

VOX-AUTO "50"

ENSEMBLE DE SONORISATION
POUR VOITURE



Portée
Netteté
Maniabilité



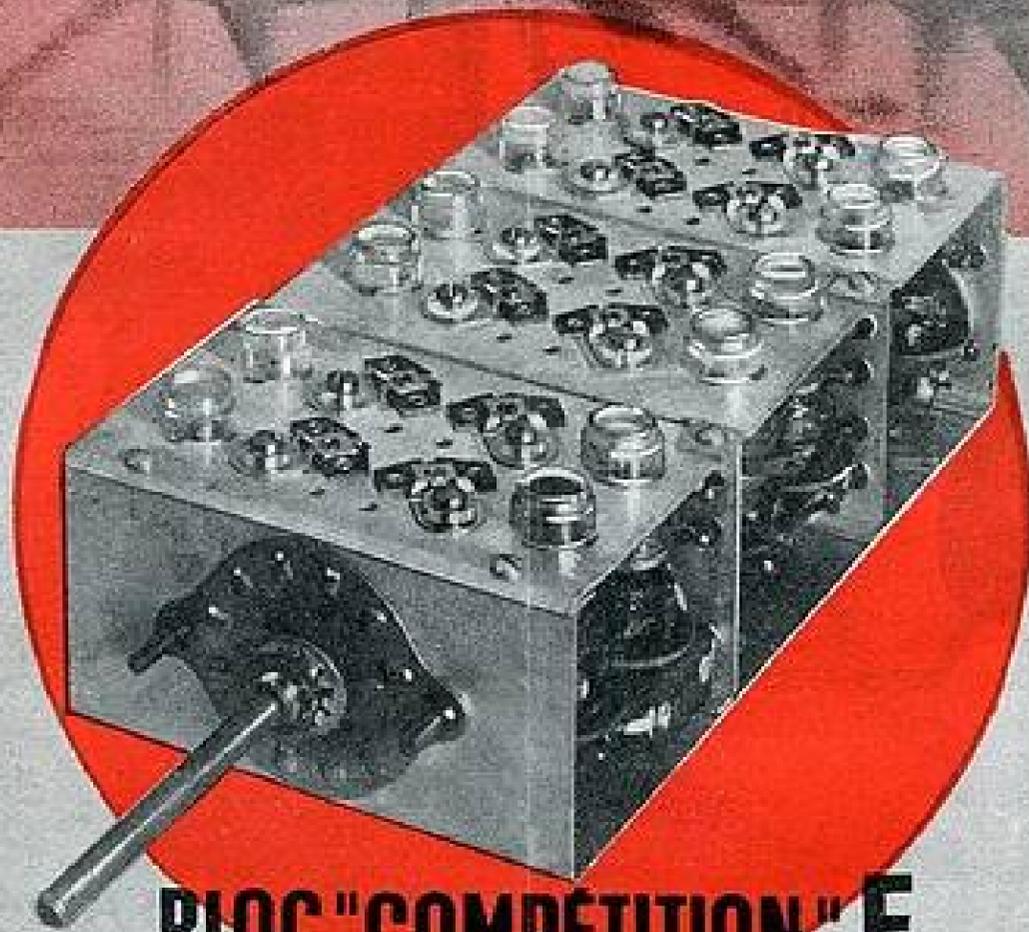
ACIA

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

HARMONIC
PAUL BOUYER
II RADIO

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

Armés pour le succès...



BLOC "COMPÉTITION" F

AVEC

"Compétition F"



BLOC 4 GAMMES
MAIS SANS H. F.

HAUTE FRÉQUENCE

4 gammes d'ondes
dont 2 ondes courtes

Aucune dérive en
grandes ondes grâce
au montage spécial
de la partie oscillatrice.

Grande sensibilité
grâce à son étage H. F.

CV. 3 fois 130 + 360 pf.
24 réglages

- TOUTS RENSEIGNEMENTS -

"Compétition 46"



BLOC 4 GAMMES
avec CV 2 fois 490 pf.

SUPERSONIC

34, RUE DE FLANDRES - PARIS-19^e



SUPERSONIC

TÉLÉPHONE : NORD 79.64

AG. PUBLÉDITEC DOMÉNACH

2 MICROPHONES
de grande classe



TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

DEPUIS
25 ANNÉES
La Radiodiffusion Française
LES UTILISE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS 15^e - TÉL. 50-80 (3 l.)

Mieux qu'un catalogue

... une véritable garantie pour toutes vos transactions



Cet ouvrage, qui sera pour vous un véritable outil de travail contient:

- 1°) L'énumération complète de toutes les pièces détachées, accessoires, appareils de mesures et de sonification.
- 2°) Tous les prix correspondants pour l'achat en gros et la vente au détail ainsi que tous les autres prix indispensables concernant: dépannage, location d'amplis, etc...
- 3°) Des schémas de montage avec plans de câblage de récepteurs Radio et Télévision et amplis
- 4°) Une documentation technique complète sur toutes les lampes y compris les nouveaux types américains et européens.

C'EST EN RÉSUMÉ, L'OFFICIEL DE LA RADIO

Envoi franc contre versement de 200 fr.
Somme remboursée la 1^{re} commande (C.P. PARIS 1534-99)

SIMPLEX 4, RUE DE LA BOURSE - PARIS (2^e)
TELEPHONE : RICHIEUX 62-60

SON D'OR
G.G. BERODY
5, Passage Turquet - Paris (81^e) - ROQ. - 56-68



UN PICK-UP
s'adapte sur tout phono à aiguilles

- * QUALITÉ pièce d'origine
- * LÉGÈRE poids total = 60 gr
- * PRÉSENTATION boîtier métallique
- * PRIX très étudié

VENTE EXCLUSIVE EN GROS RECLAMEZ-LE A VOTRE FOURNISSEUR

30 ans d'expérience

TRANSFORMATEURS

POUR TOUS TRANSFORMATEURS un seul nom **DÉRI**

TOUTES APPLICATIONS
RADIO - INDUSTRIELLES
DOMESTIQUES-SCIENTIFIQUES

TOUTES PUISSANCES
Jusqu'à 60 kw.
TOUS VOLTAGES - TOUS MODÈLES

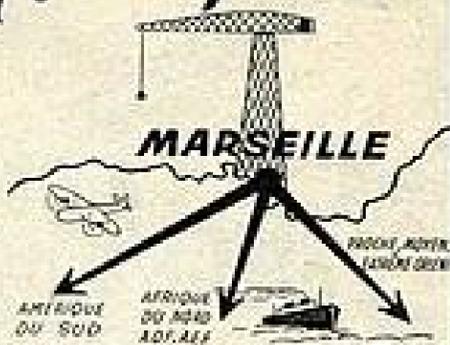
ETS DÉRI
179, B^{is} LEFEBVRE - PARIS 15^e
TEL VAUGIRARD 20-03

DOCUMENTATION sur demande

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

Nous sommes à votre porte...

... et nous pouvons vous livrer, rapidement, aux conditions mêmes des usines, le matériel Radio-Électrique Français de qualité.



établissements
Mussetta

EXPORTATION

LE MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRIQUE SÉLECTIONNÉ

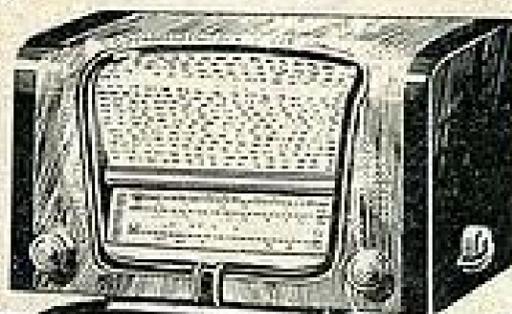
3, Rue Nau
MARSEILLE

Tél. GA. 32-54 - Adr. Tél. ETAMUS

- PIÈCES DÉTACHÉES
- APPAREILS DE MESURE
- SONORISATION
- ENREGISTREMENT
- MATÉRIEL PROFESSIONNEL TROPICALISÉ
- CATALOGUES SUR DEMANDE

EXPÉDITIONS PAR TRANSITAIRES SPÉCIALISÉS
EMBALLAGES SOIGNÉS (VOIE AÉRIENNE OU MARITIME)

Succès!



" **SUCCESS LB 04 F** "

moins cher que les grands et toutes leurs performances !

alt. 5 L. Rimlock ou médium - 4 g. dont 1 OC à bande étalée HP 17 cm. véritable translo. - une présentation personnelle et parfaite.



SOCRADEL

11, Rue Jean-Edeline, Reuil-Malmaison (S.-et-O.)

Téléphone : MAL. 28-10

Agents acceptés pour diverses régions

Le même bobinage

VEDETTE

grâce à ses prises à couplages multiples :

peut être utilisé indifféremment

en circuit d'accord

ou en circuit oscillateur

d'un superhétérodyne

★

Un jeu de Vedettes OC. PO. GO. permet de réparer n'importe quel bloc d'accord de récepteur

★

Deux Vedettes permettent de réaliser 20 montages différents de récepteurs à 1 ou 2 lampes ou un 4 lampes portatif Camping PO.

★

Tous conseils d'emploi dans le n° 254 de cette revue et dans

TOUS LES MONTAGES, fascicule II, aux Éditions CHIRON, 40, rue de Seine, PARIS-6^e

Pour les fournisseurs de ces bobinages, voir l'annonce en haut de cette page.

VIENT DE PARAÎTRE

Un ouvrage remarquable, fruit de vingt années de travaux de l'auteur, et de la somme des expériences françaises et, hélas ! depuis... étrangères sur le Radioguidage.

TEL. EST LE

**TRAITÉ
DE
RADIOGUIDAGE**

par S. OSTROVIDOW

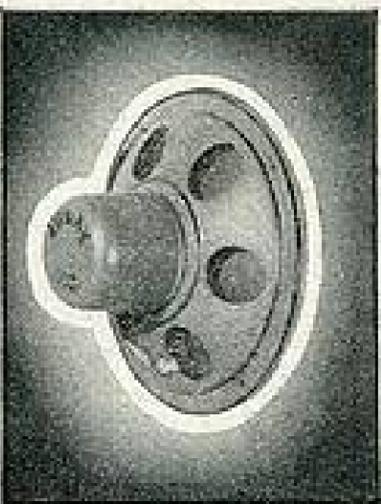
Ingénieur Civil des Mines

230 pages

Broché : 1.150 francs, port compris

Relié : 1.270 francs, » »

Éditions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris 6^e

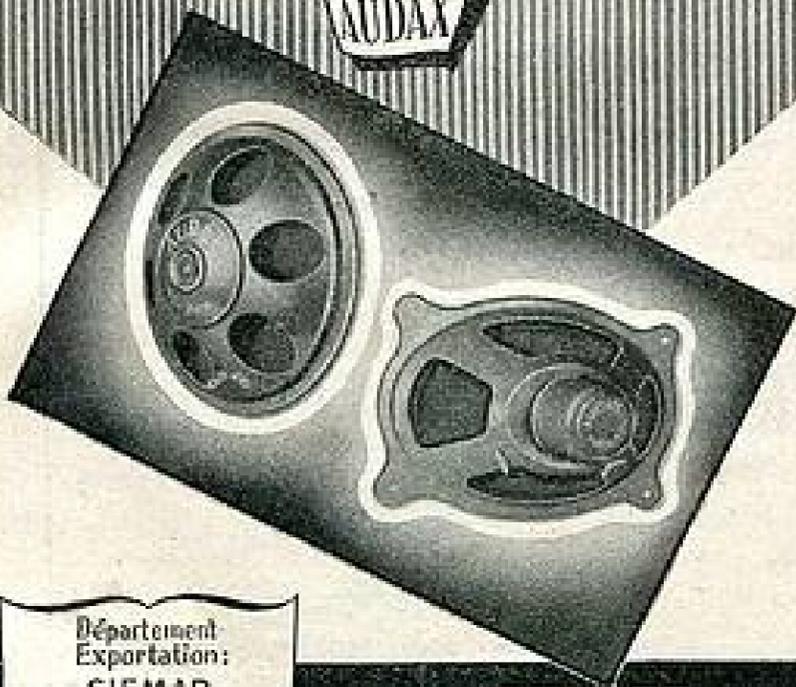


AUDAX

Les usines AUDAX atteignent actuellement la plus forte production française de **HAUT-PARLEURS**

Ils sont adoptés non seulement par l'élite des constructeurs français mais aussi par les constructeurs étrangers les plus en vue dans le monde entier.

Leur incomparable renommée répond de leur grande supériorité



Département
Exportation:
SIEMAR
62 RUE DE ROME • PARIS
LAB. 00-76

AUDAX
45, AV. PASTEUR • MONTREUIL (SEINE)
TÉL. AVR. 20-13 14 & 15



AU SIÈCLE DE L'AVION...

...utiliseriez-vous encore

LA DILIGENCE ?

Super moderne
ÉCOUTER LE MONDE
SUR ONDES COURTES DEVIENT
ENFIN **FACILE ET AGRÉABLE**

grâce au **MULTI BAND SPREAD**

Pourquoi vous limiter

à 3, 4, 6, voire 10 bandes étalées ?

Étaler à volonté

n'importe quel point de la gamme O.C.

en fixant votre choix sur un

SUPERVOX 651 A

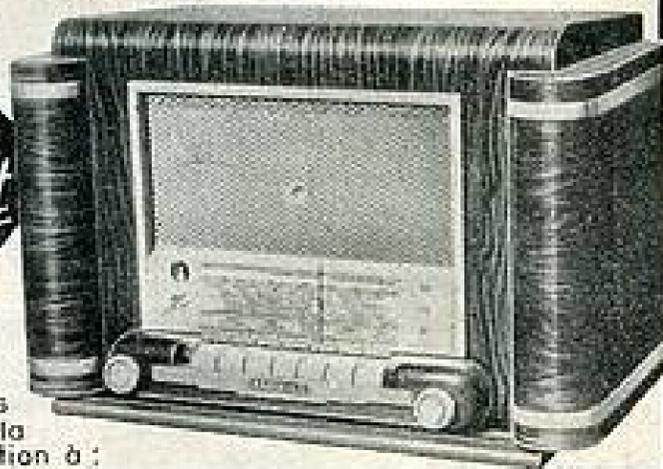
ou un **SYNCHROMATIC 6**

RADIO-L.L.

MULTI BAND SPREAD (Breveté S.G.D.G.)

Quelle différence... et quelle satisfaction !

*Vente
à
crédit*



Revendeurs
demandez la
documentation à :

RADIO-L.L.

5, RUE DU CIRQUE, PARIS 8^e. Tél: ELY. 14-30 et la suite

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

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

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

Toute la correspondance
doit être adressée aux :

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

★

ABONNEMENTS

(en AN, avec numéros) :

FRANCE 800 FRANCS
ÉTRANGER 1.000 FRANCS
SUISSE 15,10 Fr. S.

Tous les ABONNEMENTS
doivent être adressés

au nom des ÉDITIONS CHIRON

Pour la Suisse, Claude LUTHY, Montségur 8,
La Chaux-de-Fonds,

C. chèques postaux : IVb 3439

★

PUBLICITÉ :

R. DOMENACH,
Régisseur exclusif depuis 1914
21, Rue des Minimes, PARIS (2^e)
Tél. : CEN. 97-69

PETITES ANNONCES

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

150 fr. la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

LUCIEN CHRÉTIEN

Rédacteurs :

Robert ASCHEN

Henri ABERDAM

Lucien BOÉ

P.-A. BOURSALTI

Serge BERTRAND

Pierre-Louis COURIER

Pierre HÉMARDINQUER

Marcel LECHENNE

Jacques LIGNON

André MOLES

R.-A. RAFFIN-ROANNE

Pierre ROQUES

Jack ROUSSEAU

★

Directeur d'édition : G. GINIAUX

26^e ANNÉE

SEPTEMBRE 1950

N^o 263

S O M M A I R E

Editorial.

