le développement de mes équipements de télécommande rendit la chose possible. Je décidai d'utiliser mon dernier équipement à 3 canaux pour deux raisons principales :

1° Prouver au public que les émetteurs et récepteurs de télécommande qui sont maintenant fabriqués en Angleterre par « Electronic Developments Ltd. » sont dignes de confiance, possèdent toutes les qualités de constance et sont capables de travailler dans l'eau salée et de très dures conditions ;

2° Montrer que pour une longue et dure traversée une sorte de télécommande progressive et fractionnée est nécessaire.

Tous les équipements à un seul canal pour commande progressive doivent nécessairement posséder un type quelconque de sélecteur à commutation directe ou par l'intermédiaire de relais commandant un système de sortie à asservissement ou encore de relais différenciateur entre longues et courtes impulsions.

Tous ces systèmes fonctionnent très bien dans les conditions normales, l'équipement constitué de doubles émetteurs et récepteurs permettant de réduire les aléas sur un long voyage. En fait, aucun appareillage ni précautions supplémentaires ne furent pris pour la traversée sauf cependant la précaution d'enclorre le récepteur et les batteries dans des enveloppes imperméables.

A la suite d'une erreur de cap, nous étions en vue de la côte française bien au nord de CALAIS et nous n'arrivâmes au port que 9 heures seulement après le départ de DOUVRES. C'était un très sévère test pour le bateau et la radio. Les deux fonctionnèrent correctement sans aucune difficulté malgré les circonstances qui m'obligèrent à tenir constamment la barre pour maintenir le bateau sur sa route.

L'émetteur

L'émetteur (fig. 1) emploie un tube MULLARD DCC 90 (3 A 5) en montage auto-oscillateur symétrique avec une puissance de sortie de l'ordre de 2,5 watts. Il est modulé sur les grilles par un tube 3S4 monté en oscillateur blocking. J'ai choisi cette méthode comme étant beaucoup plus stable même

au bout d'un long temps de fonctionnement sans rajustement tel qu'en nécessite un oscillateur HF auto-modulé.

Les valeurs des résistances et condensateurs R_1 , R_2 , C_3 sont choisies pour donner un rapport impulsion-porteuse de 50 %. La boîte de contrôle comprend les 3 résistances grille R_3 , R_4 ,

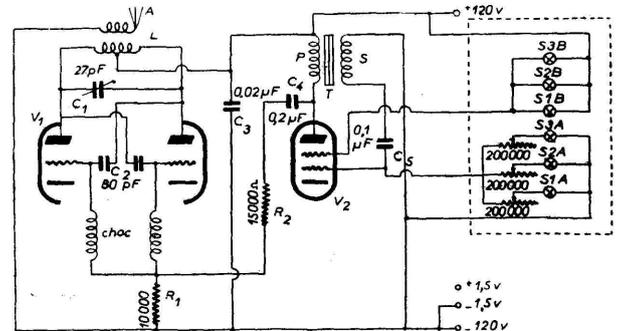


FIG. 1. — L'émetteur.

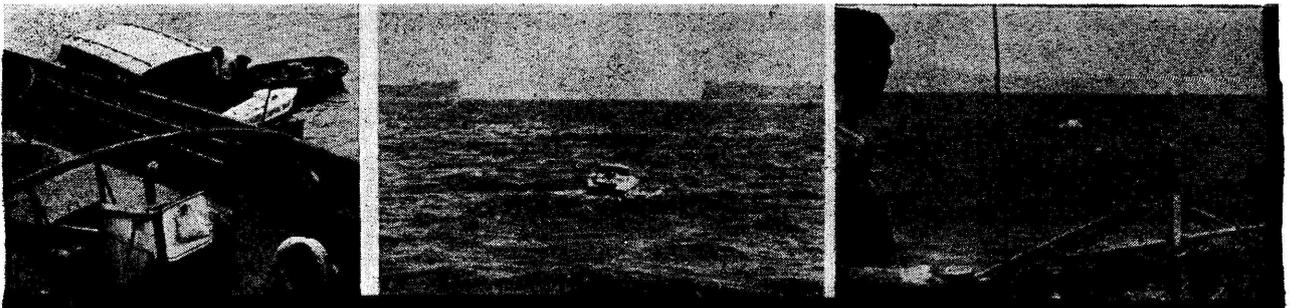
R_5 , avec leur commutateur. Une clé téléphonique fait la commutation pour la commande de gouvernail et un bouton poussoir pour la troisième commande auxiliaire. Ces 3 commutateurs appliquent la haute tension sur l'écran du tube 3S4.

Le récepteur

Le récepteur (fig. 2) emploie un classique montage à super-réaction précédant un classique étage à résistances et un étage de sortie chargé par l'enroulement du sélecteur à lames vibrantes.

La polarisation de l'étage final est obtenue par une résistance élevée en fuite de grille. Une résistance série dans l'alimentation écran limite le courant anodique. On peut voir ici une grande similitude avec l'équipement de la vedette française LUK. En fait, c'est un choix tout à fait logique pour un récepteur et un amplificateur destinés à produire un courant alternatif de sortie.

A gauche : La vedette « E.D. » au port de Calais le matin suivant l'arrivée. — Au centre : Adieu, Douvres ! « Miss E.D. » vogue vers Calais. — George Honnest Reddlich aux commandes pendant la traversée.



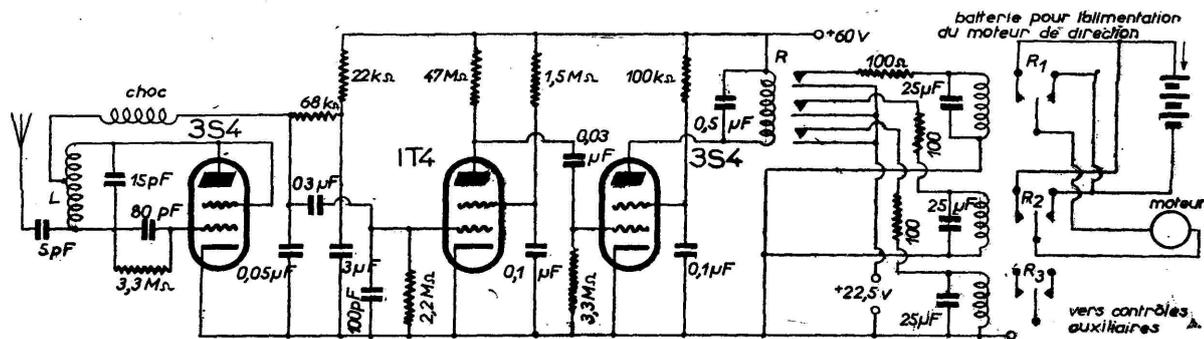


FIG. 2. — Le récepteur.

Le sélecteur à lames vibrantes est compact et comporte trois lames accordées entre 250 et 300 c/s. L'enroulement d'excitation a une capacité en parallèle établissant une résonance au milieu de la gamme des fréquences de travail. Ceci est très important, autrement les lames pourraient ne pas vibrer aux basses puissances délivrées aux limites de la portée. Les courtes impulsions de courant passant par les lames sont intégrées par des capacités en parallèle avec les relais. Des résistances en série préservent les contacts des lames des dommages dus aux étincelles.

Le sélecteur à lames vibrantes comprend un petit aimant tonical continué par les deux pièces polaires feuilletées; sur l'une d'elles est bobiné un enroulement simple de 3 500 ohms.

Les trois lames d'acier argenté sont placées au-dessus des faces polaires et peuvent entrer en contact avec les pointes de vis à grain d'argent fixées sur un petit bras au-dessus des lames. L'ensemble est extrêmement compact et robuste, il évite de continuel rajustements.

Un récepteur allégé a aussi été construit pour l'emploi en aviation. Il utilise de petites pentodes subminiatures pour appareils de surdité HIVAC, XFY 12, aux étages détecteur et préamplificateur. Deux de ces appareils ont subi l'année passée des tests de distance supérieurs à 1 000 m, non seulement sur des bateaux et planeurs mais aussi sur des commandes à distance industrielles.

ENREGISTREMENT ET REPRODUCTION SONORES

LE DÉVELOPPEMENT des techniques stéréophoniques à l'étranger

Un peu partout dans le monde des preneurs de son, on commence à s'intéresser aux retransmissions stéréophoniques qui n'étaient jusqu'à présent qu'une curiosité expérimentale aux mains des laboratoires.

Il n'est pas impossible que les remarquables essais effectués par Bernhart et Garrett qui leur ont valu le prix *Italia* n'aient eu quelque influence sur ce regain d'intérêt qui se manifeste dans les revues étrangères par une abondance d'articles consacrés à la question de la stéréophonie.

La revue allemande *Funk* consacre, sous la signature de Hubner, un article à la stéréophonie rappelant les essais effectués durant le festival de BAYREUTH pour une transmission par radiodiffusion par fil à deux canaux, avec emploi de 3 à 6 microphones répartis de façon à éliminer le « trou central », obstacle classique des transmissions stéréophoniques et qui se traduit par une déficience de la source sonore quand celle-ci se trouve localisée dans le plan médiateur des haut-parleurs de réponse.

La revue russe *Nauka i Jizn* consacrait dans son numéro de février un article d'aspect surtout documentaire à la stéréophonie, rappelant le principe de la perception spatiale du son par audition binaurculaire utilisé depuis des années dans le repérage des avions et faisant, ce qui est plus intéressant, un bref historique des expériences russes sur la transmission stéréophonique.

J. E. Goron en 1935 a fait des essais de stéréophonie sur un concert d'orchestre entre deux salles de la

Maison de l'Union à MOSCOU. En 1938, il reprit ces essais avec un système à 3 canaux très voisin de celui utilisé par Stokovski dans ses expériences classiques de 1932 à PHILADELPHIE, mais cette transmission fonctionna sans changements jusqu'à 1941 dans le théâtre de Verdure du parc central de la culture Gorki. En mai 1947 il présenta à l'Institut de Prise de son de MOSCOU une démonstration d'enregistrement stéréophonique du son assez analogue au procédé *Fantasound*, mais en trois directions seulement, en utilisant des magnétophones.

L'application des procédés stéréophoniques au cinéma a surtout été faite en liaison avec les techniques de « cinéma total », combinant stéréophonie, cinéma en couleur et en relief, et c'est dans cette voie que sont poursuivies les recherches.

L'auteur de l'article Parfentev ramène à Ekalo (1928) la première idée de transmission stéréophonique à canaux distincts et signale à titre historique les premières expériences de Tager, Konoplev et Vissotskin en 1936 sur l'enregistrement stéréophonique au cinéma.

Il paraît bien pourtant que dans l'ensemble, si quelques réalisations permanentes d'envergure ont été faites en Russie, ce soit plutôt des applications systématiques de techniques qui nous paraissent classiques et que peu de résultats originaux valent d'être retenus (Parfentev, *Nauka i Jizn*, p. 17, n° 2, février 1952).

A. MOLES.

CALCUL DES FILTRES EN DOUBLE T

par Jacques LIGNON, ingénieur E. S. E.

L'étude de notre éminent collaborateur Jacques Lignon fait suite à l'article paru dans le numéro 275 de la T.S.F. : « Application du filtre en double T ». Une première partie traite de la représentation graphique polaire dont il est fait une large et fructueuse application dans la deuxième partie où l'on cherche à déterminer cette caractéristique essentielle du filtre en double T, son facteur de transmission.

QUELQUES MOTS D'INTRODUCTION SUR LA REPRÉSENTATION GRAPHIQUE POLAIRE

On a très souvent recours à la représentation graphique dans l'étude d'un phénomène. Quand une grandeur y dépend d'une variable x ($y = f(x)$), la courbe représentant les variations de y en fonction de x quand on donne à x toutes les valeurs qu'il peut prendre renseigne immédiatement sur l'ensemble du phénomène.

La représentation graphique que l'on utilise le plus souvent est la représentation cartésienne, dans laquelle les axes de coordonnées sont perpendiculaires. Les lecteurs sont familiarisés avec elle. Etudions par exemple la variation du gain d'un étage pentode à charge résistive et à couplage direct (fig. 1). On peut tracer, en fonction de la fréquence, les variations du gain et de la phase. Le gain part de $G = G_0$ pour la fréquence $f = 0$, et tend asymptotiquement vers zéro quand la fréquence tend vers l'infini. La phase Φ , elle, part de 0 et tend vers $\frac{\pi}{2}$ quand la fréquence varie de 0 à l'infini.

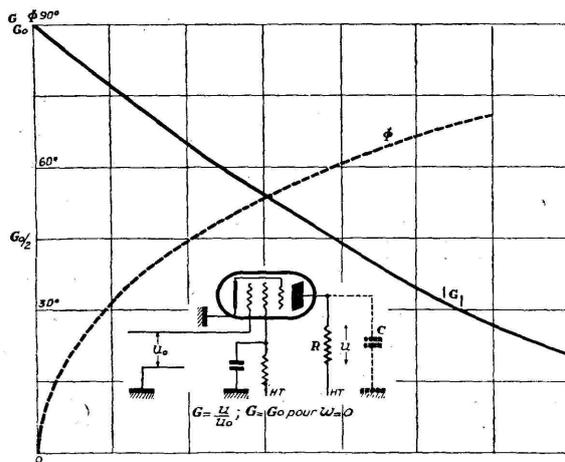


FIG. 1

On pourrait encore tracer les variations de gain en fonction de la rotation de phase par exemple, et marquer la courbe de repères indiquant la fréquence (fig. 2). On montre alors que quelle que soit la charge R (pourvu que $R \ll R_i$, résistance interne de la lampe) cette courbe présente toujours la forme d'une sinusoïde — en d'autres termes $|G| = \cos \Phi$, Φ étant la rotation de phase — et que la graduation des repères de fréquence sur la courbe ne dépend que du produit CR , C étant la capacité parasite aux bornes de la résistance de charge R . La fig. 2 donne deux exemples correspondant à deux produits CR différents : le premier se rapportant à une charge R de 100.000 ohms et une capacité parasite de 20 pF ($RC = 2.10^{-6}$), le deuxième à une résistance de charge de 8000 Ω et une capacité parasite de 25 PF ($RC = 2.10^{-7}$).

Dans le deuxième cas, l'échelle des fréquences est plus comprimée (en d'autres termes la phase tourne plus lentement

et le gain reste plus longtemps constant), mais la courbe $G = f(\Phi)$ reste la même.

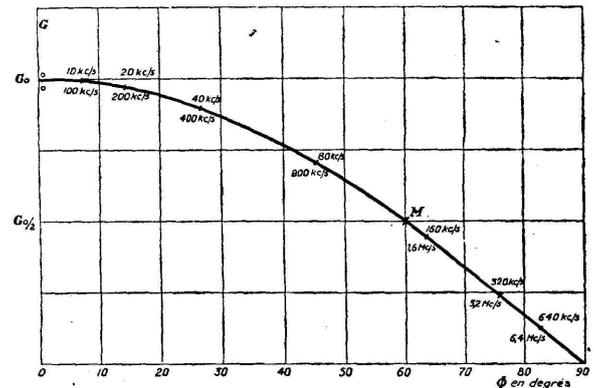


FIG. 2

La rotation de phase Φ correspondant à un angle, il vient à l'idée de représenter la courbe $G = f(\Phi)$, d'une façon plus frappante, de la manière suivante :

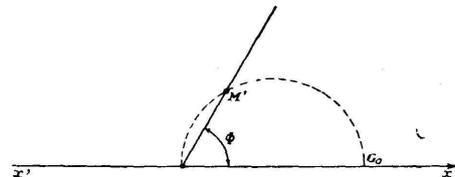


FIG. 3

Nous prenons un demi-axe de référence Ox , définissant l'origine des angles. Nous représenterons la phase Φ par l'angle Φ correspondant, et sur la demi-droite ainsi définie, nous porterons la valeur correspondante du gain (fig. 3).

Par exemple le point M de la fig. 2 ($\Phi = 60^\circ$, $G = \frac{G_0}{2}$) devient le point M' dans cette représentation, polaire (1). Et la courbe $G = f(\Phi)$ devient un demi-cercle dans cette représentation polaire, demi-cercle de diamètre OG .

Si l'on a deux étages en cascade (représentés sur la fig. 4), le gain total correspondant à une fréquence donnée est :

en phase, la somme des phases de chaque étage pris séparément,

en module, le produit des modules du gain de chaque étage pris séparément.

(1) Notons que les diagrammes de rayonnement d'antenne sont de véritables représentations polaires de l'intensité du rayonnement en fonction de l'azimut.

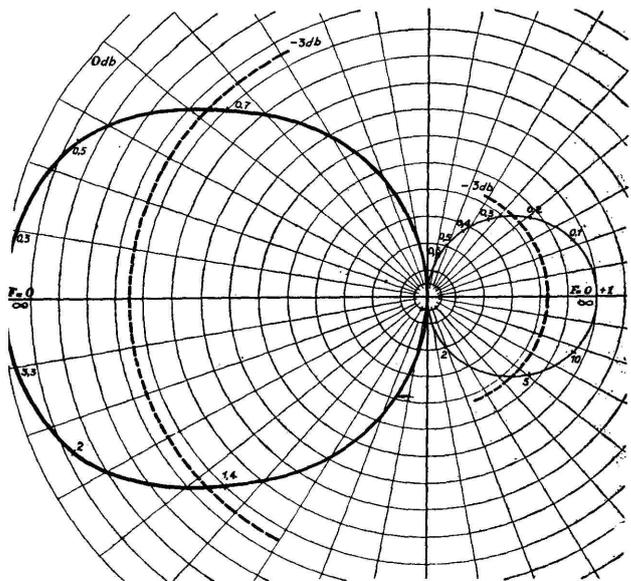


FIG. 9

b) Amplificateur sélectif.

On traiterait ce cas de la même façon que les deux cas précédents (fig. 12).