A la recherche du temps perdu (LUCIEN CHRÉTIEN) 293

Calcul de circuits.

Le comportement des amplificateurs à large bande aux très
basses fréquences (MARCEL LECHENNE) 306
Abaque d'étude des circuits de compensation 313
(C. P. BŒGLI)

Construction Radio et Sonorisation.

Contre-réaction mixte : en intensité et en tension 318
(H. ABERDAM)
Le tube E. C. C. 40 double triode à cathodes séparées, appli-
cations B. F. (JACK ROUSSEAU) 302
Récepteur monolampe sur piles 312
Récepteur tous courants 5 tubes S. S. S. 328

Service Radio et Mesures.

Réalisation d'une alimentation stabilisée à tension de sortie
variable (JACQUES LIGNON) 298
Notre récepteur super-médium pilote 301
Qualités d'un récepteur : mesures en détection et en M. F. 304
(ROBERT ASCHEN)
Notre dispositif de polarisation fixe 312

Télévision et ondes métriques.

Etage séparateur, base de temps, alimentation du X. P. R. 819 314
(PIERRE ROQUES)
Une antenne T. H. F. pour télévision 200 Mc/s 317
(JACQUES LIGNON)

Émission.

Etages de modulation de notre émetteur toutes bandes 326
(R. A. RAFFIN)

Enregistrement et Reproduction sonore.

Types de graveurs modernes (PIERRE HÉMARDINQUER) 321
Distorsions à la lecture des disques (SERGE BERTRAND) 323

Documentation Générale.

Les lois de l'émission thermoionique (LUCIEN CHRÉTIEN) 294
L'électronique au Congrès des Techniciens de la Santé 316
(MARTHE DOURIAU)
Télécommande : règlements des concours 1950 325

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

EDITORIAL:

A LA RECHERCHE DU TEMPS PERDU...

Il ne s'agit pas de « temps perdu » cher à Marcel Proust, mais bien du « temps » qui s'allonge sur un axe de coordonnées ou, encore, comme disent sans ironie les braves gens, de temps matériel...

Depuis beaucoup plus de quarante siècles, les astronomes furent les gens les plus ponctuels du monde. Quand un astronome donne rendez-vous à une étoile derrière le disque de la lune, par exemple, il ne s'agit pas d'un « à peu près ». Ce sont, je crois bien, les astronomes qui ont inventé la « microseconde ».

L'astronomie moderne est inséparable de la mesure du temps.

Jusqu'à ces temps derniers, les horlogers ont fait confiance aux astronomes. Car le découpage précis du temps, fourni par les horloges, suppose l'emploi d'une unité et d'un étalon de temps. Cet étalon, un peu spécial, puisqu'il était immatériel, était fourni par les astronomes.

LES RADIOELECTRICIENS SONT ENCORE PLUS DIFFICILES.

Mais voilà que les radioélectriciens ont, eux aussi, besoin d'une unité de temps. Mesurer une fréquence, c'est mesurer l'inverse d'une durée. Les radioélectriciens exigent une précision de l'ordre de $1/100.000.000^{\circ}$. Cela revient à dire qu'ils veulent pouvoir mesurer la $1/100^{\circ}$ partie de la microseconde ou, si vous préférez, connaître la durée d'une journée à $1/10.000^{\circ}$ de seconde près.

Or, voici l'opinion de M. P. TARDI, professeur à l'Ecole Polytechnique, qui connaît fort bien ce dont il parle :

« L'astronomie est incapable, avec les instruments de mesure dont elle dispose, d'assurer une définition du temps atteignant une telle précision » (Annales françaises de chronométrie, tome III, série II, page 360).

L'histoire de cette incapacité n'est pas sans intérêt. On sait que la « Seconde Internationale » est définie comme la 86.400° partie du « Jour solaire moyen ». Cette définition est simple et de bon goût. Mais elle n'a de sens que si le jour solaire moyen peut être, lui-même, parfaitement défini et si on peut le comparer avec précision à nos horloges.

UN « POINT FIXE » QUI SE DEPLACE

La définition du jour solaire moyen ne va pas sans difficulté. Elle suppose la détermination de la position d'un certain nombre d'étoiles. Mais cette position ne peut être fixée que par rapport à une origine, laquelle est nécessairement un « point fixe » de la sphère céleste.

C'est là que tout commence à se compliquer. On définit le « point gamma » de la sphère céleste comme la trace de l'intersection entre le plan de l'écliptique (plan dans lequel la terre accomplit sa rotation annuelle) et le plan de l'équateur céleste (perpendiculaire à l'axe de rotation de la terre).

Or, on sait aujourd'hui que ni l'un ni l'autre de ces plans ne sont fixes !

De plus, on sait aussi que les étoiles ont des mouvements propres.

Malgré cela, les astronomes pensaient pouvoir se tirer de tous ces mauvais pas. C'est ainsi qu'ils inventèrent un point gamma moyen — donc fictif — et un temps sidéral, également moyen.

LA GRANDE HORLOGE TERRESTRE EST DETRAQUEE.

Mais une surprise encore plus désagréable leur était réservée. Des mesures rigoureuses ont fait la preuve que l'horloge étalon n° 1 : la terre elle-même, n'était pas exacte !

Le mouvement de rotation du globe sur son axe se ralentit. Le frottement des marées maritimes et terrestres absorbe peu à peu l'énergie cinétique de rotation. On peut même calculer l'époque où ce mouvement cessera complètement et où la même face de la terre regardera éternellement le soleil, alors que l'autre face sera plongée dans une nuit non moins éternelle.

Mais il n'y aura pas de guerre entre les peuples pour la conquête d'un espace vital éclairé. Cet événement — pour intéressant qu'il soit en théorie — ne doit empêcher de dormir aucun de nos lecteurs : il n'advientra guère avant 8 à 9 milliards d'années. Et d'ici là, les traces du dernier homme seront depuis longtemps effacées dans les derniers déserts terrestres, car notre globe sera sans eau et sans atmosphère.

ET CE N'EST PAS ENCORE TOUT.

Le ralentissement lui-même ne serait pas trop gênant, car on peut en calculer le rythme et introduire un coefficient de correction dans nos horloges.

Mais il y a pire : on observe que des horloges utilisant des principes différents (horloge à balancier, horloge à quartz, horloge à diaposon) et placées en des lieux très éloignés les uns des autres, présentent des erreurs de marche concordantes.

La conclusion s'impose : l'erreur ne vient pas des horloges, mais d'une irrégularité dans la rotation terrestre. Et — circonstance catastrophique — le phénomène n'est pas périodique et ne semble pas obéir à une loi prévisible !

L'HORLOGE A AMMONIAQUE.

Puisque l'horloge solaire est fantaisiste, il faut en prendre son parti et renoncer à s'en servir. Il faut la remplacer par autre chose.

La tendance actuelle est de définir une unité de temps et de longueur à partir d'une longueur d'onde et d'une vitesse. L'étalon serait alors une raie spectrale caractéristique d'un élément. Encore faut-il bien définir cet élément et ne pas le confondre avec un de ses « isotopes ». On propose d'utiliser l'isotope 198 du mercure, que l'on peut obtenir à l'état pur par les moyens de la chimie nucléaire. Ayant repéré avec précision une certaine raie spectrale, il suffira de mesurer une fréquence avec précision pour en déduire la mesure du temps. Or cela a été réalisé au moyen de l'horloge dite « à ammoniaque » du NATIONAL BUREAU OF STANDARDS. La fréquence d'un quartz est liée à une des fréquences d'absorption du spectre de l'ammoniaque. Ainsi les phénomènes moléculaires sont rattachés aux oscillations matérielles du cristal de quartz.

En perfectionnant encore quelque peu ces techniques, la vitesse de la lumière dans le vide pourrait être connue à un milliardième près, soit, d'une manière absolue, à moins d'un mètre par seconde près. On n'ignore pas que cette grandeur est la plus importante des constantes universelles.

Notes bien, pour terminer, qu'il ne s'agit pas de se passer des astronomes et de les remercier poliment. On aura toujours besoin d'eux pour fixer l'origine des temps et ne pas prendre midi à quatorze heures...

Jean Vanier

...

LES LOIS DE L'ÉMISSION THERMOÏONIQUE

par Lucien CHRÉTIEN, ingénieur E. S. E.

L'émission thermoïonique ou thermoélectronique est le phénomène de libération ou d'évaporation d'électrons sous l'influence de l'élévation de température. Il n'est pas besoin de souligner qu'il s'agit d'un phénomène absolument fondamental en électronique.

Qu'il s'agisse d'un tube amplificateur, triode, penthode ou hexode ; qu'il s'agisse d'un thyatron, d'un phanotron, d'un tube à rayons X, d'un tube à rayons cathodiques, d'un magnétron à cavités résonnantes, d'un tube à modulation de vitesse, il y a toujours une cathode chaude, c'est-à-dire qu'on fait appel à l'émission thermoïonique.

Bien que La T.S.F. pour Tous ne soit, en aucune manière, une revue de Physique Théorique, il nous semble nécessaire de documenter nos lecteurs sur un phénomène aussi important...

Tel sera le but de l'article ci-dessous. Que nos lecteurs ne s'effraient pas des quelques formules d'aspect rébarbatif qui ornent — si l'on peut ainsi écrire — les colonnes suivantes : cet article est à la portée de tous...

Au commencement était l'effet Edison

On peut dire que l'immense développement de l'électronique a commencé par cet « effet », dont Edison, inventeur-bricoleur de génie, mais sans doute assez piètre physicien, ne semble pas avoir un instant soupçonné l'importance.

Dans une ampoule vide d'air, on a placé un filament incandescent et, à une certaine distance, une électrode conductrice. Or, Edison observa le passage d'un courant I reliant cette électrode au pôle positif du filament par l'intermédiaire d'un appareil de mesure (fig. 1).

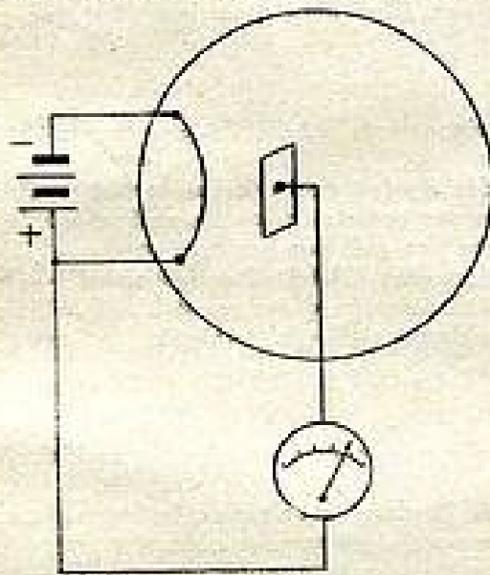


FIG. 1.

On constate que le courant est presque imperceptible quand l'électrode est reliée du côté négatif du filament. On observe aussi que l'intensité de courant dépend de la distance filament-électrode, de la nature du filament et de sa température.

Les faits sont bien simples. Mais les physiciens de l'époque furent plongés dans un embarras immense pour fournir une explication plausible.

Pensez qu'à cette époque, l'électron était inconnu. Bien mieux, les plus notoires parmi les physiciens étaient fermement opposés à la théorie atomique.

C'est ainsi, par exemple, que certains expérimentateurs avaient conclu que le passage du courant ne se produisait qu'en présence d'un gaz résiduel dans le tube ! Les apparences sont, en effet, bien dans ce sens... La présence d'un gaz permet d'obtenir une plus forte intensité pour une faible

tension d'anode. Cet effet est dû simplement à la présence de la charge d'espace ; il est donc absolument différent de l'émission thermoïonique, proprement dite.

L'explication des faits

Nos lecteurs connaissent bien l'explication des faits que nous rappelons aussi brièvement que possible.

Un métal est constitué par des atomes dont les couches extérieures sont peu garnies.

L'atome de sodium comporte onze électrons :

Deux sur la couche K ;

Huit sur la couche L ;

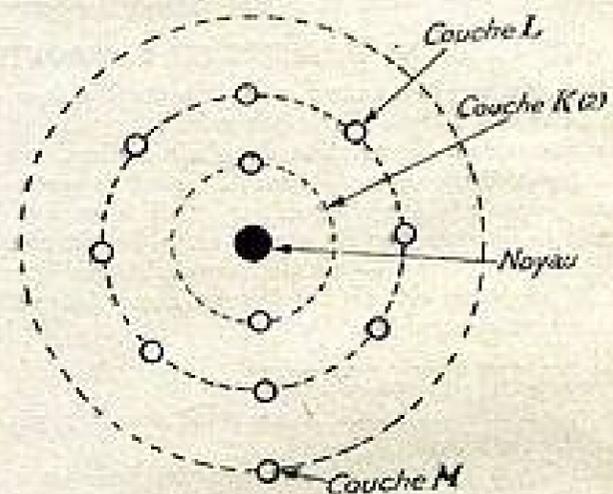


FIG. 2.

Un seulement sur la couche M, laquelle devrait, normalement, en comporter huit pour être complète (fig. 2).

On verrait que, pour les autres métaux, la couche extérieure est toujours relativement peu garnie.

Dans ces conditions, tout se passe comme si les électrons des couches extérieures étaient peu adhérents...

Sous la moindre influence, ils quittent l'atome pour aller faire un petit tour à l'extérieur. L'électron vagabond n'est, d'ailleurs, qu'en liberté provisoire.

Il ne tarde pas à être « capté » par un autre atome, auquel, précisément, il manquait un électron.

Qu'est-ce que la température ?

Il y a donc ainsi, dans un métal, une circulation incessante d'électrons. Or, ce sont précisément ces électrons libres qui expliquent la conductibilité des métaux. Telle est.

sous une forme ultra-simplifiée, la *théorie de Lorenz*. Cette théorie permet d'expliquer bien des choses et, en particulier, l'émission thermoélectronique.

Echauffer le métal, c'est communiquer de l'énergie cinétique aux atomes qui le composent. Mais, dans un métal, les atomes ne sont doués que d'une faible mobilité. Leurs mouvements d'agitation thermique sont des vibrations sur place...

Quand nous nous brûlons en posant, par inadvertance, une main imprudente sur un fer à souder sous tension, ce sont les chocs de ces vibrations que nous ressentons... Mais ces mouvements incessants gênent les électrons libres. Ceux-ci reçoivent des chocs qui les accélèrent. Ils peuvent ainsi acquérir une vitesse suffisante pour crever la surface de séparation entre métal et vide. Ils s'élancent dans l'espace, et c'est, précisément, l'émission thermoélectronique.

Evaporation d'électrons

En somme, il est bien permis de dire que les électrons s'évaporent du métal. Le phénomène est comparable, en beaucoup de points, à l'évaporation d'un liquide. Les molécules du liquide s'agitent aussi sous l'influence de la température. Avec l'augmentation de cette dernière, certaines acquièrent assez d'énergie cinétique pour crever la barrière de la surface, lieu d'existence des forces de tension superficielle. Quand elle a franchi la surface, la molécule échappe aux forces de cohésion et, grâce à cela, elle n'est plus molécule liquide, mais elle devient molécule gazeuse... Il y a cependant des différences appréciables entre les deux phénomènes, ainsi que nous allons le voir.

Barrière électrique : potentiel de sortie

Ce n'est pas une force de tension superficielle qui peut s'opposer au départ des électrons libres.

Pourtant, il faut bien qu'il y ait quelque chose qui les retienne à l'intérieur du métal. S'il n'y avait rien, les électrons libres quitteraient le métal, comme l'eau s'échappe d'une passoire.

Pour retenir des électrons, il faut une force d'origine électrique. La barrière qu'on peut dresser contre eux ne doit pas être matérielle, ce doit être une *barrière de potentiel*. On doit donc considérer que la surface du métal équivaut à une chute de potentiel : c'est le *potentiel de sortie*.

Une image grossière (mais quelle image ne l'est pas ?) de l'émission thermoélectronique correspondrait à la figure 3. Des billes, au fond d'une cuvette, représentent

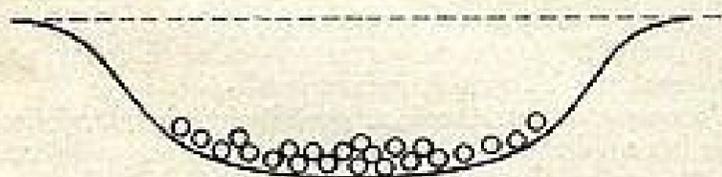


FIG. 3.

les électrons libres. Les billes ne peuvent sortir de la cuvette parce qu'il y a un rebord.

Mais si, par un moyen quelconque, on communique aux billes une agitation suffisante, on peut arriver à en faire sortir quelques-unes...

La cuvette, c'est l'intérieur du métal. Le rebord, c'est la barrière de potentiel de la surface et le mouvement que l'on communique à la cuvette, c'est l'agitation thermique.

Les deux espèces de physiciens

On peut distinguer deux types de physiciens. Ceux du premier type sont, avant tout, des expérimentateurs. Ils observent un phénomène, le mesurent, après quoi ils

cherchent à en exprimer les lois. Les autres ne font pas d'expérience ou, du moins, ils en font très peu. A partir de quelques hypothèses, ils cherchent, par déduction et par induction, quelles sont les conséquences de ces hypothèses. C'est ainsi que l'édifice, aujourd'hui immense, des théories de la Relativité a été construit à partir de quelques faits, en eux-mêmes sans importance apparente.

Les lois de l'émission thermoionique ont été formulées par la première méthode. Il nous semble intéressant d'en retracer brièvement les étapes successives. Nos lecteurs verront ainsi que le travail du physicien n'est souvent qu'un travail d'approche avec des approximations successives...

La loi de Richardson

La loi de Richardson permet de calculer l'intensité de saturation d'une cathode chaude, par unité de surface, lorsque le champ électrique est nul à la surface du métal et en fonction de la température. Cette loi revêt la forme mathématique suivante :

$$I_s = a T^{1/2} e^{-\frac{b}{T}}$$

a étant une constante universelle ;

T = température exprimée en degrés absolus ;

$$b = \frac{\varphi \cdot e}{k} \text{ avec}$$

φ = potentiel de sortie à la température considérée ;

k = constante de Boltzmann ou des gaz parfaits ;

e = charge portée par un électron ;

e = base des logarithmes népériens = 2,71828.

Comment cette loi a-t-elle été obtenue ?

Richardson a considéré que les électrons libres du métal étaient, en tous points, comparables à des molécules gazeuses. Ils sont animés de mouvements d'agitation thermique, ils échangent leur énergie et, en moyenne, l'énergie de chacun d'eux est égale à celle d'une des particules quelconques du milieu.

Tel est le principe d'équipartition.

La théorie cinétique des gaz a été étudiée par Maxwell et par Boltzmann.

Elle part de deux hypothèses fondamentales dont nous indiquons l'essentiel ci-dessous :

1° Un gaz est constitué par des corpuscules indépendants, n'ayant aucune action les uns sur les autres, sauf au moment où ils entrent en contact ;

2° La distance moyenne entre deux corpuscules est très grande par rapport à leur diamètre.

Si l'on admet que les électrons libres se comportent comme un gaz parfait, on peut directement appliquer les résultats de la théorie cinétique. On peut ainsi calculer le nombre d'électrons possédant une énergie suffisante pour passer par-dessus la barrière de potentiel de la surface... Et ce sont, précisément, les électrons qui constituent l'émission thermoionique...

Résultats

La loi de Richardson ne donne pas directement des résultats exacts. Pour que les valeurs calculées et les valeurs mesurées soient en bon accord, il faut considérer que a n'est pas une constante... mais une fonction de la nature du métal et de la température.

De plus, φ le potentiel de sortie doit être déterminé à la température de l'expérience.

Il résulte de tout cela que l'emploi de cette loi n'est pas commode. Et puis il y a quelque chose de choquant dans une histoire de cette sorte : on établit une loi théorique.

Elle donne des résultats qui ne sont pas confirmés par les mesures... Alors, on modifie des constantes. C'est dire que la loi cesse d'avoir une signification théorique précise. Elle devient purement empirique.

Où est l'erreur ?

Mais il arrive souvent, en physique, que l'observation d'un résultat inexact soit beaucoup plus fécond qu'une vérification rigoureuse... La question qui s'impose est évidemment la suivante : où est l'erreur ?

Réduite aux faits brutaux, l'erreur est la suivante : le principe d'équipartition ne s'applique pas aux électrons, ou, plus exactement, il cesse d'être valable au-dessous d'une certaine température. Même au zéro absolu, les électrons conservent une certaine énergie. Si l'on trace la courbe donnant l'énergie moyenne des particules en fonction de la température, on trouve la droite OX, qui passe par l'origine O des deux axes (fig. 4).

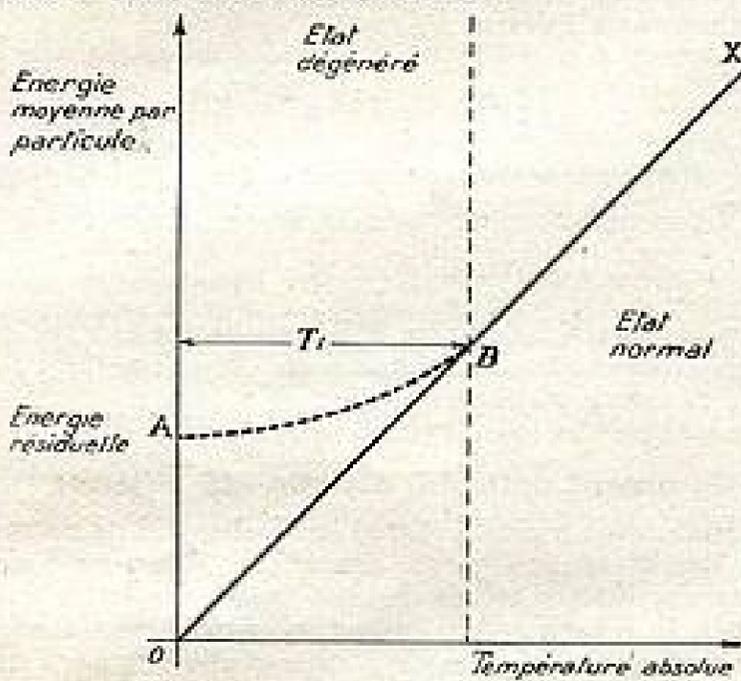


FIG. 4.

La même courbe tracée pour des électrons correspond à ABX. Elle se détache de la courbe normale au point B, correspondant à une température T_1 , et, au-dessous du point B, l'énergie varie relativement peu en fonction de la température.

Remarquons en passant que c'est cette vitesse résiduelle qui permet d'expliquer les phénomènes de supraconductibilité.

Gaz normal et gaz dégénéré

Le gaz électronique est dit à l'état normal au-dessus de la température T_1 . Il se comporte en accord avec les prévisions de la théorie cinétique de Maxwell-Boltzmann. Au-dessous de T_1 , il est dit à l'état dégénéré et se comporte d'une manière tout à fait différente. Or, il se trouve que le gaz électronique intérieur d'un métal doit toujours être considéré comme à l'état dégénéré pour toutes les températures usuelles.

Au contraire, un faisceau d'électrons dans le vide doit toujours être considéré comme un gaz normal.

Notons que si la courbe figure 4 donne l'explication des divergences, elle ne nous renseigne nullement sur l'endroit où le raisonnement de Richardson a cessé d'être exact.

Statistiques anciennes et modernes

La théorie cinétique a été établie par Maxwell au moyen du calcul des probabilités. Il s'agissait de trouver

une forme mathématique permettant de calculer la répartition des vitesses moléculaires en fonction de la température. Chose curieuse : au moyen d'un raisonnement très discuté, Maxwell a établi une formule exacte... Un peu plus tard, au moyen d'un raisonnement cette fois inattaquable... Boltzmann retrouvait la loi de Maxwell !

Cette loi constitue la statistique de « Maxwell-Boltzmann ». Sur un nombre donné N de particules à une température T, occupant un certain volume, elle permet de déterminer combien d'entre elles ont une vitesse v_1 , combien d'autres ont une vitesse v_2 , etc...

Analyse combinatoire

Maxwell et Boltzmann sont partis des deux hypothèses reproduites plus haut. Ils ont considéré les molécules comme des « objets » ordinaires, c'est-à-dire qu'on peut distinguer les uns des autres, qu'on peut ranger dans un certain ordre. Ils ont appliqué, en quelque sorte, les lois de l'analyse combinatoire qui étudie les arrangements et les combinaisons d'objets.

Ainsi, par exemple, si je considère trois objets a, b, c, je puis prévoir les arrangements suivants :

- a, b, c
 - b, a, c
 - b, c, a
 - a, c, b
 - c, a, b
 - c, b, a
- } six arrangements

L'analyse combinatoire nous apprend, en effet, qu'étant donné n objets, le nombre de combinaisons possibles est donné par n ! (lisez : factorielle n), c'est-à-dire $1 \times 2 \times 3 \times 4 \dots \times n$.

Avec trois objets, nous avons donc : $1 \times 2 \times 3 = 6...$

Mais on s'est avisé, d'une part, qu'une des hypothèses faites au début était fautive : s'il s'agit d'électrons, on ne peut pas dire que les corpuscules sont sans action les uns sur les autres, puisque deux électrons se repoussent à distance !

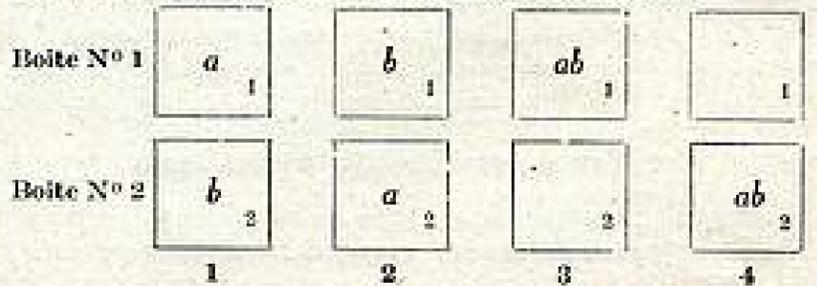
Objets indiscernables

D'autre part, il est certainement abusif de considérer que des électrons sont des objets. Deux objets, si semblables soient-ils, présentent toujours quelques différences qui permettent de les distinguer. En admettant même que ces différences n'existent pas naturellement, nous pouvons toujours les faire naître. On peut numéroter les objets. Mais on ne peut numéroter les électrons... On ne peut pas leur placer un point rouge ou bleu sur le dos ! Des électrons constituent des particules indiscernables.

Du coup, tout est changé... Je distingue la combinaison ab de la combinaison ba... mais rien ne distingue aa de aa...

Cette remarque semble enfantine. Mais elle conduit à l'établissement d'une statistique nouvelle qui est celle de Bose-Einstein.

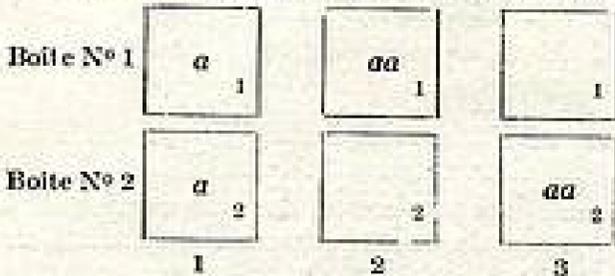
Supposons qu'il s'agisse de dénombrer les particules présentes dans un certain volume. Imaginons deux volumes égaux : deux boîtes, par exemple... et deux objets a et b. Nous pouvons prévoir les combinaisons suivantes :



Soit au total quatre combinaisons.

Mais si les objets sont indiscernables, rien ne permet de distinguer les combinaisons 1 et 2.

Et le nombre de combinaisons se réduit à trois :



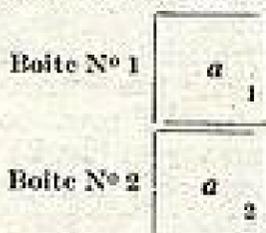
Tel est le résultat donné par la statistique de Bose-Einstein.

Les corpuscules ont une action mutuelle

Mais si les boîtes 1 et 2 sont de dimensions extrêmement petites, il est possible que les deux électrons puissent occuper en même temps la même boîte.

Principe d'exclusion

L'action répulsion prendrait alors des valeurs telles qu'aucune force ne permettrait de maintenir les particules enfermées. En conséquence, les combinaisons 2 et 3 étant impossibles, tout se réduit à la seule possibilité suivante :



Il s'agit alors d'une nouvelle statistique, qui est celle de Fermi-Dirac. Or, le gaz électronique constitué par les électrons libres à l'intérieur d'un métal est justifiable de la statistique de Fermi-Dirac.

Il convient donc de reprendre le calcul de Richardson en utilisant, cette fois, les lois de la nouvelle statistique.

Nous faisons grâce à nos lecteurs de ces développements purement mathématiques, et nous en donnons simplement les résultats.

La formule permettant le calcul du courant de saturation est la suivante :

$$I_s = A_0 T^2 e^{-\frac{b_0}{T}}$$

T = température en degrés absolus ;
e = base des logarithmes népériens

$$b_0 = \frac{\varphi_0 \times e}{k}$$

φ_0 = potentiel de sortie limite, c'est-à-dire correspondant au zéro absolu ;

e = charge de l'électron ;

k = constante de Boltzmann.

Enfin, A_0 est une constante universelle égale à :

$$\frac{4 \pi m e k^2}{h^3}$$

m = masse de l'électron ;

h = constante de Planck.

La valeur de A_0 dans le système d'unité pratique est de 120,4 environ.

Et que dit l'expérience ?

La formule de Richardson, retouchée par Dushman, est-elle d'accord avec l'expérience ? Les bases théoriques

semblent, certes, beaucoup plus solides, mais le juge suprême est la confrontation expérimentale...

Or, malgré ce dernier ajustement, les mesures ne confirment pas encore le résultat calculé...

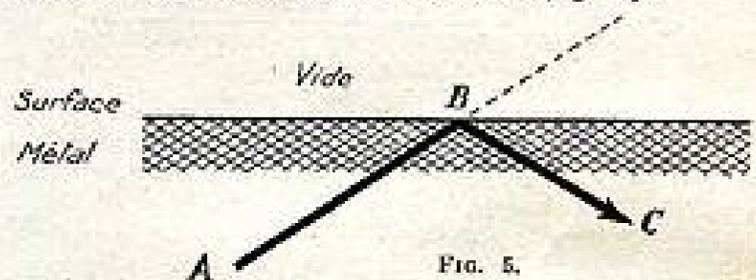
Si l'on veut obtenir la concordance parfaite, il faut donner à A_0 des valeurs qui sont, par exemple, les suivantes :

Métal	A_0
Baryum	60
Calcium	60
Thorium	60
Tantale	60
Tungstène	100
Nickel	1.380
Platine	170

Encore une correction

Pour expliquer ces divergences, on a recours à l'hypothèse suivante :

Un électron suit la trajectoire AB, et possède une vitesse supérieure à celle qui serait strictement nécessaire pour s'échapper du métal. Mais cela ne signifie pas qu'il s'échappera obligatoirement. Il existe une certaine probabilité pour qu'il ricoche sur la surface (fig. 5).