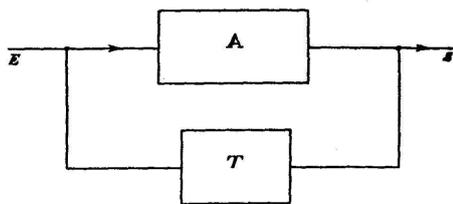


FIG. 12

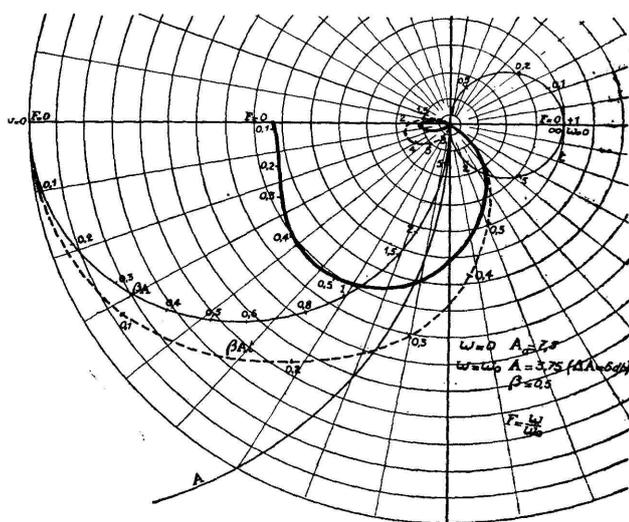


FIG. 11

Si A est le gain de l'amplificateur, et t le coefficient de transmission du double T, le gain G de l'ensemble est donné par :

$$G = \frac{A}{1 - At}$$

(le gain A étant négatif).

La construction de la courbe du gain G ne présente aucune difficulté. L'amplificateur sera stable tant que la courbe $1 - At$ n'entourera pas le point + 1.

L'amplificateur serait donc toujours stable dans le cas idéal où A reste réel, négatif et constant en fréquence. Pratiquement la phase de A varie avec la fréquence. La condition de stabilité est que la courbe représentant le lieu de $1 - At$ n'entoure pas le point + 1.

Informations Techniques

Invention - Progrès technique

M. de Keravenant, secrétaire général du Congrès du Progrès Scientifique et Technique, fait à Lille le 21 juin 1952 une remarquable conférence dont les idées essentielles méritent d'être citées ici :

1° Recherche scientifique, progrès technique, progrès social, tout cela est lié intimement à l'invention, problème d'une importance essentielle au point de vue général et au point de vue national tout particulièrement.

2° Pour intensifier la productivité industrielle de cet effort inventif, nous nous permettons de suggérer (avec tout le respect et la déférence qui conviennent :

A) A l'inventeur de mieux apprécier la loi dont il bénéficie, d'apprécier les réalités à leur juste valeur, et de savoir soumettre avec persévérance l'invention au contrôle de l'industrie.

B) A l'industriel, chassant toute question l'amour-propre, de reprendre le goût du risque, qualité indispensable à une époque où la concurrence renaît et où le client reprend le place qui lui est due : LA PREMIÈRE.

C) A l'Etat, aux parlementaires et à l'administration française des brevets, de respecter ses principes d'une loi qui a fait ses preuves et démontre la bienfaisance dans le développement de l'esprit inventif français et d'apporter seulement à cette loi quelques compléments : suppression de la déchéance pour non-exploitation, statut de l'inventeur salarié.

Nous adressons aussi à l'Etat un appel pressant pour la réduction des taxes établies en

1951 et notamment les taxes au dépôt (7 000 FRANCS).

Nous exprimons enfin le souhait ardent qu'une situation nouvelle dissipe tout malentendu entre inventeur, industriel, services de l'Etat et les associe tous dans une œuvre commune : le Progrès Technique.

Le nouveau superpaquebot « United States » présente d'importantes innovations techniques

L'« United States », le nouveau superpaquebot mis en service sur la ligne transatlantique New-York-Le Havre est le plus grand et le plus luxueux paquebot construit par les Américains. Détenteur du Ruban Bleu depuis le 7 juillet l'« United States » bénéficie de tous les récents perfectionnements techniques en matière de construction navale et en particulier offre des solutions remarquables dans le domaine électrique.

Le Raydist permet d'enregistrer un mouvement du bateau de 30 centimètres. — Pour déterminer la vitesse d'un bateau, on utilisait jusqu'à présent les méthodes optiques : on déterminait le nombre de miles parcourus par rapport à des repères placés sur le littoral et en faisant les corrections qu'imposaient les courants et les marées. Avec le nouveau dispositif Raydist, le mouvement du bateau est mesuré par rapport à une bouée qui peut être

placée où l'on veut, même en pleine mer. La bouée est soumise aux mêmes courants que le bateau et il n'est plus nécessaire d'apporter de corrections. La mesure fournie par le Raydist est rigoureusement exacte : ce dernier est au surplus extrêmement sensible puisqu'il enregistre des mouvements de l'ordre de 30 centimètres seulement. Enfin la mesure de la vitesse du bateau peut rester secrète puisqu'elle n'est connue que de la personne manœuvrant le dispositif.

Une innovation : l'installation électrique utilise du courant alternatif. — L'emploi du courant alternatif a permis de réduire de plusieurs milliers de kilos le poids de l'équipement assurant la distribution de l'électricité. Le courant continu est néanmoins utilisé pour certains appareils, comme les treuils, qui nécessitent un contrôle de vitesse très précis.

Les installations relatives à la navigation et aux communications existent en double. — Si un appareil utilisé pour la navigation ou les communications connaît un dérèglement, un appareil identique le supplée immédiatement.

Deux systèmes radar sont installés à bord. Ils peuvent être commandés séparément ou simultanément. Sur des écrans placés dans la timonerie, s'inscrit tout ce qui se trouve dans un très large rayon autour du bateau.

Pour la mesure de profondeur en eau, il existe une sonde écho. En plus du gyrocompas classique, il existe sur l'« United States » une installation spéciale de gyrocompas qui permet de diriger automatiquement ce bateau, si cela était un jour nécessaire.

La liaison par résistances-capacités

par Jack ROUSSEAU, ingénieur ECTSFE

GÉNÉRALITÉS

L'étage amplificateur de tension d'un amplificateur B.F. et d'un récepteur de radiodiffusion, ainsi que l'étage amplificateur de « vidéo-fréquence » d'un récepteur de télévision, devront fournir une amplification uniforme dans une très large bande de fréquences : 20 à 20.000 c/s en B.F. ; 5 c/s à 4 Mc/s environ en V.F. pour le standard à moyenne définition (441 lignes), et 5 c/s à 10 Mc/s pour le standard à haute définition (819 lignes).

Le montage à liaison par résistances-capacité, moyennant certaines précautions permet d'obtenir un gain d'amplification uniforme dans toute la gamme des fréquences audibles, et même au delà (fréquences de vision dites « vidéo-fréquences », en télévision). De plus, il est simple et peu coûteux. Ces raisons font qu'il est universellement employé dans les amplificateurs B.F. et de vidéo-fréquences.

Le schéma de montage d'un amplificateur, à liaison par résistances-capacité est donné par la figure 1.

GAIN D'AMPLIFICATION :

Rappelons brièvement les formules donnant le gain d'amplification d'un étage à résistance :

On peut montrer facilement que le gain d'amplification est donné par la relation :

$$G = \frac{\mu Ra}{Ra + \rho}$$

ou, en divisant haut et bas par Ra :

$$G = \frac{\mu}{1 + \frac{\rho}{Ra}}$$

ρ = résistance interne du tube.

μ = coefficient d'amplification.

L'expression précédente peut se mettre sous une autre forme.

En effet :

$$G = \frac{\mu Ra}{Ra + \rho} = \frac{\mu}{Ra + \rho} \cdot Ra$$

Mais :

$$\frac{\mu}{Ra + \rho} = Sd, \text{ d'où :}$$

$$G = Sd \cdot Ra$$

Sd = pente dynamique.

Ainsi, le gain d'amplification est, d'une façon générale, égal au produit de la pente dynamique par la résistance de charge.

Dans le cas d'un tube penthode, dont la résistance interne est très grande : $\frac{\rho}{Ra} > 1$

On peut donc négliger 1 devant cette quantité.

L'expression du gain devient alors :

$$G = \frac{\mu}{Ra} = \frac{\mu Ra}{\rho} = \frac{\mu}{\rho} \cdot Ra$$

Mais $\frac{\mu}{\rho} = S$ (pente statique).

Donc :

$$G = S \cdot Ra$$

Le gain est égal au produit de la pente statique par la résistance de charge. On voit ainsi que l'avantage du tube penthode est très net.

SCHEMA ÉQUIVALENT A UN AMPLIFICATEUR A LIAISON PAR RÉSISTANCES-CAPACITÉS

Dans les diverses expressions du gain précédemment établies, la fréquence n'intervient pas. Il semble donc, a priori, que le gain d'amplification soit indépendant de la fréquence, et l'amplificateur à résistances apparaît, par conséquent, comme étant d'une fidélité parfaite.

Or, si l'on relève la courbe de « réponse » c'est-à-dire la courbe donnant la valeur du gain en fonction de la fréquence, on s'aperçoit qu'il n'en est rien ; la courbe, qui affecte l'allure représentée par la figure 2 montre qu'en réalité le gain varie avec la fréquence ; il diminue brusquement aux fréquences basses et élevées du spectre audible et n'est pratiquement constant que dans la zone des fréquences moyennes.

Cela provient du fait que, les formules théoriques précédentes, donnant le gain en fonction des constantes du tube et de la charge anodique, ne tiennent aucunement compte de l'influence :

a) de la capacité de liaison « Cl »,

b) des capacités internes des tubes : capacité de sortie Ca , de T_1 , et capacité d'entrée Cg , de T_2 , auxquelles il y a lieu d'ajouter les capacités parasites du câblage.