Et, s'il se réfléchit, l'électron est renvoyé à l'intérieur du métal. On peut ainsi définir un certain coefficient de réflexion et, en réalité, la constante qui doit intervenir dans la loi de Richardson n'est pas A_0 , mais une certaine valeur A, telle que :

$$A = A_0 (1 - r)$$

r étant le coefficient de réflexion, qui est nécessairement plus petit que 1. Il se trouve que, pour de nombreuses substances, r a précisément la valeur 0,5, ce qui, physiquement, signifie qu'un électron sur deux peut franchir la surface, l'autre étant renvoyé en arrière. Ainsi s'explique le fait que de nombreux métaux ont un coefficient $A_0 = 60$, c'est-à-dire la moitié de A_0 .

Ce qui complique encore notablement le problème, c'est que le coefficient r ne dépend pas seulement de la nature du métal, mais aussi de l'état de la surface. La moindre trace d'impureté dans le métal ou en surface, un changement de texture, peuvent modifier complètement la valeur de r.

Une autre difficulté est causée par les substances comme le platine et le nickel, pour lesquelles A est plus grand que 120. Il ne peut être question de coefficient de réflexion. Mais comme ces mesures sont extrêmement délicates, on peut prétendre que les résultats publiés donnant des valeurs supérieures à 120 sont entachés d'erreur.

S'il se révélait qu'il n'en est rien, il faudrait évidemment modifier la théorie, trouver un autre ajustement ou une théorie nouvelle et meilleure. C'est d'ailleurs le sort de toutes les théories scientifiques. Après des années triomphales, certaines d'entre elles disparaissent devant un petit fait de rien du tout... qu'elles ne peuvent expliquer...

LUCIEN CHRÉTIEN.

POUR L'ÉQUIPEMENT DU LABORATOIRE :

RÉALISATION D'UNE ALIMENTATION STABILISÉE A TENSION DE SORTIE VARIABLE

par Jacques LIGNON, ingénieur E. S. E.

Dans le numéro de juillet-août 1949 de la *T.S.F. pour Tous*, nous avons décrit le principe de fonctionnement d'une alimentation stabilisée et donné un exemple pratique: le schéma d'une alimentation stabilisée fixe de 300 volts. Nous allons décrire maintenant une alimentation stabilisée à tension de sortie variable, pouvant varier de façon continue entre 90 et 350 volts. Reprenons d'abord notre ancien schéma de principe (fig. 1).

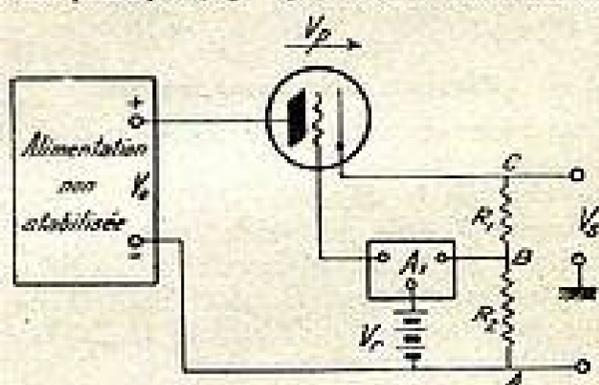


FIG. 1.

article précédent que la tension de sortie se stabilisait à une tension V_s telle que

$$\frac{V_s}{V_R} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

la différence de tension $V_0 - V_s$ correspondant à la chute de tension dans la triode série. V_R est la tension de référence, et est parfaitement stable. Si le gain de l'amplificateur à courant continu A_1 est très élevé, c'est la stabilité de cette source de référence qui détermine la stabilité de l'alimentation. Le rapport $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ est constant si l'on

prend la précaution de choisir des résistances de wattage beaucoup plus élevé que la puissance réelle dissipée (coefficient de sécurité de 20 environ) de façon qu'elles s'échauffent le moins possible et restent parfaitement stables. Dans ces conditions la tension de sortie V_s reste

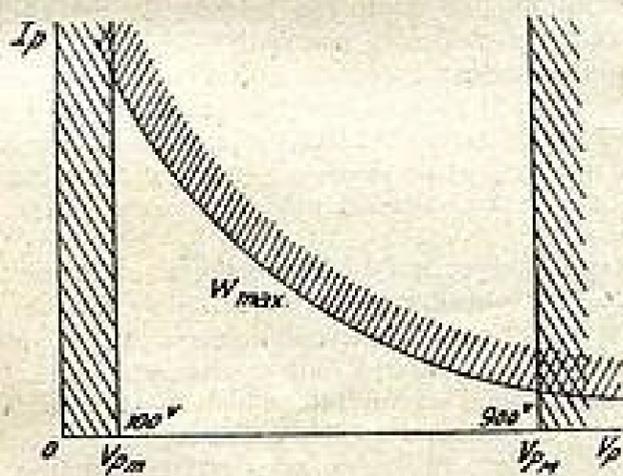


FIG. 2.

constante quelque soit (à l'intérieur de certaines limites) la tension d'entrée V_0 et l'intensité demandée par la charge.

Précisons dès maintenant ces limites. Elles nous feront mieux comprendre le mécanisme de la stabilisation.

Les seules limitations proviennent de la lampe série dont le rôle est de servir de résistance variable, la chute de tension variable V_p à l'intérieur de cette lampe compensant les variations de la tension V_0 pour maintenir la tension de sortie V_s constante. Nous avons donc déjà deux limitations de tension: il ne faut pas que V_p dépasse un maximum $V_{p_{max}}$ (donné par le constructeur) qui est déterminé par l'isolement entre les électrodes. Il ne faut pas non plus que V_p descende au-dessous d'un certain minimum $V_{p_{min}}$, limite inférieure de la tension plaque pour laquelle le tube fonctionne dans des conditions correctes. Enfin, la figure 1 montre que le courant qui passe dans la lampe série est la somme du courant débité dans la charge et du courant passant dans la chaîne potentiométrique CBA, l'amplificateur à courant continu A_1 , et éventuellement la source de référence. Le produit de ce courant, que nous désignerons par I_p , par la chute de tension V_p dans la lampe, représente la puissance dissipée par la lampe, puissance qui doit être inférieure à la puissance maximum de dissipation W_{max} donnée par le constructeur. En résumé, nous voyons (fig. 2) que le point de fonctionnement de la lampe série devra rester à l'intérieur de la zone blanche délimitée d'une part par W_{max} , d'autre part par $V_{p_{max}}$ et $V_{p_{min}}$.

Le schéma de notre alimentation stabilisée variable va maintenant se déduire de ces considérations. La figure 3 en donne le schéma de principe. La lampe série utilisée est ici encore la 6L6. On a vu ci-dessus que la tension de sortie V_s est donnée au premier ordre par la relation:

$$V_s = V_r \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

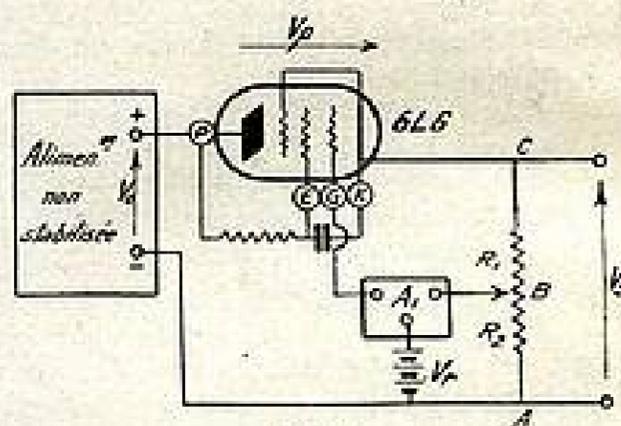


FIG. 3.

Il existe donc deux façons de faire varier V_s : rendre V_r variable ou faire varier $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$. Il est évident que c'est cette deuxième méthode qui est la plus commode. Le point B sera donc le contact mobile d'un potentiomètre (ou tout autre dispositif de ce genre), de façon à pouvoir modifier à volonté le rapport $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$. La différence $V_0 - V_s = V_p$ étant absorbée par la 6L6.

Et les limitations indiquées plus haut vont déterminer maintenant tous les éléments. En effet :

1° La tension V_p aux bornes de la 6L6 ne doit pas dépasser la tension V_p indiquée par le constructeur, ici 900 volts. Or, cette tension V_{pM} est donnée par la relation

$$V_{pM} = V_0 + \Delta V_0 - V_{sM}$$

V_0 étant la tension non stabilisée pour la tension nominale du secteur.

ΔV_0 étant la variation maximum de la tension non stabilisée (généralement égale à 0,10 V_0 ou 0,15 V_0).

V_{sM} étant la valeur minimum de tension stabilisée que l'on désire.

2° La tension V_p aux bornes de la 6L6 ne doit pas descendre au-dessous de $V_{pM} = 100$ volts.

Cette tension V_{pM} est donnée par la relation

$$V_{pM} = V_0 - \Delta V_0 - V_{sM}$$

V_{sM} étant la valeur maximum de tension stabilisée que l'on désire.

3° La puissance dissipée par une 6L6 ne doit pas dépasser 22 watts. Il est évident que l'on dissipera la puissance maximum quand la chute de tension sera maximum (V_{pM}) et quand le courant débité I sera le maximum I_M . On doit donc satisfaire en dernier lieu à l'inégalité

$$V_{pM} \times I_M \leq 22 \quad (V_{pM} \text{ en volts et } I_M \text{ en ampères}).$$

Un exemple concret va nous montrer comment ces considérations déterminent presque mathématiquement tous les éléments de l'alimentation. Supposons par exemple que nous voulions construire une alimentation stabilisée variable 150-350 volts, de débit inférieur ou égal à 100 mA (fig. 4).

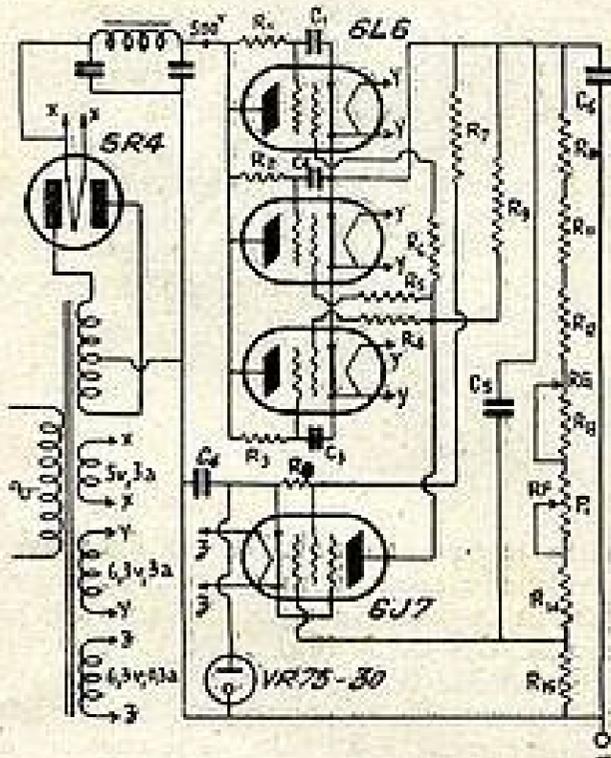


FIG. 4.

La condition n° 2 va déterminer V_0 . Supposons en effet que nous admettions des variations possibles du secteur de $\pm 10\%$. ΔV_0 est donc égal à 0,1 V_0 . Et la condition n° 2 donne :

$$\begin{aligned} V_{pM} &= 0,9 V_0 - V_{sM} \\ \text{d'où : } 0,9 V_0 &= V_{pM} + V_{sM} \\ V_0 &= 1,11 (V_{pM} + V_{sM}) \\ V_{pM} &= 100 \text{ volts. } V_{sM} = 350 \text{ volts, d'où :} \\ V_0 &= 1,11 \times 450 \text{ volts} = 500 \text{ volts.} \end{aligned}$$

Cette tension de 500 volts s'entend naturellement à débit maximum.

La condition n° 1 montre que la chute maximum dans la 6L6 sera

$$\begin{aligned} V_{pM} &= V_0 + \Delta V_0 - V_{sM} \\ &= 500 + 50 - 150 = 400 \text{ volts} \end{aligned}$$

qui est bien inférieure aux 900 volts indiqués par le constructeur.

La condition n° 3 va nous donner maintenant le courant maximum qui peut passer dans la lampe. La dissipation maximum $W = V_{pM} \times I_M$ étant de 22 watts, le courant maximum est donné par

$$\begin{aligned} I_M &= \frac{22}{400} = 0,055 \text{ ampère} \\ &= 55 \text{ mA.} \end{aligned}$$

Le courant total que doit débiter l'alimentation est la somme des courants suivants :

100 mA que doit pouvoir donner l'alimentation stabilisée.

23 mA qui passeront dans le VR75 quand la tension stabilisée sera réglée à 350 volts.

1 mA qui passera dans la chaîne potentiométrique ACB. Nous négligerons les quelques micro-ampères qui peuvent passer dans la 6J7.

Le courant total est donc de 124 mA, et il faudra trois 6L6 en parallèle pour que le courant ne dépasse en aucun cas 55 mA dans chacune d'elles. Avec trois lampes 6L6 en parallèle, on pourra même pousser le débit de l'alimentation stabilisée à 140 mA, à condition que l'alimentation non stabilisée continue à donner 500 volts avec un débit de 165 mA.

Le réglage de la tension se fait au moyen de deux réglages : un réglage grossier RG, à plots ; le passage d'un plot à un autre augmente (ou diminue) la tension stabilisée de 40 volts.

Le réglage fin RF, constitué par le potentiomètre de 50 k Ω , ajoute à la tension stabilisée une valeur variant de façon continue entre 0 et 50 volts. Un réglage continu avec un seul potentiomètre, de 150 à 350 volts était difficile à réaliser, car il demandait un potentiomètre bobiné de 200 k Ω , 8 w, modèle peu courant et très onéreux.

Examinons rapidement les raisons qui interdisent de faire descendre l'alimentation stabilisée au-dessous de 150 volts.

On sait que les tubes stabilisateurs de tension, du type VR, doivent avoir un débit compris entre 5 et 30 mA (voir T.S.F. pour Tous de juillet-août 1949). La tension minimum d'alimentation de ce tube, d'autre part, est 105 volts.

Il est de toutes façons impossible de faire descendre la tension de l'alimentation stabilisée au-dessous de 125 volts, ce qui ne laisse que 50 volts d'alimentation pour la plaque, et par conséquent — 50 volts de recul de grille possible pour la 6L6, ce qui est juste suffisant si l'on veut avoir une chute de tension importante dans la 6L6, ce qui est précisément le cas pour une valeur faible de la tension stabilisée.

Le tube VR75/30 étant donc alimenté sous 125 volts, la résistance série, pour un débit minimum de 5 mA, sera égale à 10 k Ω . La tension maximum que l'on puisse donner alors à l'alimentation stabilisée, tension qui correspond au débit de 30 mA dans le VR 75/30, est donc 375 volts.

Les limites extrêmes entre lesquelles on puisse faire varier la tension d'une alimentation stabilisée du type de la figure 4 sont donc 125-375 volts, ces deux limites étant relevées simultanément si l'on emploie comme tube stabilisateur de tension des VR 90/30, VR 105/30 ou VR 150/30.

Si l'on veut pouvoir descendre plus bas en tension, il faut rendre l'alimentation de la source de référence et de

l'amplificateur à courant continu indépendante de l'alimentation stabilisée. Cela permet alors de relever, si l'on veut, la limite supérieure de la tension. Un dernier raffinement, pour éviter de créer une chute de tension trop forte dans les 6L6 aux faibles valeurs de la tension stabilisée, consiste à coupler au réglage grossier à plots RG un rhéostat dans le primaire de l'alimentation (ce qui exige naturellement un transformateur séparé pour les chauffages). On maintient ainsi une chute de tension pratiquement constante dans les 6L6 quelle que soit la valeur de la tension stabilisée. Cette méthode est particulièrement utile dans les alimentations stabilisées de tension très élevée, dans lesquelles les variations de tension dues au secteur alternatif absorbent presque entièrement la tension maximum que peut accepter la 6L6 entre la plaque et la cathode.

On arrive alors au schéma de la figure 5, qui représente une alimentation stabilisée de tension variable de 90 à 1.000 volts, et de cent milliampères de débit. Les deux triodes de l'amplificateur à courant continu sont les deux éléments d'une 6SL7. On peut évidemment, au prix d'un encombrement plus grand, utiliser deux triodes distinctes type 6F5.

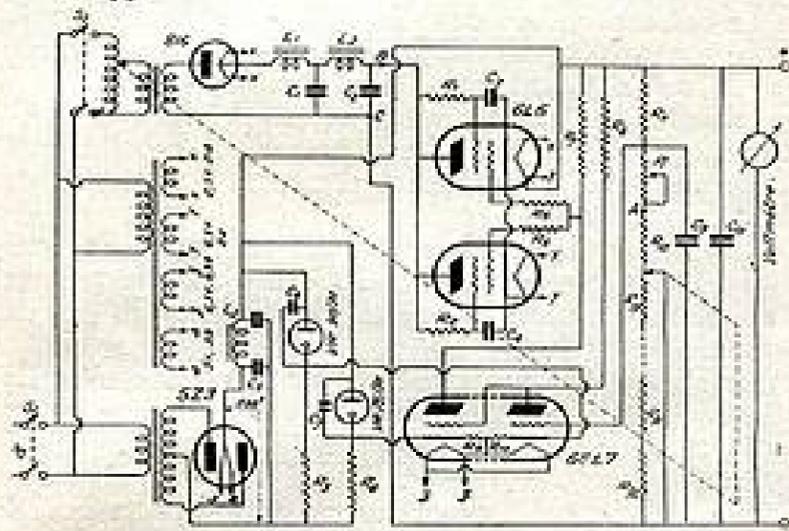


FIG. 5.

Les deux résistances de charge R7 et R8 sont soigneusement déterminées (1) pour compenser les rotations de phase aux fréquences élevées compte tenu des impédances dynamiques des tubes stabilisateurs de tension VR90 et VR75, et éviter un accrochage de l'ensemble sur une fréquence élevée sans avoir à insérer la moindre capacité dans l'amplificateur à courant continu. Le fait est d'importance. L'amplificateur gardera son gain élevé même aux fréquences très élevées, et la stabilisation compensera même les impulsions brèves pouvant se propager le long des câbles du secteur.

La solution de paresse qui consiste à insérer des condensateurs de découplage dans l'amplificateur à courant continu supprime cette possibilité, ces capacités faisant tomber, dans certains schémas commerciaux, le gain à 500 ou 600 périodes.

L'efficacité de ce schéma provient précisément de son extrême simplicité ; mais que le lecteur se garde bien de modifier une valeur quelconque de résistance. Les valeurs indiquées sont le résultat de calculs poussés et très précis, tenant compte du type de la lampe. Précisons que l'on peut naturellement remplacer la 6SL7 par la 6SN7, dont les éléments triodes ont des caractéristiques moins poussées.

Les deux résistances R9 et R10 portent le filament de la 6SL7 à un potentiel moyen entre les potentiels des deux

(1) Le calcul est beaucoup trop complexe pour être exposé ici, et ne donnerait d'ailleurs aucun renseignement supplémentaire.

cathodes. Les cathodes sont ainsi à 75 volts de part et d'autre du filament, ce qui supprime pratiquement toute induction de fréquence du secteur. Les autres éléments du montage ont le même rôle que dans les montages précédents.

Quelques mots enfin sur le réglage des résistances R12, R13, R31, R3 de la chaîne potentiométrique. Il faut naturellement disposer d'un grand commutateur comportant environ trente plots, couplé au rhéostat (commande unique par le même axe). Commencer par amener le rhéostat P1 au zéro, le rhéostat étant également au zéro, le commutateur à plots n'étant pas garni de ses résistances et son contact mobile n'étant pas réuni au pôle négatif de l'alimentation. La grille de la première triode n'est pas à +90 v. par rapport à la cathode comme on pourrait le craindre à première vue. En effet, cette grille se met à débiter, et il se produit une forte chute de tension dans R11. On sait que la résistance grille-cathode d'une lampe de réception dont la grille est positive est de l'ordre de 1.000 Ω. La grille sera donc au potentiel $\frac{90 \times 1}{301} \approx 0,3$

volts par rapport à la cathode, et le courant de grille sera de $\frac{90}{300.000} \approx 0,3$ mA, ce qu'elle peut parfaitement supporter pendant quelques instants.

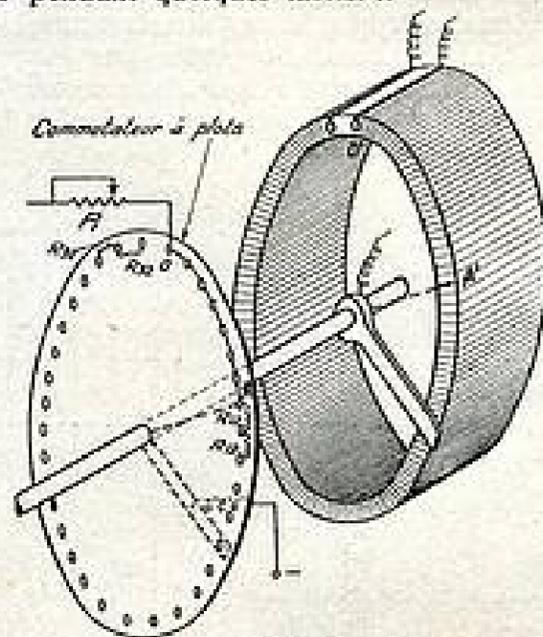


FIG. 6.

La haute tension non stabilisée est donc également nulle (2). Tourner ensuite le rhéostat pour augmenter cette tension jusqu'à ce qu'elle atteigne 390 volts : rhéostat en A' et commutation en A (fig. 6). Court-circuiter alors tous les plots depuis 0 jusqu'à A, et relier alors le bras mobile du commutateur au pôle négatif de l'alimentation. La tension se stabilise à 90 volts, et la chute de tension dans les 6L6 est de 300 volts. Passer au plot suivant du commutateur.

La haute tension non stabilisée augmente d'une quarantaine de volts. Brancher entre les deux plots une résistance R12 d'un nombre de kilo-ohms égal au nombre de volts dont a augmenté l'alimentation non stabilisée. Si par exemple elle a augmenté de 45 volts, brancher une résistance R12 de 45 kΩ. La tension stabilisée augmente de 45 volts et la chute dans les 6L6 reste de 300 volts. Procéder ainsi de proche en proche pour déterminer R12, R13, ..., R31, R32.

(2) L'alimentation non stabilisée donnant le débit maximum que l'on demandera à l'alimentation stabilisée au moyen d'un rhéostat convenable branché en amont des 6L6. (B et C de la figure 5).

L'alimentation non stabilisée doit pouvoir donner 1.300 volts à pleine charge.

Cette alimentation stabilisée, dont la tension peut varier dans une gamme extrêmement étendue, est un outil extrêmement précieux pour les professionnels ayant à étudier

des circuits alimentés sous des tensions élevées atteignant 1.000 volts. Il est toujours facile de limiter, pour des besoins plus modestes, la gamme de variation de la tension.

J. L.

A PROPOS DE NOTRE RECEPTEUR « SUPER-MEDIUM PILOTE » 1950

Voici quelques modifications de circuits qui intéresseront les nombreux lecteurs qui ont adopté ce petit récepteur pour l'exploitation commerciale (construction en petites séries : par 10 en général.) De nombreux artisans petits constructeurs en sont très satisfaits et nous félicitent particulièrement des plans de cablage anatomiques (T. S. F. n° 247) qui leur permettent une construction rationnelle.

Notre rédacteur en chef a reçu de M. Robert Nouvel, radioélectricien à Fougères (Ille-et-Vilaine), une très aimable lettre, dont nous publions, ci-dessous, les principaux passages :

« MONSIEUR,

« Je me permets, afin que vous les transmettiez à leurs auteurs, de vous adresser mes félicitations, au sujet du « Super-médium pilote », décrit dans le n° 247 de la T.S.F. pour Tous.

« J'ai fait deux exemplaires, et je m'appête à en établir un troisième. Les résultats sont parfaits... »

Notre correspondant suggère une modification, avec laquelle nous sommes tout à fait d'accord. Cette modification affecte la ligne de contre-réaction.

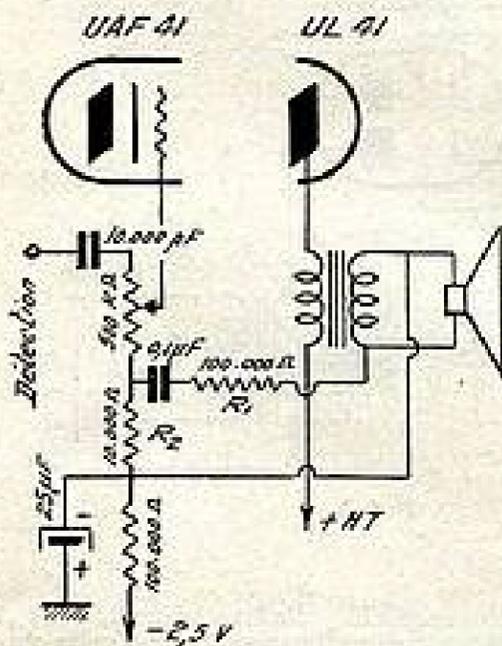


FIG. 1.

Par suite de la présence de la résistance de 10.000 ohms, en série avec le potentiomètre de volume sonore, il est impossible, lorsque ce dernier est en fin de course, d'obtenir l'annula-

tion de l'audition (fig. 1), ce qui est parfois gênant.

Pour remédier à cet inconvénient, il suffit d'utiliser un potentiomètre à prise. L'idéal serait d'employer un potentiomètre de 500.000 Ω avec prise à 10.000 Ω , mais il est difficile d'en trouver. Notre lecteur a tourné la difficulté en réalisant le montage de la figure 2 ; celui-ci comporte un poten-

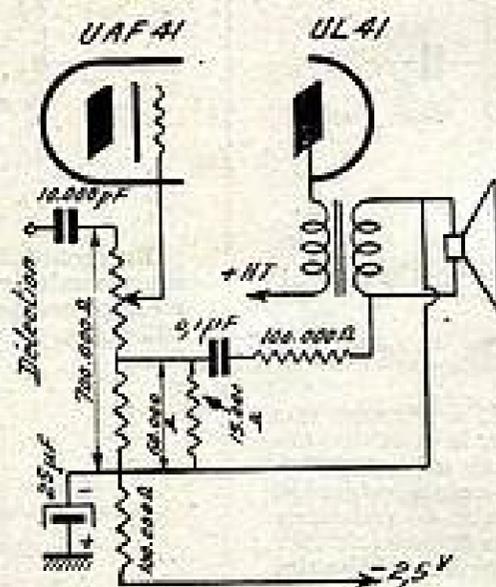


FIG. 2.

tiomètre de 700.000 Ω « Alter », avec prise à 60.000 Ω . En shuntant les 60.000 ohms par 15.000 ohms, on obtient une résistance équivalente de 12.000 ohms, ce qui, pratiquement, ne modifie que très peu le taux de contre-réaction.

On peut également monter le potentiomètre (sans prise) en charge de détection et brancher dans la grille une résistance de fuite, fixe, de 1 M Ω .

Autre modification

Nous proposons une autre modification améliorant sensiblement les performances de notre récepteur : le remplacement du tube UCH41 par un tube UCH42, également du type triode-hexode.

Ce nouveau tube changeur de fréquence « Rimlock » présente par rapport au tube UCH41 les avantages suivants :

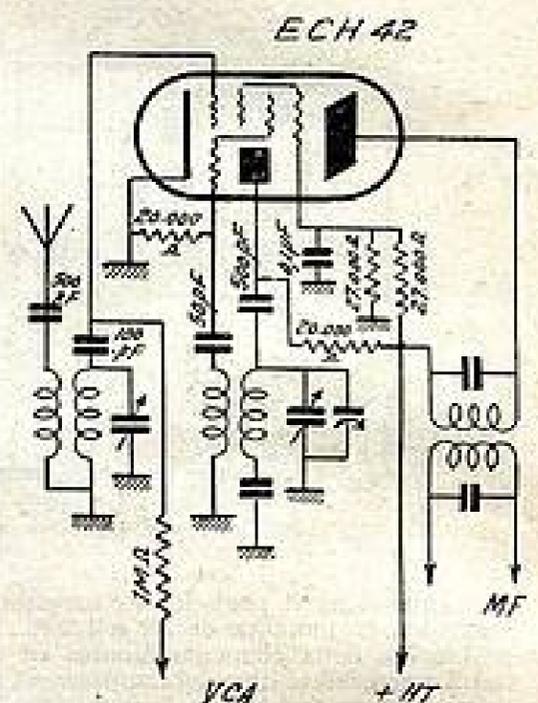


FIG. 3.

1° pente de conversion plus élevée (750 $\mu\text{A/V}$ au lieu de 500 $\mu\text{A/V}$) ; de même, la pente de la partie triode est de 2,8 mA/V, au lieu de 1,9 mA/V ;

2° résistance équivalente de souffle plus faible (75.000 ohms au lieu de 220.000 Ω).

D'où :

- a) Sensibilité plus grande ;
- b) « Souffle » plus faible.

Autrement dit, la sensibilité utilisable augmente sensiblement.

Le montage est conforme au schéma de la figure 3.

On peut, également, remplacer le tube UAF41 par un tube UAF42.

Jack ROUSSEAU.

LE TUBE ECC 40 : DOUBLE TRIODE A CATHODES SÉPARÉES : « RIMLOCK-MÉDIUM »

Application en basse fréquence (1)

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

Dans le numéro de mars 1949 de cette revue, nous avons donné les caractéristiques statiques et les courbes du tube ECC40 : double triode à cathodes séparées. Ce tube, particulièrement intéressant, s'apparente à la 6SN7 américaine ou à la 7N7 également américaine. Ses applications sont très nombreuses.

Dans le présent article, nous allons étudier, en détail, les applications en basse fréquence de ce remarquable tube.

I. Utilisation en amplificateur B. F. de tension :

La figure 1 donne le schéma de principe du tube ECC40 en amplificateur B. F. de tension (les deux éléments montés en cascade).