Le schéma réel de la liaison par résistances-capacité est celui de la figure 3 et non celui de la figure 1.

Nous pouvons maintenant, en assimilant le tube T_1 à un générateur ayant : une f.e.m. égale à μv_g , et une résistance interne égale à ρ , remplacer le schéma de la figure 3 par le schéma équivalent de la figure 4.

C'est à partir de ce schéma que nous allons étudier, en détail, le comportement de la liaison par résistances-capacité, au triple point de vue :

- de la distorsion de fréquence,
- de la distorsion de phase,
- de la « réponse » aux transitoires.

Auparavant, nous allons donner quelques précisions sur la capacité d'entrée Cg d'un tube.

NOTES SUR LA CAPACITÉ DYNAMIQUE D'ENTRÉE D'UN TUBE ; EFFET MILLER

En régime statique, c'est-à-dire au repos, la capacité d'entrée d'un tube est celle existant entre la grille et toutes les autres électrodes réunies à la terre. Ainsi, pour un tube triode, la capacité statique d'entrée est égale à :

$$C_e = C_g - K + C_g - a \text{ (figure 5)}$$

De même, la capacité statique de sortie est celle qui existe entre l'anode et toutes les autres électrodes réunies à la terre ; soit, pour un tube triode :

$$C_a = C_k - a$$

Par contre, en régime dynamique, c'est-à-dire, en fonctionnement, la capacité dynamique d'entrée Cg , est différente de C_e (capacité statique) parce que la tension anodique n'est plus constante.

En effet, lorsque le potentiel de grille varie de Δv_g , au même instant celui de l'anode varie de $-\Delta v_p = -G \Delta v_g$.

G étant le gain d'amplification.

La capacité grille-anode est alors soumise à une d.d.p.

$$\Delta v_g - (-G \Delta v_g)$$

ou

$$\Delta v_g + G \Delta v_g$$

ou encore, en mettant Δv_g en facteur $(1 + G) \Delta v_g$.

Il en résulte que la capacité dynamique d'entrée est :

$$C_g = C_g - K + C_g - a(1 + G)$$

Il est facile de voir que cette capacité est beaucoup plus grande que la capacité statique et ce, d'autant plus que le gain est plus élevé.

Cet accroissement apparent de la capacité d'entrée en fonctionnement porte le nom d'effet Miller.

Nous verrons, plus loin, l'influence néfaste de l'effet Miller sur l'amplification des fréquences élevées.

TRANSMISSION DES FRÉQUENCES BASSES

Aux fréquences basses, l'influence des capacités internes des tubes est négligeable. En effet, leurs réactances

$$\frac{1}{Ca\omega} \text{ et } \frac{1}{Cg\omega}$$

en parallèle respectivement, sur Ra et Rg , sont très grandes par rapport à ces deux résistances. Par contre, l'influence de la capacité de liaison est prépondérante ; sa réactance $\frac{1}{Cl\omega}$ étant notable

par rapport à la résistance de fuite de grille de T_2 , avec laquelle elle constitue une sorte de diviseur potentiométrique.

Le schéma équivalent aux fréquences basses devient celui de la figure 6.

La tension Vg_2 appliquée sur la grille de T_2 , ne sera qu'une fraction de celle, v_{p1} , développée aux bornes de la charge anodique Ra de T_1 .

$$v_{g_2} = v_{p_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Cl^2 Rg^2 \omega^2}}}$$

On peut montrer que la fréquence critique basse, c'est-à-dire celle pour laquelle se manifeste un affaiblissement

de 3 dB (1) soit, en tension : $\frac{1}{\sqrt{2}}$ correspond à la relation :

$$Cl Rg \omega b = 1$$

d'où l'on tire :

$$f_b = \frac{1}{2\pi ClRg}$$

On voit ainsi que la fréquence critique sera d'autant plus basse, autrement dit, la transmission des fréquences basses sera d'autant meilleure que la constante de temps $ClRg$ de la liaison sera plus grande.

Les valeurs à donner à Cl et à Rg sont limitées par :

1° La résistance d'isolement du condensateur de liaison, qui doit être extrêmement grande par rapport à la résistance Rg (voir plus loin). Or, souvent, les condensateurs de forte capacité ont une faible résistance d'isolement.

2° Le courant inverse de grille de T_2 qui peut prendre naissance par suite, par exemple, d'un tube mal dégazé, et qui, traversant la « résistance de fuite » y détermine une chute de tension diminuant la polarisation négative de grille. Ceci limite la valeur de Rg à 500.000 ohms ou 1 MΩ au maximum.

Finalement, la valeur du produit $ClRg$ ne dépend que de la qualité du condensateur. Avec des condensateurs d'excellente qualité on pourra employer des capacités de liaison de valeur très élevée.

(1) Un affaiblissement de 3 dB est déjà sensible.

La figure 7 montre clairement l'influence de la valeur du condensateur de liaison sur la transmission des fréquences basses.

Le gain total a donc, finalement, pour expression :

$$G_t = Sd Ra \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Cl \cdot Rg^2 \omega^2}}}$$

On voit que, pour une fréquence basse ω donnée, le gain total sera d'autant plus voisin de $Sd Ra$, c'est-à-dire du gain maximum théorique que le produit $ClRg$ sera plus grand. Le gain maximum théorique sera obtenu pour :

$$Cl \cdot Rg = \infty (1)$$

Nous verrons plus loin que cela correspond à une liaison directe entre la plaque de T_1 et la grille de T_2 .

TRANSMISSION DES FREQUENCES ELEVEES

Aux fréquences élevées, l'influence de la capacité de liaison est négligeable, la réactance $\frac{1}{Cl\omega}$ de Cl étant très petite par rapport à Rg . Par contre, l'influence des capacités de sortie du tube T_1 , d'entrée du tube T_2 , auxquelles viennent s'ajouter

(1) Le signe mathématique ∞ signifie l'infini

les capacités parasites de câblage et du corps de la capacité de liaison par rapport à la masse, est prépondérante. De toutes ces capacités la plus importante est la capacité d'entrée de T_2 , puisque, on l'a vu : $Cg = Cg - K + Cg - a (1 + \dots)$. Désignons par Cp la capacité parasite totale.

Le schéma équivalent de la liaison par résistances-capacité aux fréquences élevées, devient alors celui de la figure 8.

On voit que la capacité Cp est en shunt sur la charge de T_1 , qui de ce fait n'est plus une résistance pure, mais une impédance capacitive, diminuant au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Ainsi, la capacité Cp a pour effet de provoquer une réduction de l'impédance de charge aux fréquences élevées, donc, finalement du gain. Il en résulte un affaiblissement des fréquences élevées du spectre audible.

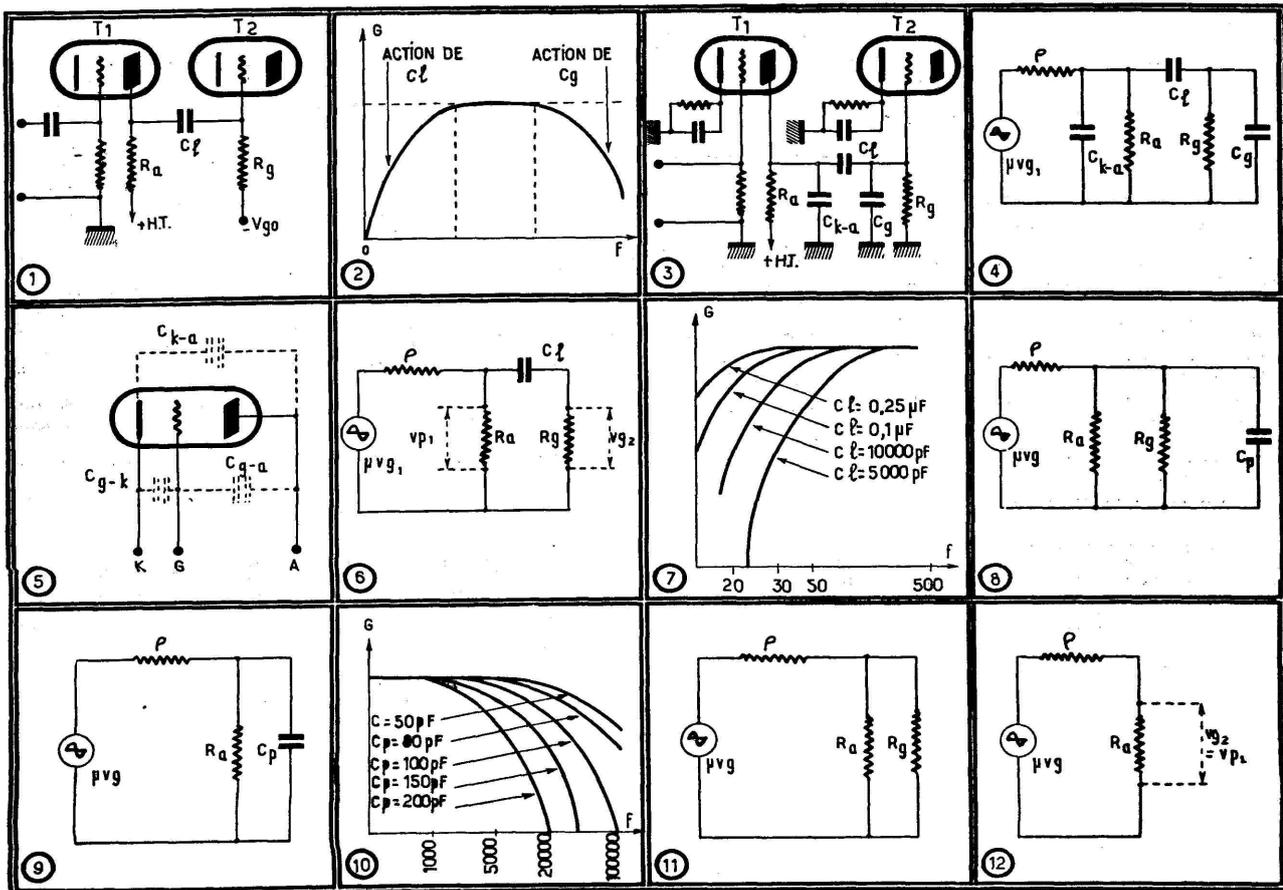
L'impédance de charge est constituée par l'association, en parallèle de Ra , Rg et $\frac{1}{Cp\omega}$.