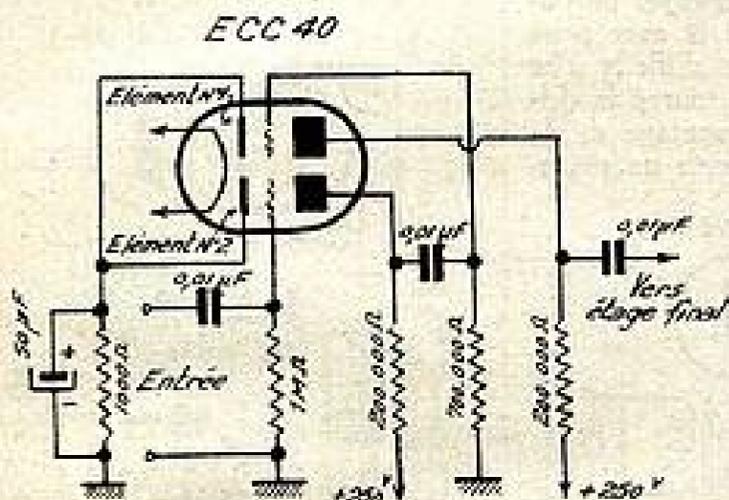


FIG. 1.

Chaque élément peut donner un gain de 25 à 28, avec une distorsion harmonique de 1,9 à 1,2 %. Donc, le gain de l'ensemble des deux éléments montés en cascade atteint 625 à 760. La sensibilité d'un tel montage est alors considérable. Un exemple numérique nous le montrera. Le tube de puissance ELA1 demande, pour être modulé à fond, une tension efficace de 3,8 V. Le montage de la figure 1 permettra d'amplifier des tensions comprises entre $\frac{3,8}{625}$ et $\frac{3,8}{760}$; soit entre 0,006 et 0,005 Veff. On voit alors la possibilité, qu'offre ce tube, de réaliser des amplificateurs très sensibles et ne comportant que deux tubes :

Valeurs pour un élément :

Tension anodique	250	250	100	100	volts
Résistance de charge.....	0,1	0,2	0,1	0,2	M Ω
— de grille	1	1	1	1	M Ω
— de cathode.....	2	2	3	5	K Ω
Courant anodique	1,5	1	0,5	0,3	mA
Gain	26	28	25	25	
Tension de sortie max.	30	18	10	10	V _{eff}
Distorsion totale	1,9	1,2	1,9	1,8	%

Utilisation en amplificateur B. F. de puissance, classe A :

La figure 2 représente le montage du tube ECC 40 en amplificateur B. F. de tension à couplage par résistance-capacité (élément n° 1) et en amplificateur de puissance (élément n° 2). La puissance modulée peut atteindre 0,28 W.

Valeurs pour un élément :

Tension anodique	250	volts
Résistance de cathode	870	Ω
Tension efficace d'entrée.....	3,75	V _{eff}

(1) Nos lecteurs trouveront d'autres applications de ce tube dans notre ouvrage : « Cahier n° 7 de l'Agent Technique Radio », en préparation aux Editions Chiron.

Courant anodique.....	6	mA
Pente.....	2,7	mA/V
Coefficient d'amplification.....	30	
Résistance interne.....	11.000	Ω
Impédance de charge	15.000	Ω
Puissance utilisable.....	280	mW
Distorsion totale.....	8,5	%

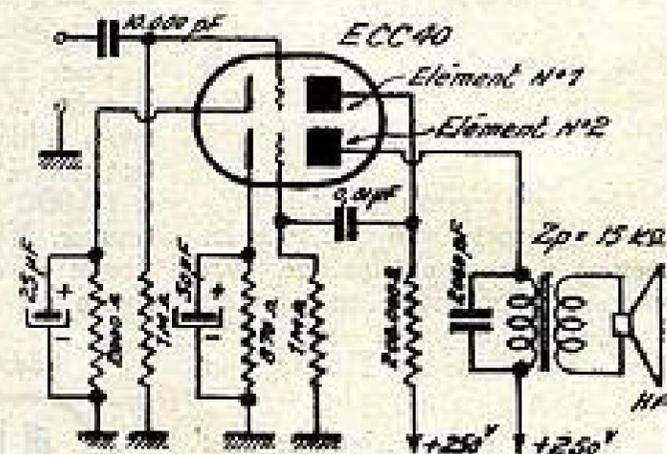


FIG. 2.

En montant les deux éléments en parallèle (fig. 3), la puissance modulée est doublée : 0,56 W. L'impédance de charge n'est plus que de 7.500 ohms et la résistance de cathode de 435 ohms.

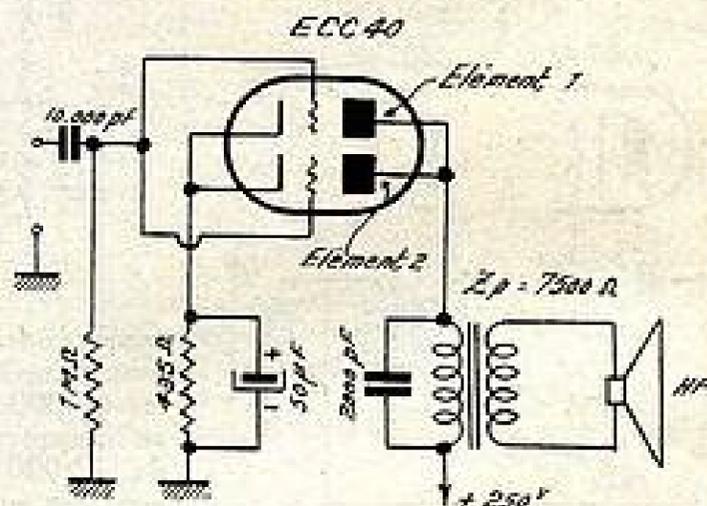


FIG. 3.

Enfin, en montant les deux éléments en push-pull (fig. 4), la puissance modulée est approximativement égale à celle obtenue quand les deux éléments sont montés en parallèle (0,52 W), mais la distorsion est beaucoup plus faible : 1 %.

Valeurs pour deux éléments en push-pull :

Tension anodique	250	V
Résistance de cathode	550	Ω
Impédance de charge	30	K Ω
Tension efficace d'entrée	4	V _{eff}
Courant anodique	2 x 5,5	mA
Puissance modulée	0,52	W
Distorsion totale	1	%

Utilisation en inverseur de phase
1^{er} cas (fig. 5) :

La tension alternative d'entrée est amplifiée par le premier élément et se développe aux bornes de la charge $R_A = R_1 + R_2$. Une fraction $\frac{R_1}{R_A} = \frac{1}{G}$ (G = gain d'amplification du second

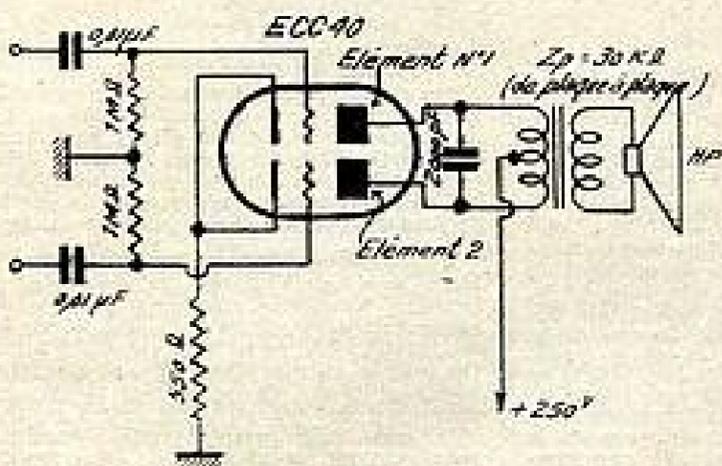


FIG. 4.

élément), est transmise à la grille de l'élément 2. On dispose alors, aux bornes de la charge de chaque mode, de deux tensions symétriques, c'est-à-dire ayant rigoureusement même amplitude, mais déphasées de 180°; tensions propres à attaquer les grilles de deux tubes de puissance montés en push-pull.

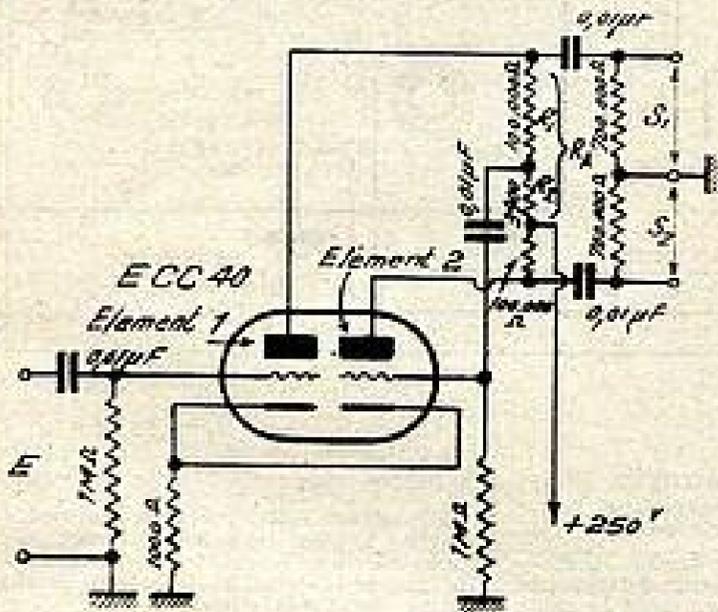


FIG. 5.

Valeurs des éléments :

Tension anodique.....	350	250 V
Valeur de la résistance R_A (voir fig. 5).....	3.800	3.900 Ω
Résistance cathodique	750	1.000 Ω
Courant total.....	4,3	3,0 mA
Gain	27,5	26
Tension de sortie max.	30	30 V _{eff}
Distorsion totale (élem. n° 1)	1,1	1,5 %
— — (élem. n° 2)	0,3	0,5 %

2^e Cas (fig. 6) :

La tension alternative d'entrée, amplifiée par l'élément n° 1 se développe, partie aux bornes de R_{A1} , partie aux bornes de R_{A2} .

La surpolarisation due à la valeur élevée de R_K (39.000 Ω) est compensée, grâce au retour de la résistance de fuite de grille R_G à un point A de tension continue positive, découplé à la masse par R_D et C_D . La grille du second élément, reliée directement au point A est donc fixe, du point de vue alternatif, mais la cathode reliée à celle du premier élément, reçoit une tension alternative dont la phase est telle que la tension aux bornes de R_{A1} est en opposition de phase avec celle aux bornes de R_{A2} ; le couplage entre les deux éléments triode est réalisé par la cathode.

Valeurs des éléments :

Tension anodique	350	250 V
Résistance anodique du 1 ^{er} élément	0,11	0,11 MΩ
Résistance anodique du 2 ^e élément	9,12	0,12 MΩ
Courant total.....	4,5	3,0 mA
Gain	12	11,5
Tension de sortie max.	30	30 V _{eff}
Distorsion totale	0,4	0,6 %

On voit que ce montage, comme le précédent, apporte une distorsion très faible.

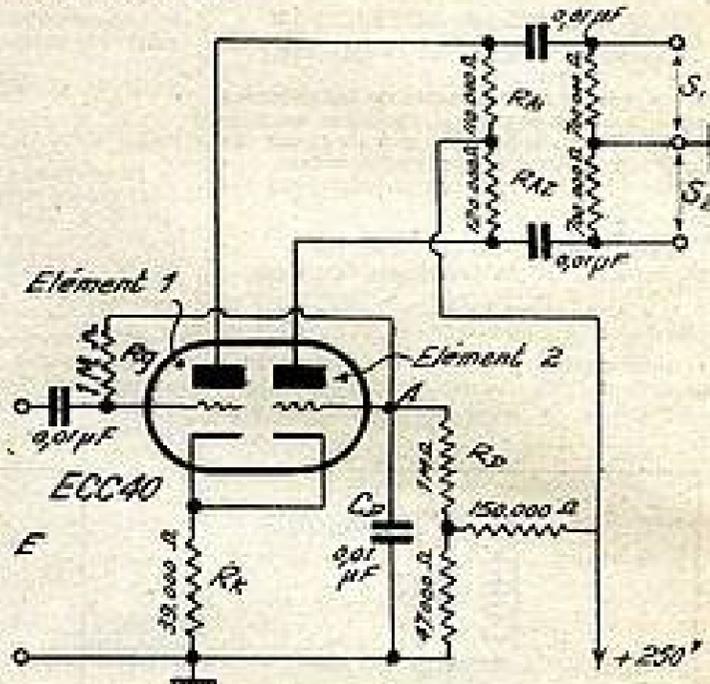


FIG. 6.

3^e Cas (fig. 7) :

Dans ce montage, la liaison entre la plaque du premier élément et la grille du second est directe. La grille est alors portée à une tension positive élevée. Cette tension est compensée grâce à la valeur élevée de la résistance de cathode R_K , aux bornes de laquelle se développe une tension alternative en opposition de phase avec celles aux bornes de R_{A1} . C'est un montage « cathodyne ».

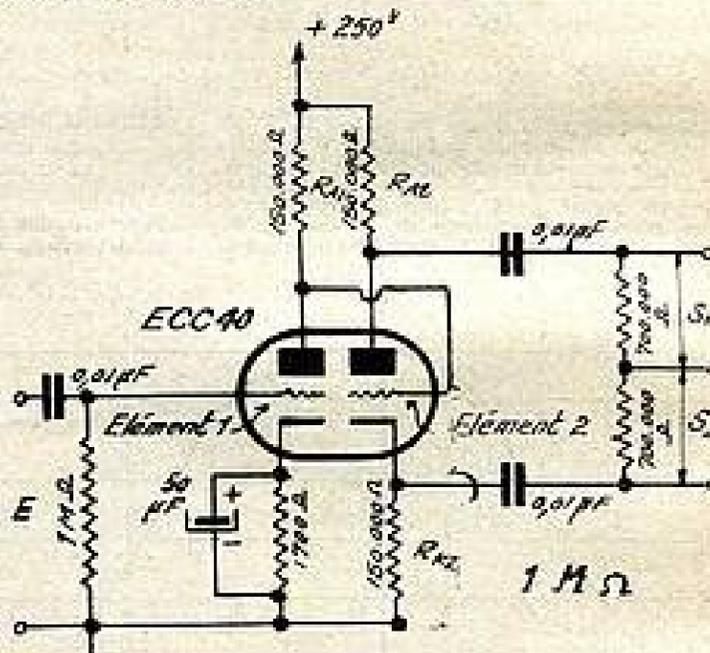


FIG. 7.

Valeurs des éléments :

Tension anodique.....	350	250 V
Courant anodique du 1 ^{er} élément	1,57	1,12 mA
Courant anodique du 2 ^e élément.....	0,78	0,55 mA
Gain	27	27
Tension de sortie max.	30	18 V _{eff}
Distorsion totale	1	1 %

J. R.

ANALYSE DES QUALITÉS D'UN RÉCEPTEUR : PROCESSUS des MESURES en DÉTECTION et en AMPLIFICATION M.F.

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

ANALYSE DE LA DÉTECTION

Détection : rappel de la théorie.

La tension B. F. à la sortie de la détection est égale à la tension H. F. modulée soumise à la détection, multipliée par le taux de modulation (exprimé par une fraction, par exemple 40/100 pour une modulation de 40 %).

Vérification de la détection et mesure de la tension détectée.

1° Maintenir, pendant les mesures, le réglage d'intensité du récepteur au maximum.

2° Sans passer par l'intermédiaire d'un condensateur, on branche le générateur directement à la diode détectrice du son.

Les résultats obtenus sur notre maquette sont les suivants :

En.r. = 100 mV
En.s. = 230 mV

La détection est donc normale.

Remarque. — a) Théoriquement, nous aurions dû employer un taux de modulation de 50 %. Si en pratique nous adoptons 65 %, c'est pour tenir compte de la répartition des tensions entre l'impédance de charge de la détectrice et l'impédance de sortie du générateur.

b) La fréquence de modulation a été fixée à 50 périodes pour annuler l'influence de la capacité de liaison de 2.000 pF. sur l'impédance de charge.

On règle ensuite les condensateurs ou les noyaux ajustables du transformateur M. F. de manière à obtenir la plus grande tension à la sortie. Il y a toujours intérêt à injecter une tension aussi faible que possible, afin de ne pas surcharger l'indicateur de sortie et d'éliminer l'action du régulateur antifading.

b) Alignement du premier transfo M. F. — Sans modifier l'accord du générateur, on branche sa sortie, toujours à travers un condensateur de 2.000 pF., à la grille modulatrice de la changeuse de fréquence. On met le commutateur de gammes dans la position P. O., et on met le C. V. sur le minimum de capacité. Ensuite on procède à l'alignement du premier transfo, exactement comme pour le deuxième. Bien entendu, tenu compte du gain de l'amplificateur M. F.,

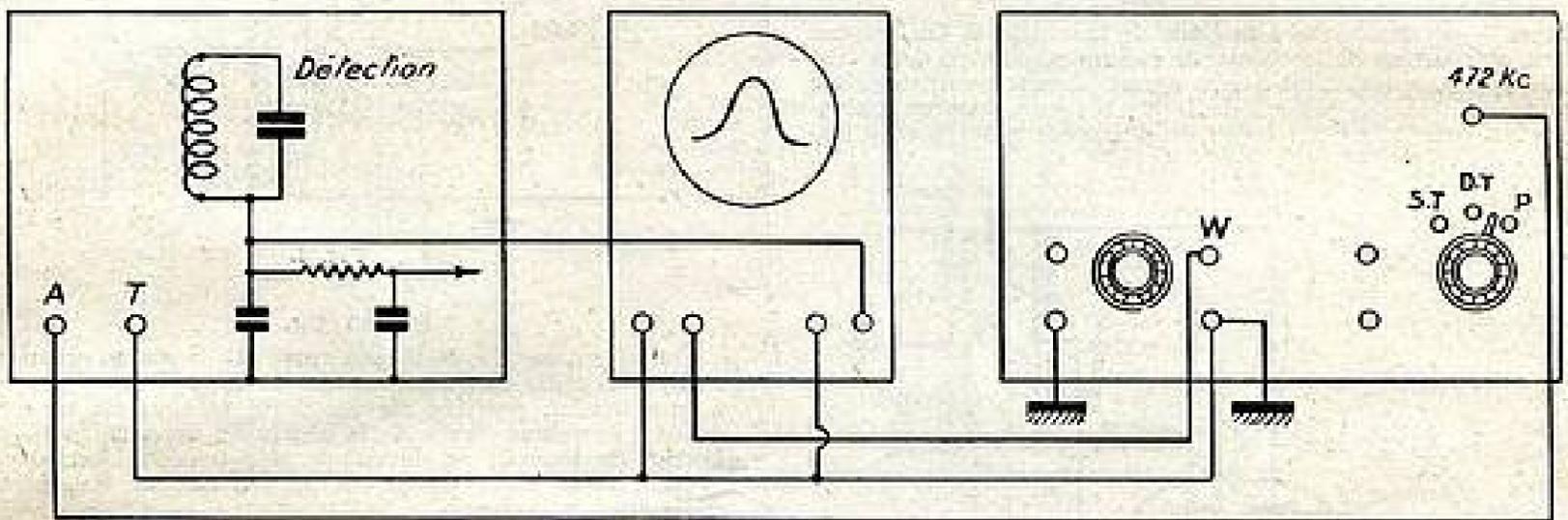


FIG. 16.

On injecte dans la diode un signal B. F. de 50 périodes et on règle la tension de manière à obtenir le niveau de sortie de 50 mW.

3° Au même point, mais par l'intermédiaire d'un condensateur de 2.000 pF., on injecte un signal H. F. de 1.000 kc modulé

ALIGNEMENT DES CIRCUITS M. F. Au moyen d'un générateur et d'un indicateur de sortie.

a) Alignement du deuxième transfo M. F. — Pour aligner le transformateur qui précède la détection, on doit injecter dans la grille

il faudra réduire la tension du générateur

Remarque. — La fréquence de modulation élevée (3.000 périodes) permet d'éviter l'asymétrie de la courbe de résonance totale de l'amplificateur M. F. dans le cas des filtres de bande surcouplés.

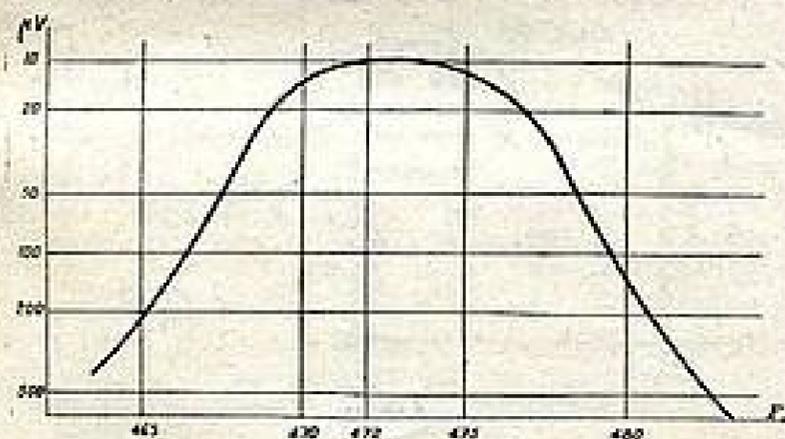


FIG. 17

à 65 % par la fréquence de 50 périodes. On en règle de nouveau la valeur pour une puissance de sortie de 50 mW. Si la détection est normale, la tension H. F. ainsi trouvée doit être le double de la tension B. F. à 10 % près.

de l'amplificateur M. F. à travers un condensateur de 2.000 pF. un signal M. F. modulé à 30 % par 3.000 périodes. La valeur de la M. F. dépend du récepteur (dans les récepteurs français de construction récente, elle est d. 472 kc).

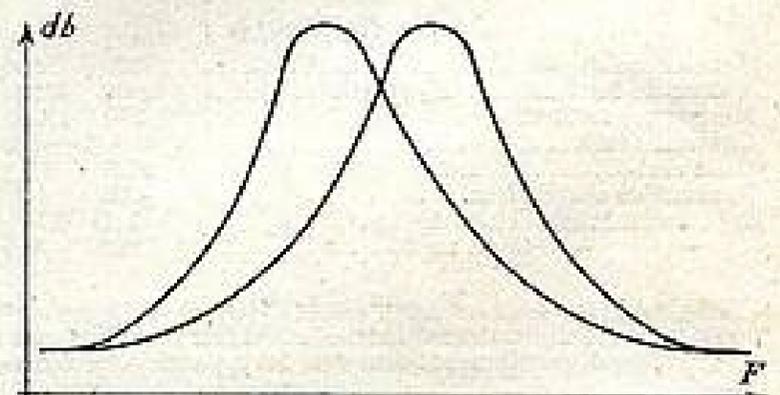


FIG. 18

Au moyen d'un wobulateur et d'un oscillographe.

Nous utiliserons pour ce procédé l'analyseur cinématique qui comporte un oscillographe sur 472 kc modulé en fréquence (voir description

de l'appareil (chap. II) et un oscillographe quelconque.

1* *Alignement en simple trace.* — On met le commutateur de l'analyseur sur la position 472 kc simple trace. On prend cette tension que l'on injecte à l'antenne du récepteur. On prend à la sortie de la détection une tension que l'on envoie sur les plaques de déviation verticale de l'oscillographe. La borne bobination de l'analyseur est connectée aux plaques de déviation horizontale pour synchroniser la base de temps sur 50 périodes. On voit ainsi se dessiner sur l'écran la courbe des transformateurs. On peut ainsi régler facilement les transformateurs sans avoir à refaire constamment la courbe pour se rendre compte si elle est symétrique.

2* *Alignement en double trace.* — Pour aligner en double trace on met le commutateur sur la position double trace, sans toucher aux connexions. A ce moment la lampe de glissement est modulée à l'intérieur de l'analyseur par la tension du secteur. On balaye le tube à une fréquence de 100 périodes en dents de scie, que l'on synchronise à partir de la tension à 50 périodes du secteur. On observe sur l'écran deux courbes, et à l'accord parfait ces deux courbes se confondent.

L'oscillateur à quartz sur 472 kc permet à chaque instant de vérifier très exactement la fréquence d'alignement.

On se rendra facilement compte que l'alignement à l'aide de l'analyseur cinématique est très rapide et très précis.

ANALYSE DE L'AMPLIFICATEUR M. F.

L'analyse dynamique de l'amplificateur M. F. aura pour objet la mesure du gain, de la sélectivité, de la bande passante, et le relevé de la courbe de réponse. La méthode exposée ici est celle de la brochure des établissements Métrix : Analyse dynamique.

Mesure du gain de l'étage amplificateur M. F.

Cet étage comprend la lampe amplifiatrice M. F. et le deuxième transformateur M. F.

Le gain est donné par la formule :

$$G = 1,1 \frac{S_2}{S_1 \times m}$$

S_2 = sensibilité à la grille de la préamplificatrice H. F.

S_1 = sensibilité à la grille de l'amplificatrice M. F.

m = taux de modulation (exprimé par une fraction).

Le facteur 1,1 a été introduit pour tenir compte de l'affaiblissement apporté par le filtrage après détection.

Le réglage d'intensité sera au maximum et la tonalité sur « aigu ». On injectera dans

la grille de la M. F. à travers un condensateur de 2.000 μ F., un signal M. F. (472 kc) modulé à 30 % par 400 périodes. On relève la sensibilité pour un niveau de sortie de 50 mW. Cette sensibilité représente S_1 . S_2 ayant déjà été mesuré, nous avons tous les éléments pour le calcul du gain.

Les mesures sur la maquette ont donné :

$$G = 1,1 \frac{7,300}{230 \frac{30}{100}} \approx 105$$

Le gain ainsi trouvé est le gain pratique de l'étage pour 50 mW de sortie ; pour des amplitudes d'entrée plus importantes le gain augmente. On a alors le gain théorique. Ceci est dû au mauvais rendement de la détection pour des signaux faibles.

Mesure de la sélectivité de l'amplificateur M. F.

Définition. — On appelle sélectivité d'un étage, le rapport de la sensibilité pour la fréquence qui diffère de 9 kc de la fréquence d'utilisation à la sensibilité pour la fréquence d'utilisation même.

Éliminer l'antifading en reliant le point de base du V. C. A. au retour de masse de la résistance de charge de la diode sur laquelle on prélève la tension de régulation.

On injectera ensuite dans la grille de la lampe M. F., à travers un condensateur de 2.000 μ F., un signal M. F. (472 kc) modulé à 30 % par 400 périodes. On relèvera la sensibilité S_2 pour 50 mW de sortie. On décalera ensuite la fréquence du générateur de 9 kc en plus. La tension injectée sera augmentée par la manœuvre des atténuateurs afin d'assurer le niveau de 50 mW. On relèvera ainsi la sensibilité S_1 .

On relèvera ensuite de la même manière S_2 correspondant à la fréquence d'utilisation, moins 9 kc.

On calculera la moyenne S_m :

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2}$$

La valeur de la sélectivité sera alors :

$$S = \frac{S_m}{S_1}$$

Les mesures sur la maquette ont donné :

$$S_m = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{2,2 + 2,5}{2} = 2,35$$

$$\frac{S_m}{S_1} = \frac{2,350}{230} \approx 10 \text{ fois.}$$

Bande passante de l'étage amplificateur M. F.

Définition. — On appelle bande passante la différence entre les fréquences disposées de part et d'autre de la fréquence d'utilisation

pour lesquelles la sensibilité est exprimée par un nombre double de celui qui chiffre la sensibilité à la fréquence d'utilisation.

Après avoir réglé l'atténuateur sur le double de S_1 , on ramène le niveau de sortie à sa valeur initiale de 50 mW, en modifiant la fréquence du générateur. On trouve naturellement deux fréquences disposées de part et d'autre de la fréquence d'utilisation. La différence entre ces deux fréquences donne la largeur de la bande passante.

Mesures sur la maquette :

$$\text{Bande passante} = 476 - 467 = 9 \text{ kc.}$$

Gain en M. F. de l'étape changeur de fréquence.

On injectera dans la grille modulatrice, à travers un condensateur de 2.000 μ F., un signal M. F. (472 kc) modulé à 30 % par 400 périodes. On relèvera la sensibilité pour un niveau de sortie de 50 mW. Le gain sera donné par le rapport :

$$\text{Gain} = \frac{\text{sensibilité sur la grille de la M. F.}}{\text{sensibilité sur la grille modulatrice}}$$

Dans le cas étudié nous avons : $G = 40$

Sélectivité et bande passante de l'ensemble de l'amplificateur M. F.

Les mesures se feront comme pour l'étage amplificateur M. F. seul, mais en injectant le signal dans la grille modulatrice de la changeuse.

Courbe de résonance.

Pour relever la courbe de résonance de l'ensemble de l'amplificateur M. F., dans un intervalle de 20 kc s'étendant de part et d'autre de 472 kc, nous relèverons les sensibilités à la grille de la changeuse de fréquence, pour des fréquences d'injection croissant de 462 à 482 kc.

En portant les valeurs trouvées dans un diagramme approprié, nous obtiendrons la courbe de résonance, après avoir réuni les points par un trait continu.

Label. — Dans le cas des mesures de Label, la mesure de la sélectivité est effectuée de la façon suivante : le générateur étalonné et le récepteur en essai étant accordés sur la fréquence de 1.000 kc, on note la tension U_1 correspondant à un niveau de sortie de 50 mW. Sans toucher au réglage du récepteur, on note les tensions U_2 et U_3 que doit fournir le générateur réglé respectivement sur 1.009 kc et 991 kc, pour produire la même puissance de sortie.

L'essai est considéré comme satisfaisant si les rapports $\frac{U_2}{U_1}$ et $\frac{U_3}{U_1}$ sont supérieurs à 50.

Dans le cas où l'appareil possède un réglage de sélectivité, la mesure est faite pour la bande la plus étroite.

AVIS A NOS LECTEURS

LA T.S.F., forte de ses 26 ans d'expérience, a su, grâce à l'importance du budget qu'elle consacre à sa rédaction, s'imposer par la qualité de ses textes, sans négliger cependant la présentation. La quantité des textes publiés annuellement en font aussi sur ce plan la première revue technique française du niveau "agent technique".

Aujourd'hui, ces différents efforts poursuivis sans trêve depuis 1945, nous amènent à porter le prix de l'exemplaire de la T.S.F. à 100 francs. Nous nous en excusons auprès de nos lecteurs au numéro, toujours fidèles. Nous avons pu cependant maintenir le prix de nos abonnements à 800 fr. quoique nous servions onze numéros par an et que le nombre de pages de texte publiées dépasse 400 chaque année. Les abonnés bénéficient d'un sérieux avantage.

LE COMPORTEMENT DES AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE AUX TRES BASSES FREQUENCES

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

I. — Les distorsions

Les amplificateurs à large bande, utilisés notamment en vidéo-fréquence, peuvent présenter trois types de distorsion :

- a) distorsion d'intermodulation en étroite dépendance de la distorsion de non linéarité ;
- b) distorsion de linéarité ;
- c) distorsion due au déphasage.

La complexité de l'intermodulation n'est pas la moindre. De nombreux spécialistes se sont attachés à montrer son importance, parfois sous-estimée ou même incomprise. Le cadre de cet article se limitera à préciser certains points relatifs aux deux derniers types.