En général $Rg \gg Ra$, on peut alors négliger son influence. Il reste donc Ra et $\frac{1}{Cp\omega}$ en parallèle.

et le schéma équivalent devient conforme à la figure 9.

L'impédance de charge résultante a pour expression :

$$Z_a = \frac{Ra}{\sqrt{1 + Ra^2 Cp^2 \omega^2}}$$



La membrane « K » à texture triangulée « Audax »

Cette nouvelle membrane est le résultat des essais systématiques effectués au laboratoire d'acoustique de la Société AUDAX avec la collaboration de l'atelier spécialisé dans la fabrication des membranes.

Sa réalisation est caractérisée principalement par : un traitement préalable des fibres de cellulose, un procédé de moulage, un traitement thermique, un procédé d'imprégnation.

Toutes ces opérations étant spécialement conduites en vue de conférer à la membrane K une texture particulière.

La pâte utilisée est préparée dans les appareils de trituration et de raffinage à grande vitesse et très grande longueur de coupe, qui permettent l'obtenir la séparation et l'égalisation de différentes sortes de fibres, en ménageant leur structure originelle sans laisser se développer la production d'un gel colloïdal trop abondant tendant à augmenter la densité du papier au détriment de la « main ».

Le moulage de la membrane « K » est contrôlé de manière à maintenir une grande partie des fibres dans une position transversale ou oblique par rapport au plan de formation du flan, afin de maintenir dans l'épaisseur de celui-ci un taux très élevé du volume d'air contenu dans les canaux capillaires.

Au lieu de procéder à l'élimination de l'eau de transport par essorage et séchage plus ou moins prolongé à basse température en raison de la détérioration que subit habituellement la cellulose au-dessus de 125°, la membrane K est obtenue par séchage brusque à température élevée, des mesures étant prises pour préserver les fibres d'une surchauffe excessive.

Une expansion de vapeur tend à maintenir le feutre dans toute son épaisseur et le gonfle au moment où les fibres se soudent les unes aux autres.

Une imprégnation confère à la membrane une hydrofugation parfaite et de meilleures caractéristiques d'élasticité.

Les avantages de la membrane K sont les suivants :

- masse plus faible à caractéristiques mécaniques égales ;
- pas de « bruit de papier » ;
- sonorité plus grande dans l'ensemble de la gamme musicale ;
- réponse étendue en fréquence.

Statistiques du marché radio

L'Institut Français d'opinion publique a publié, entre autres, les statistiques suivantes : 8 500 000 familles environ, soit 70 % des foyers français, ont un appareil radio.

Les époux de 35 à 49 ans ont 78 % des postes de radio.

Pour cent foyers, où l'âge est de plus de 65 ans, il n'y en a que cinquante-huit qui ont la radio.

Les foyers urbains sont 78 sur 100 à avoir la radio, alors que sur 100 foyers ruraux il n'y en a que 68 à avoir la radio.

Ces statistiques doivent s'entendre ainsi : il y a 13 millions de foyers en France, et la population adulte, hommes et femmes, de la France est de 29 millions ; la population totale étant de 41 millions d'habitants.

La Promotion DE MARE à l'E.C.T.S.F.E.

Le baptême « technique » d'une nouvelle promotion du Cours Supérieur a eu lieu à l'Ecole Centrale de T.S.F. et d'Electronique le vendredi 20 juin.

Le parrain était le technicien français bien connu, M. de Mare, inventeur du premier tube changeur de fréquence (Radiomodulateur bigrille), président de la Société des Radioélectriciens (1952).

Suivant l'usage, M. E. Poirot, Directeur de l'E.C.T.S.F.E., en une allocution vibrante, retraça la carrière du parrain. Celui-ci prit la parole à son tour et, très applaudi, prodigua de précieux conseils à ses nombreux filleuls.

Après quoi, ce fut le tour de M. L. Chrétien,

Directeur des Etudes. Il justifia les programmes et les méthodes d'études et annonça une modification des cours qui permettra aux élèves A.T. de se présenter au nouvel examen officiel : le Brevet Professionnel de Radioélectricien.

Parmi les personnalités présentes, on distinguait : M. Marcel Boll, M. Beurtheret (Thomson), M. Peyron (Cie des Lampes), le Colonel Aujamès, secrétaire général du Syndicat National des Industries Radioélectriques, M. Zelfs-stein, Directeur Technique des Ets Sexta, M. Lygrisse, Ingénieur, Chef de Division à l'O.N.E.R.A.

Le lendemain, une soirée et un bal furent donnés dans les salons du Cercle Militaire où l'on dansa jusqu'à l'aube.

PETITES ANNONCES

A VENDRE APRES FAILLITE différents lots de pièces détachées pour le montage d'appareils de T.S.F., de plaques chauffantes pour réchauds à broches, de clôtures électriques et d'outillages spéciaux, etc...

Catalogue sur demande. S'adresser à Eugène LEHR, syndic liquidateur, 18, rempart Saint-Thiébauld, Metz (Moselle).

Schémathèque 52. — Description détaillée de plus de 80 récepteurs existant en 1952 720 fr.
Vade-mecum des lampes de T.S.F., par P.-H. BRANS, Edition 1952 .. 1.250 fr.
 Librairie TECHNOS, 5, rue Mazet, Paris (6^e).

Catalogue contenant 250 ouvrages sur la radio, la télévision et l'électronique sur simple demande.

Côte d'Azur affaire RADIO en pleine prospérité, 240 postes vendus en 1951, à enlever 8.200 comptant. Intermédiaire accepté. Ecrire revue n° 20.772.

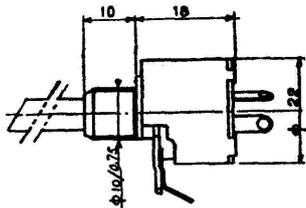
POTENTIOMÈTRES

Graphite MODÈLE G STANDARD

- Sans interrupteur
- Double, axes indépendants
- Avec interrupteur
- Double, axes solidaires
- Avec prise médiane

Modèle "M" MINIATURE - Solide et silencieux

Breveté S.C.D.G.



- Encombrement très réduit
Diam. ext. 22 mm.
- Puissance : 1/2 watt
- Grand angle de rotation utilisé : 305°, Axe rectifié
- Interrupteur unipolaire et bipolaire très puissant.

BOBINÉS ● Avec et sans interrupteur ● Puissance 4 watts ● Modèles spéciaux pour télévision.



17, Villa Faucheur, 17
PARIS (XX^e)

Téléphone : MÉN. 89-45

AMPLIFICATEUR VALISE

Microsilence
A
HAUTE FIDÉLITÉ...



Créé pour ceux qui recherchent avant tout la haute fidélité

CARACTÉRISTIQUES

Ampli alternatif, 3 tubes rimlooks, étage préamplificateur à deux canaux, Contre-réaction compensée.
 Tourne-disques 33-45-78 tours. Pick-up magnétique à haute impédance. Dimensions 46 x 40 x 22. Poids 9 kgs.

Ets **SON D'OR**

G.G. BERODY
CONSTRUCTEUR

5, PASSAGE TURQUETIL - PARIS - XI^e

Tél. RQ. 56-68

Ag. PUBLIDITEC-DOEMENACH

ACTA



RIBET-DESJARDINS

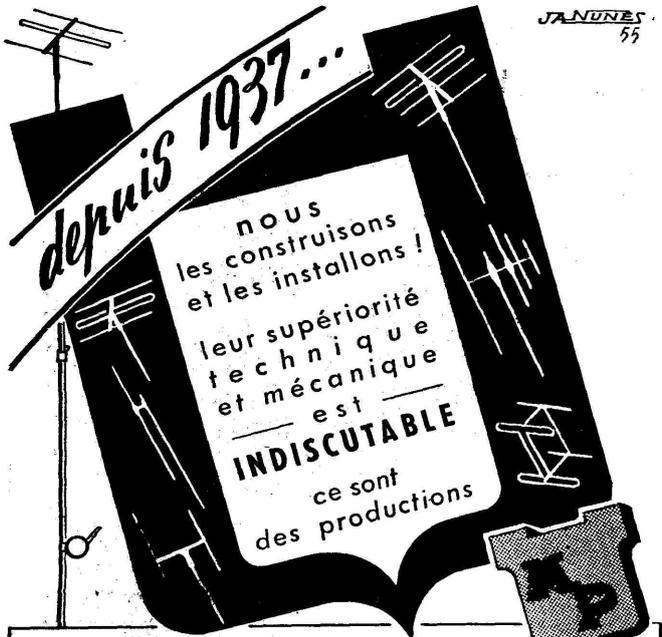
13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

NOTICE TECHNIQUE
ET DÉMONSTRATION
SUR DEMANDE

LES PLUS HAUTES PERFORMANCES
DANS LE PLUS PETIT VOLUME

L'OSCILLOSCOPE PORTATIF TYPE 268 A

- Amplificateur vertical 20 Hz - 1 MHz, gain 800, réglage progressif du gain à basse impédance et par décades corrigées.
- Balayage 10 Hz - 130 kHz et ampli. horizontal.
- Attaque symétrique du tube de $\phi = 70$ m.m.
- Platine de commutation R.D.
- Poids 6 Kgs - Hauteur 212 m.m. - Largeur 128 m.m. - Profondeur 235 m.m.



JANONES 55

M. PORTENSEIGNE S.A.

au capital de 7.500.000 francs

80-82, RUE MANIN, PARIS (XIX) - BOTZARIS 31-19 & 31-26

Agence de Lille : Ets DURIEZ, 108, rue de l'Isly

LESA

MILAN (Italie)

LANCE SUR LE MARCHÉ FRANÇAIS
SON NOUVEAU **TOURNE-DISQUES 3 VITESSES**

Mod. équip.
51 R/D



pour disques **MICROSILLONS** (33 et 45 t/m)
et **STANDARD** (78 t/m)

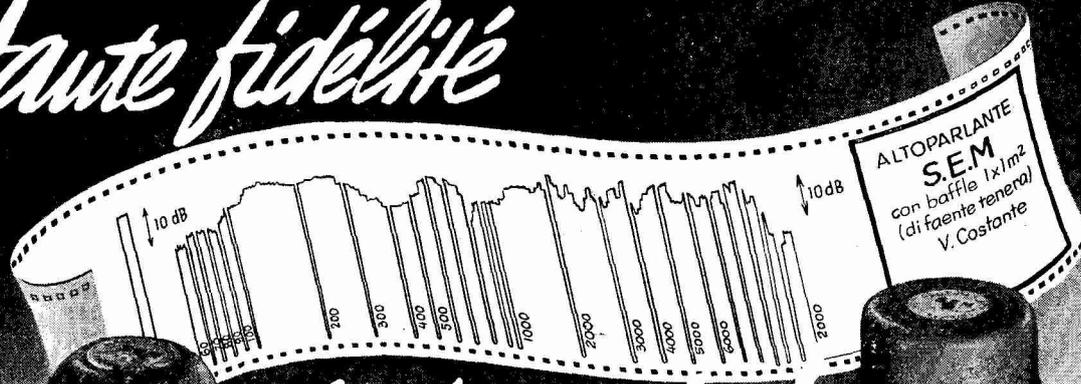
Conception entièrement nouvelle !

NOTICE ET RENSEIGNEMENTS

IMPORTATEUR **OPTIMEX** 14, RUE J.J. ROUSSEAU
Dep. RADIO TÉLÉVISION PARIS 1 - Tel. LOU. 17 15

Publi S.A.R.P.

Haute fidélité



indiscutée!

APRÈS
LA RADIODIFFUSION
FRANÇAISE...

L'INSTITUT NATIONAL
ÉLECTRO - TECHNIQUE
ITALIEN apporte un
éclatant témoignage de
la valeur technique de
nos haut-parleurs

PRÉSENTATION DE

MODELES TRÈS
ÉTUDIÉS DONT
LES QUALITÉS
TECHNIQUES ET
ACOUSTIQUES
SONT ÉTROITEMENT
ADAPTÉES AUX
BESOINS DES MAR-
CHÉS MONDIAUX

CONSULTEZ

SEM



Antennes et accessoires

LICENCE BELLING ET LEE
441 et 819 LIGNES
INTÉRIEURES, EXTÉRIEURES
BALCON, CABLES-DE DESCENTE

Matériel et Bobinages

TÉLÉVISION 441
et 819 LIGNES
BLOCS DE DÉFLEXION
TRANSFOS DE BLOCKING
SELS D'ARRÊT, BOBINAGES H. F.
TRANSFOS DE RETOUR DE LIGNES

TELEVISION
LE MATÉRIEL
DE GRANDE RÉALISATION
ET DE SÉCURITÉ

OPTEX

L'OPTIQUE ÉLECTRONIQUE
74, RUE DE LA FÉDÉRATION · PARIS-15^e · SUF. 72-75

Agence à Lille : M. Raymond LUFACRE, 12, Rue Thiers.

RÉGULATEUR DE TENSION AUTOMATIQUE



Pour Postes T S F et TELEVISION
**SURVOLTEUR-DÉVOLTEUR
INDUSTRIEL**
AUTO-TRANSFO REVERSIBLE
Tous TRANSFOS SPÉCIAUX sur DEMANDE

Amplificateurs
complets ou en Pièces détachées

DYNATRA 41, RUE DES BOIS
PARIS-19^e — NORD 32-48
C. C. P. Paris 2351-37

Notices techniques et tarifs sur demande
Livraisons sous 24 heures pour Paris. Expédition rapide Outre-Mer
et Etranger
Concessionnaire exclusif pour LILLE :
R. CERUTTI, 23, Av. Ch.-St-Venant

Pub. RAPPY Tél. 537-55

Matériel à haute fidélité -

(LICENCE LUCIEN CHRÉTIEN)

- * CHASSIS Radio Ampli, **RLC. 3 W.** T.S.F. pour Tous n° 276.
- * Ampli « **SF. 3 W.** » T.S.F. pour Tous n° 273.
- * Ampli « SANS DISTORSION DE PHASE » T.S.F. pour Tous n° 248.
- * TRANSFORMATEUR DE SORTIE 18-15-000 p. à - 1 db.

Nouveauté :

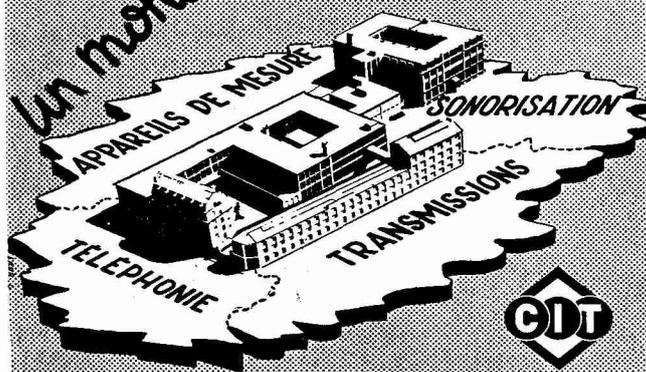
- * MAGNÉTOPHONES à bande « **SERMACORDER** » haute qualité. Types amateur et semi-professionnel.
- * BLOC H.F. cadre et alimentation incorporés.
- * Baffles spéciaux.

S.E.R.M. Renseignements techniques : AUT. 48-51
62, RUE TAITBOUT, PARIS-9^e

Publéditec

4 DÉPARTEMENTS

Un monde de réalisations



COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES TÉLÉPHONES

2, RUE DE L'INGÉNIEUR ROBERT KELLER · PARIS 15^e
TÉL. VAN. 38-71

LE



MATÉRIEL CATALOGUE

Catalogue n° 104

Transformateurs, Sels, Tourne-Disques
Correcteur Universel, etc...

Catalogue n° 202

Appareils de Mesures

TOUS APPAREILS D'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

Matériel sur commande

Toutes pièces détachées spéciales : Transformateurs, Sels, Atténuateurs, etc..., Filtres d'Octaves, de 1/2 Octaves, de 1/3 d'Octaves, Filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande. Consolette de prise de sons à 6 entrées. Valise de radio-reportage. Dispositif de secret téléphonique. Installation de télégraphie harmonique

Laboratoire Industriel d'Électricité

41, R. Emile-Zola, MONTREUIL-s.-BOIS (Seine), Avron 39-20
CATALOGUES, TARIFS, DEVIS SUR DEMANDE

1952-1

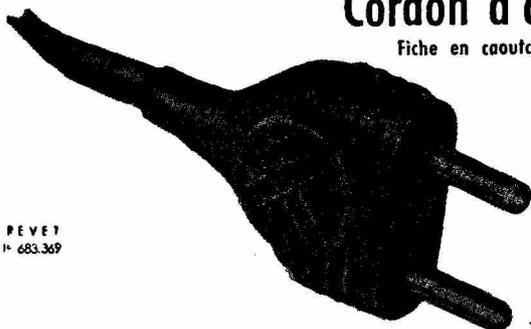
Compagnie Française
THOMSON-HOUSTON

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 1.169.445.000 FR.
 SIÈGE SOCIAL : 173, BOULEVARD HAUSSMANN, PARIS-VIII



Cordon d'alimentation "Cordex"

Fiche en caoutchouc moulé, vulcanisé, monobloc avec la gaine du câble



REVEI
 N° 683.369

**POUR POSTES RÉCEPTEURS DE RADIO
 ET TOUS AUTRES APPAREILS MOBILES
 ÉLECTRO-DOMESTIQUES OU INDUSTRIELS**

- Cables pour microphones, de descente d'antenne, pour haut-parleurs.
- Fils de cablage sous caoutchouc, chlorure de polyvinyle, polyéthylène.

Département FILS & CABLES 78-82, Av. Simon-Bolivar, Paris-XIX - BOL. 90-60
 USINES : PARIS ET BOHAIN (AISNE) (6 lignes groupées)

*Production
 Nouvelle!*

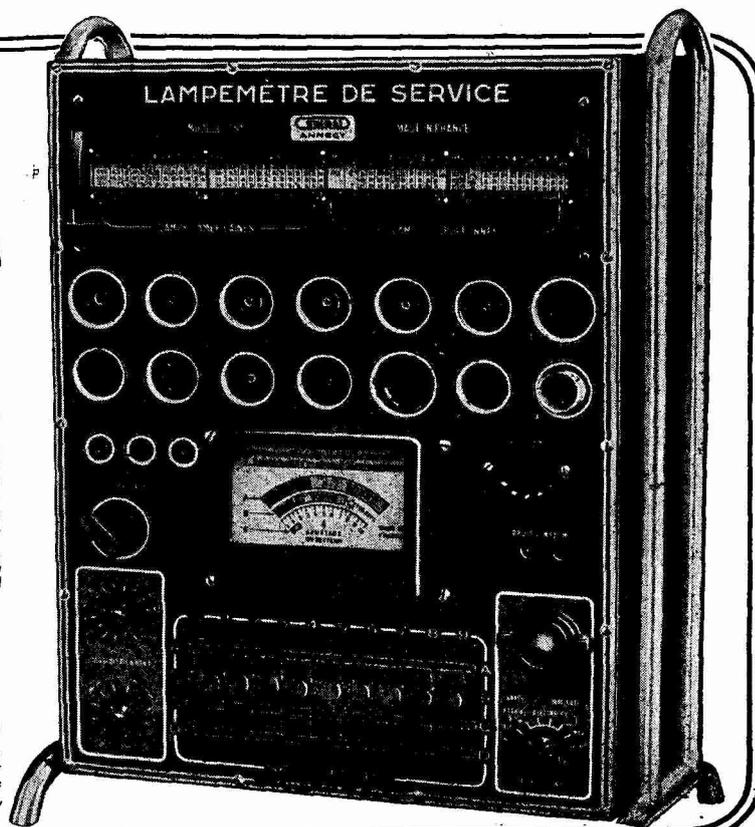
LAMPEMÈTRE type 751

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

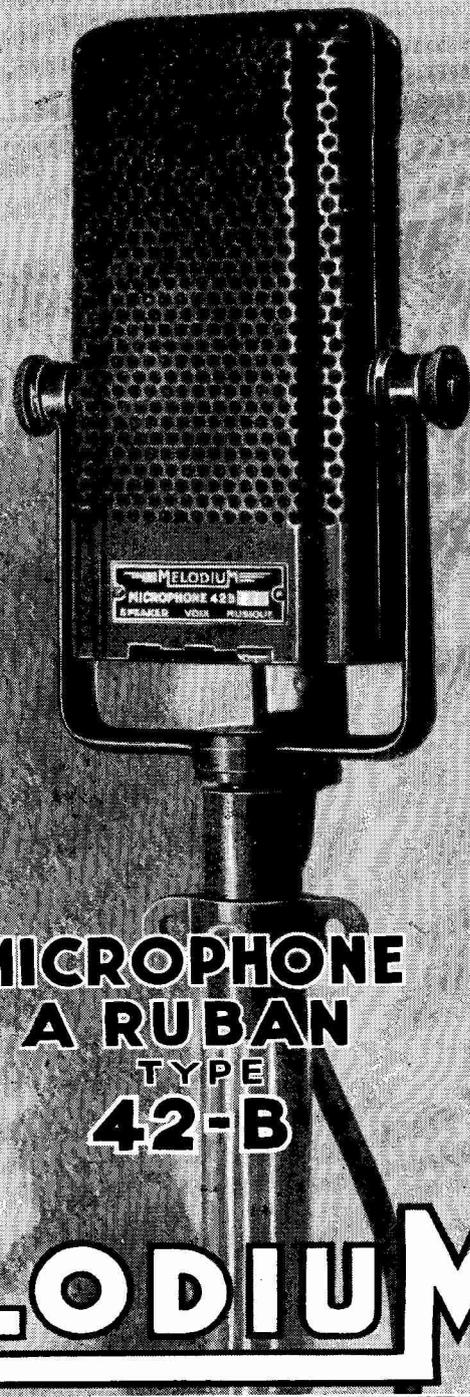
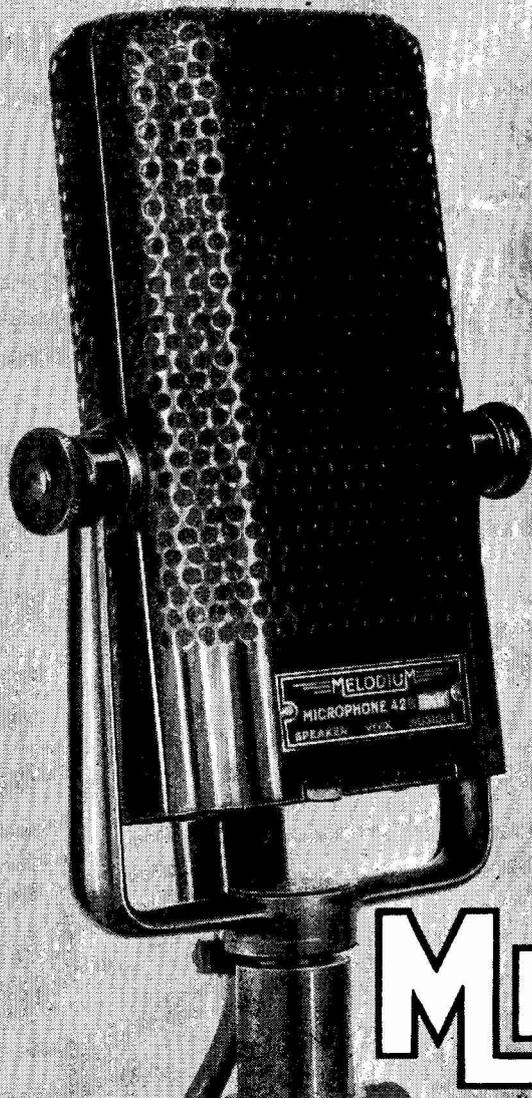
AUTRES FABRICATIONS : Générateur de service 521 - Boîte de substitution 631 - Contrôleur 311 N Hétérodyne 722 etc... - Voltmètre électronique.

CENTRAD

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



*Au service de la
depuis 27 années*



**MICROPHONE
A RUBAN
TYPE
42-B**

MELODIUM

M. 51

296, RUE LECOURBE - PARIS XV^e - TÉL. : LEC 50-80 (3 lignes)

GROUPE R.A.S.

35, RUE SAINT-GEORGES, PARIS-IX°
TÉLÉPHONE : TRUDAINE 79-44

RUCHE INDUSTRIELLE

SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 500.000
115, RUE BOBILLOT - PARIS-XIII°
GOB. 62-46

**TRANSFOS
RADIO ET TÉLÉVISION**

**BOBINAGES
TÉLÉPHONIQUES**

Etude sur demande de
TRANSFOS SPÉCIAUX
pour toutes applications ainsi que de tous
BOBINAGES INDUSTRIELS

ABEILLE INDUSTRIELLE

SOCIÉTÉ À RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 1.000.000
35, RUE SAINT-GEORGES - PARIS-IX°
TRU. 79-44

**POTENTIOMÈTRES
BOBINES**

SELFIQUES
de 25 à 10.000 ohms, 4 watts
NON SELFIQUES
de 25 à 1.500 ohms, 2 watts

*Haute qualité de contact - Surcharge électrique possible
Absence de bruits de fond - Encombrement réduit
Présentation fermée et étanche - Tropicalisation sur demande*

SECURIT

ETABLISSEMENTS ROBERT POGU, GERANTS LIBRES

10, AVENUE DU PETIT-PARC - VINCENNES — DAV. 39-77

RADIO

Tous bobinages H. F.
en matériel amateur et professionnel

Noyaux en poudre de fer aggloméré

LA SÉRIE DES BLOCS

3 GAMMES

OC-PO-GO : 303 R et M, 422, 424 ; pour postes à piles :
426, 427 ; OC₁-OC₂-PO : 430, 434

4 GAMMES

OC-PO-GO-BE-PU 454, 460 R et M ; OC-PO-GO-CH-PU
454 R et MCH

5 GAMMES

BE₁-BE₂-PO-GO-OC-PU : 526 R et M, 530 R et M

LA SÉRIE DES M. F.

210-211, grand modèle
220-221, petit modèle pour Rimlock
222-223, petit modèle pour Miniature
214-215-216, jeu à sélectivité variable pour deux étages
d'amplification M. F.

TÉLÉVISION

BLOCS DE DÉVIATION BLINDÉE

LIGNES ET IMAGES
pour haute définition et grand angle de déviation

BOBINE DE CONCENTRATION

TRANSFORMATEURS

"BLOCKING"

TRANSFORMATEUR

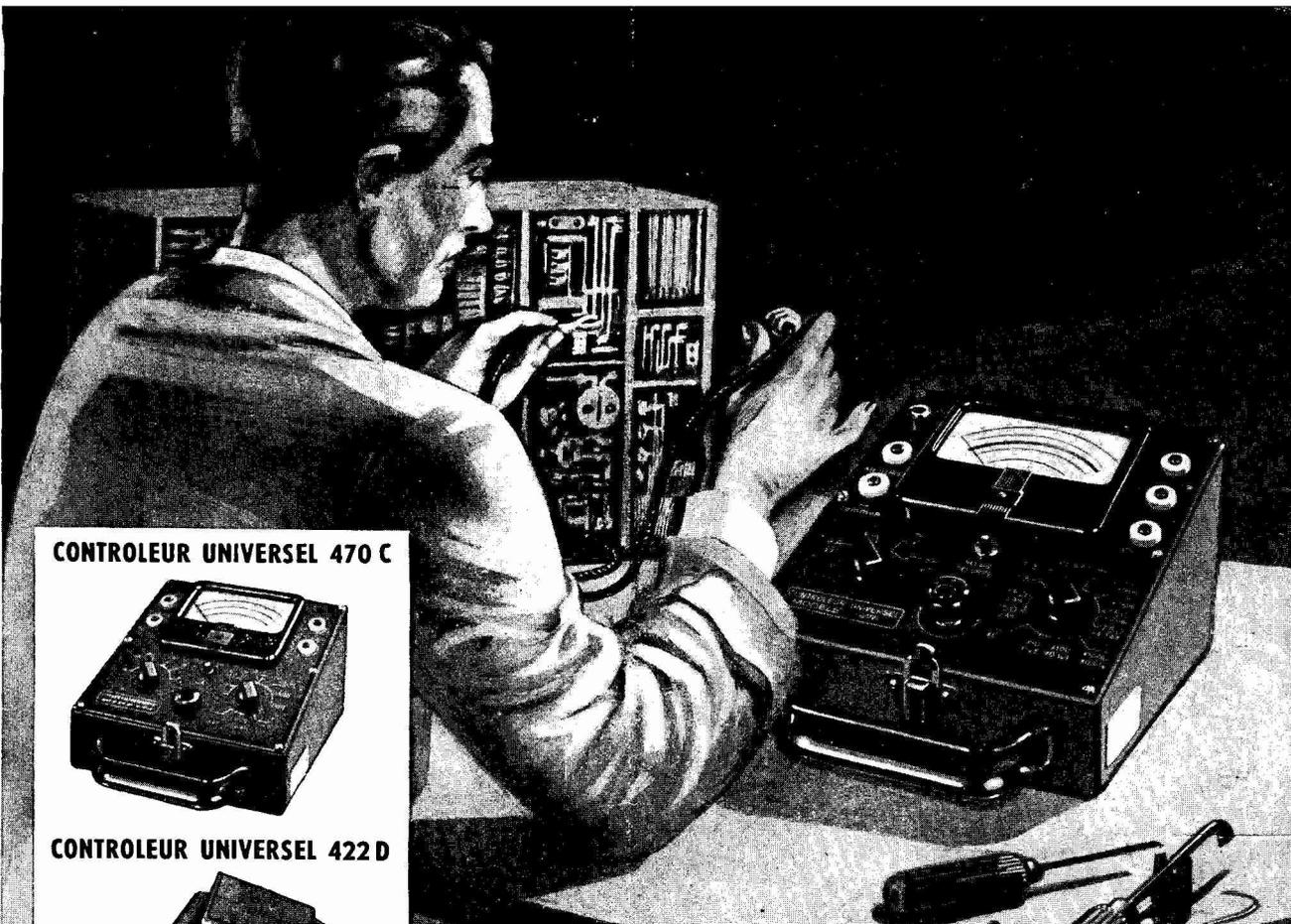
"IMAGE"

TRANSFORMATEUR

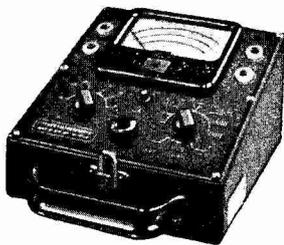
de "SORTIE LIGNE" T. H. T.

BOBINAGES H. F. ET M. F.

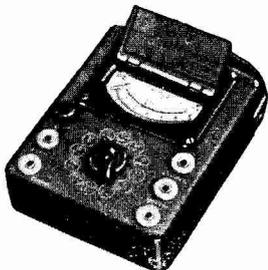
pour amplification son et image



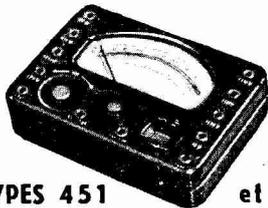
CONTROLEUR UNIVERSEL 470 C



CONTROLEUR UNIVERSEL 422 D



CONTROLEURS DE POCHE



TYPES 451 et 450
ÉLECTRICITÉ RADIO
 AVEC LEURS ÉTUIS CUIR ET UN
 ENSEMBLE MALETTE ET ACCESSOIRES



Ag. PUBLÉDITEC-DOMENACH

CONTROLEUR UNIVERSEL
METRIX 476

Protégé des surcharges par un dispositif de sécurité breveté le garantissant contre les détériorations par suite de fausses manœuvres, ce modèle à 45 sensibilités permet la mesure précise des tensions, courants, décibels, résistances et condensateurs. Il est monté en coffret métallique.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES : V = (10.000 Ω/V) 1,5 - 7,5 - 15 - 75 - 150 - 750 - 3000 V. **I** = 150 - 750 μA. — 1,5 - 7,5 - 15 - 75 - 150 - 750 mA. — 7,5 A. **VAlt.** (5000 Ω/V) 7,5 - 15 - 75 - 150 - 750 - 3000 V. **I Alt.** 7,5 - 15 - 75 - 150 - 750 mA. — 7,5 A. **Décibels** : 0 à 25, 14 à 39, 20 à 45, 34 à 59 db. **Outpummètre** : 6 gammes 7,5 V à 3000 V. **Capacimètre** : 3 gammes 2000 μF à 30 μF. **Ohmmètre** : 4 gammes 1 Ω à 5 MΩ. Précision des normes U.T.E. : CC ± 1,5 %, CA 2,5 %

AUTRES FABRICATIONS : Contrôleurs de poche et universels - Lampemètres - Pentemètres - Hétérodynes - Générateurs - Voltmètres à lampes - Ponts de mesures, d'impédances - Analyseurs de sortie - Wattmètres de sortie - Racks, etc..

S.A.R.L. au capital de
ANNECY



12.000.000 de Francs
TÉL. 8-61

MESURER JUSTE ET LONGTEMPS — MÉTRIX

■ AGENCES : PARIS, 15, Rue du Faubourg Montmartre (9^e) PRO 79.00 - STRASBOURG, 15, Place des Halles, Tél. 305-34 - LILLE, 8, R. du Barbier-Moës, Tél. 482-88 - LYON, 8, Cours-Lafayette, Tél. Moncey 57 - MARSEILLE, 3, Rue Nau (6^e) Tél. Garibaldi 32-54 - TOULOUSE, 10, Rue Alexandre-Cabanel - CAEN, A. Liais, 66, Rue Bicoquet - MONTPELLIER, M. Alonso, 32, Cité Industrielle - NANTES, Porte, 10, All. Duquesne - TUNIS, Timsit, 11, Rue Al-Djazira - ALGER, M. Roujos, 10, Rue de Rovigo - BÉYROUTH, M. Anis El Kehdi, 9, Avenue des Français - ARGENTINE, Graham & Co, 165, Florida, BUENOS-AIRES - BELGIQUE Drua, 249, Chaussée de Charluroi, BRUXELLES - BRÉSIL, L. W. Morgan et Cia, LTDA, Caixa Postal 3431, SAO-PAULO - ÉGYPTÉ, Alexandria Trading Agency, G. Zangarakis & Co, 17, Rue Doubrak, LE CAIRE ALEXANDRIE - ESPAGNE, Geigo Electrico, 303, Industria, BARCELONE - FINLANDE, OY NYBERG A/B, Unionsgatan 30, HELSINGFORS - ITALIE, Aesse, Via Rugabella, 9, MILAN - NORVEGE, Arthur F. Ulrichs A/S Karl Johansgatan, 2, OSLO - PORTUGAL, Ruoldo Lda, Rue Álvès Correia, 15, LISBONNE - SUÈDE, Aktiebolaget bo Palmlad, Torkel Knutssonsgatan, 29, STOCKHOLM - SUISSE, Ed. Bleuel, 45, Tadistras ZÜRICH - TURQUIE, Sigalla Braderler Halefi, A. Sigalla, Posta Kulusu, 654, ISTANBUL - URUGUAY, Josué LCEWENSTEIN, Maldonado 1093/7, MONTEVIDEO - K. Karayannis et Cie, Káritzi Square, ATHÈNES