Il y a distorsion de linéarité dans un amplificateur quand le gain varie en fonction de la fréquence. Pratiquement, elle se déduit d'une courbe de réponse. La sélectivité d'un amplificateur est déterminée par des relations entre les différents éléments constitutifs, nécessaires ou parasites. En technique « basse fréquence », les corrections de sélectivité s'effectuent avec facilité, les moyens de perfectionnement étant multiples... et l'oreille fort complaisante. Cette simplicité disparaît, dès que l'on aborde la constitution des amplificateurs qui doivent transmettre un signal NON DEFORME dans le temps.

Il n'y aura pas déformation, donc pas de distorsion, si les conditions suivantes sont satisfaites :

- a) Courbe de réponse rectiligne ;
- b) Temps de transmission constant pour la bande considérée.

Les rapports d'amplitude entre la fondamentale et les harmoniques, définissent avec les déphasages respectifs, la forme du signal d'entrée. Le signal de sortie ne sera pas altéré si le temps de transmission et non l'angle de déphasage demeure constant. Pour le vérifier, considérons, à l'entrée de l'amplificateur, un signal périodique, représenté par l'expression :

$$u = U_0 + U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos (\omega_2 t + \varphi_2) + \dots$$

L'amplificateur est correct si les composantes sont retardées d'un temps constant t_0 . A l'instant t_1 , le signal de sortie est donné par l'amplification A du signal d'entrée à l'instant $t_1 - t_0$. Il peut être mis sous la forme :

$$v = AU_0 + AU_1 \cos \omega_1 (t_1 - t_0) + AU_2 \cos \left[\omega_2 (t_1 - t_0) + \frac{\varphi_2}{\omega_2} \right] + \dots$$

Le déphasage supplémentaire est $-\omega_1 t_0$ pour le premier terme, $-\omega_2 t_0$ pour le second, etc.

On en conclut que le déphasage doit être proportionnel à la fréquence.

$$\varphi_s = -\omega t_0$$

Il ne faut toutefois pas oublier, quand on énonce cette règle, d'avoir présente à l'esprit, la constance du temps de transmission. C'est là que demeure le fait physique.

Un déphasage nul satisfait pleinement la relation. C'est ce que l'on recherche aux fréquences très basses. Aux fréquences supérieures, la relation précédente prendra toute sa valeur.

II. — L'étude des circuits linéaires

L'emploi des courbes universelles et des abaques facilite considérablement le travail du technicien. Mieux même, certaines constructions font apparaître des propriétés ou des possibilités, qu'un examen attentif de la formule peut négliger. Certes, il ne faut pas tomber dans l'excès et risquer de devenir un « bien pauvre ingénieur ». Il est donc indispensable d'assimiler la démonstration de la formule, et de bien se pénétrer des idées qui ont conduit à son établissement. Ce travail achevé, la logique commande de FIXER, une fois pour toutes, les conclusions résultantes. C'est le rôle de la nomographie.

En basse fréquence et en électro-acoustique, l'oreille étant, dans une certaine mesure, insensible aux variations de phase, les réseaux utilisés expriment des affaiblissements. Pour interpréter rapidement les résultats, il est conseillé d'utiliser les notations logarithmiques : décibels et octaves. L'usage d'une contre-réaction efficace, oblige à consulter les réseaux de déphasage, pour contourner le fameux point d'instabilité. Mais il n'est plus alors question de... temps de transmission.

Le respect de la forme des composantes exige une uniformité de gain et de temps de transmission. Ces deux conditions n'étant pas toujours conciliables, les éléments se déterminent par un compromis. Le problème présente alors une infinité de solutions. Un résultat « moyen » sanctionne l'étude, mais sa position varie suivant que l'on se rapproche de la constance de module ou de temps.

III. — Une règle générale

S'il s'agit de permettre à un ensemble d'atteindre une performance bien définie, la constitution de chaque étage s'effectuera à l'aide de la règle suivante :

« Le gain d'un amplificateur exprimé en unités logarithmiques est la somme des gains partiels, et le déphasage la somme algébrique des déphasages. »

Cette règle, comme nous le montrerons plus loin, permet de calculer la valeur des éléments. Si cette valeur est prohibitive, on songera aux solutions de compensation, par modification ou adjonction d'éléments dits de compensation.

IV. — L'étude pratique

Les relevés des courbes de réponse et les mesures de déphasage sont des opérations fastidieuses, quoique parfois nécessaires. On les remplace avantageusement par l'examen du comportement de l'amplificateur en signaux rectangulaires. Cela suppose évidemment que l'on dispose d'un tel générateur et d'un oscillographe n'amenant aucune distorsion appréciable. Si l'amplitude du signal est assez importante, il suffit de se brancher directement sur les plaques de déflexion.

V. — Le spectre d'un signal rectangulaire

Le théorème de Fourier donne la décomposition d'un signal rectangulaire (fig. 1), conformément à l'équation suivante :

$$v = \frac{4U}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t \dots \right]$$

On remarque l'absence d'harmoniques pairs, et la décroissance d'amplitude des harmoniques impairs, en fonction de leur rang. Il en résulte que, si théoriquement le nombre d'harmoniques est infini, pratiquement on ne considère que les dix premiers termes.

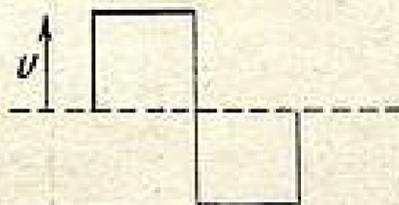


FIG. 1.

Nous ne voyons pas, dans cette décomposition, la présence de composantes à fréquences inférieures à celle de la fondamentale. Y aurait-il contradiction entre l'analyse de Fourier et l'expérimentation qui impose une amplification de ces fréquences ? L'explication de cette anomalie réside dans le fait que l'amplification de la fondamentale doit se faire sans **DISTORSION DE PHASE**. Les cellules à résistances et capacités présentent, malheureusement, ce défaut, dans la partie du spectre, où les affaiblissements qu'elles amènent sont très réduits. Si l'on veut réduire cet effet, on est obligatoirement amené à amplifier correctement en module des composantes extérieures au signal. Telle est la rançon, pour l'obtention d'un déphasage pratiquement nul, à la fréquence de la fondamentale.

VI. — Différenciation d'un signal rectangulaire

Nous montrerons, plus loin, qu'une cellule constituée d'une résistance et d'un condensateur, amène une rotation de phase importante, même si la constante de temps de l'ensemble est très importante comparativement à la période propre du signal. Développons les conséquences de ce fait, relatives à l'amplification de signaux rectangulaires (fig. 2).

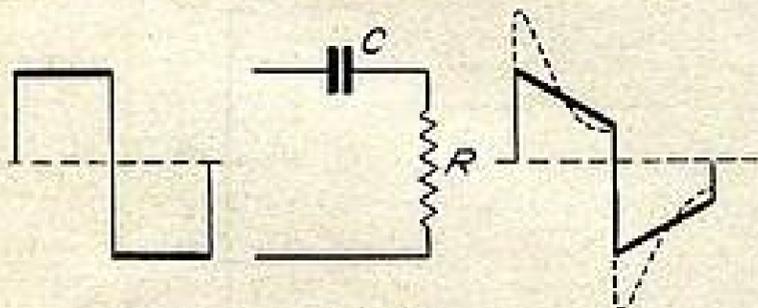


FIG. 2.

Appliquons le signal rectangulaire d'amplitude U, à l'entrée de la cellule, et observons la forme de la tension prise aux bornes de R. L'impulsion de départ commence à charger le condensateur C. Le courant passant dans R, a pour valeur :

$$I = \frac{U}{R}$$

Du temps origine à $\frac{T}{2}$, le courant décroît, suivant l'expression :

$$I = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{CR}}$$

Au temps $\frac{T}{2}$, il se trouve réduit à :

$$I = \frac{U}{R} e^{-\frac{T}{2CR}}$$

Si la durée de la période est faible, comparativement à la constante de temps, on peut prendre les deux pre-

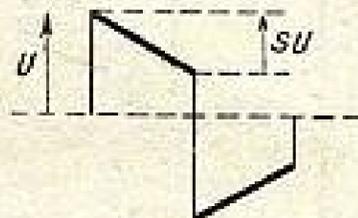


FIG. 3.

miers termes du développement en série, et il vient :

$$I = \frac{U}{R} \left(1 - \frac{T}{2CR} \right)$$

La tension développée aux bornes de R varie de U à $U \left(1 - \frac{T}{2CR} \right)$. L'approximation effectuée précédemment, revient à admettre que l'intensité de charge est décroissante *linéairement*. Cette hypothèse est pleinement justifiée pour les cas qui nous intéressent.

La tension variant de U à $U \left(1 - \frac{T}{2CR} \right)$, on peut appeler sU, la différence entre ces deux tensions extrêmes. Le coefficient s caractérise la pente de la variation. Il est des plus faciles de le mesurer sur un oscillogramme (fig. 3).

Le coefficient s est donné par l'expression :

$$s = \frac{T}{2CR}$$

En faisant intervenir la pulsation dite « quadrantale »

$$\omega_0 = 2 \pi F_0 = \frac{1}{RC} \text{ il vient :}$$

$$s = \frac{\pi F_0}{F}$$

L'abaque A donne s en fonction de F₀ et de F.

Si le déphasage Φ correspondant est faible, la formule peut être mise sous la forme suivante :

$$s = \pi \cdot \Phi \text{ (}\Phi \text{ exprimé en radians),}$$

ou encore

$$s = \frac{\Phi}{18} \text{ (}\Phi \text{ exprimé en degrés).}$$

Calculons par exemple la valeur de la capacité de liaison qui avec une résistance de 1 MΩ, transmet un signal rectangulaire de 50 c/s avec un coefficient s inférieur à 2,5 %.

La résolution de l'équation $s = \pi \frac{F_0}{F}$ par l'abaque A, indique F₀ = 0,4 c/s.

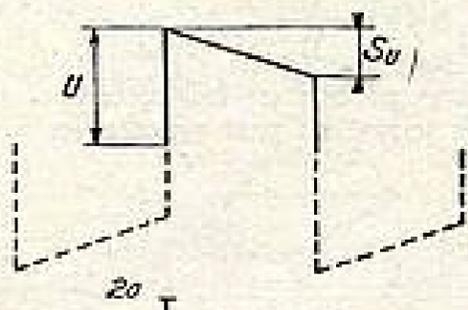
Comment trouver la valeur de la capacité ?

Il suffit de se reporter à l'abaque B qui satisfait la relation

$$2 \pi RC F_0 = 1$$

Avec R = 1 MΩ, F₀ = 0,4 c/s, il vient C = 0,4 μF. C'est là une valeur notable et une telle valeur de capacité est difficilement conciliable avec une résistance de

ABAQUE A : $S = \frac{\pi F_0}{F}$

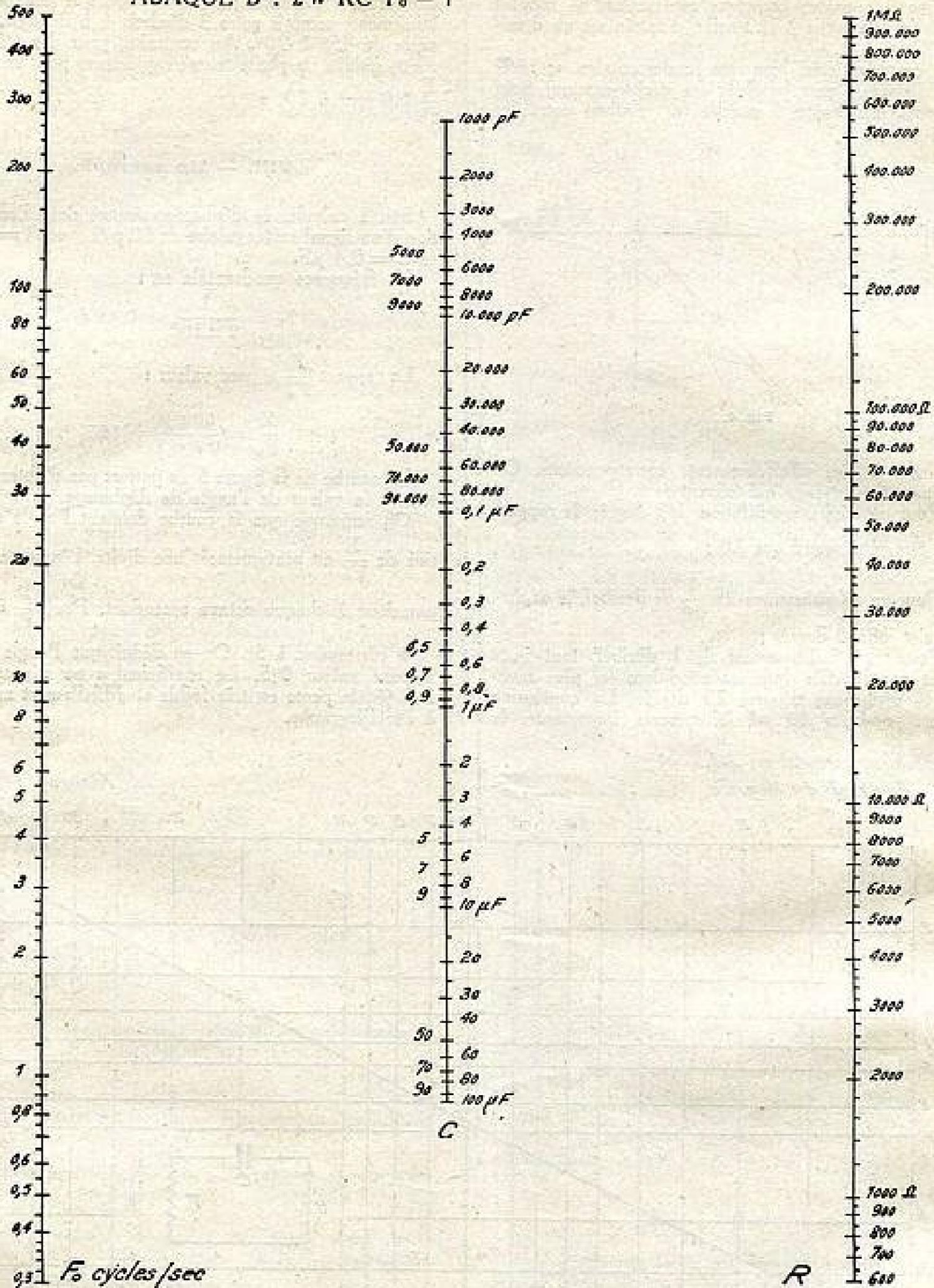


fuite très élevée, pour des questions d'isolement. De plus, son volume étant imposant, la capacité qu'elle présente par rapport à la masse n'est pas négligeable... Et il est fort probable, qu'une bonne transmission des fréquences basses, réduit l'amplification des fréquences supérieures.

VII. — Affaiblissement et déphasage d'une cellule simple

En basse fréquence, l'étude d'une cellule formée d'une résistance R et d'une capacité C se résume à préciser trois points :

ABaque B : $2\pi RC F_0 = 1$



a) Pour la fréquence $F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ dite fréquence quadrantale, l'affaiblissement est de 3 décibels et le déphasage de 45° ;
 b) La courbe d'affaiblissement est asymptotique à

une droite dont la pente est de 6 décibels par octave, lorsqu'on utilise des échelles logarithmiques (fig. 4) ;
 c) La droite passe par le point $F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. Dans certaines circonstances, il est bon de se souvenir que le

diagramme du nombre complexe représentant le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée est un demi-cercle.

Mais ces propriétés, bien que fondamentales, se révèlent insuffisantes, pour aborder les problèmes qui nous préoccupent. La figure 5 précise les relations entre les

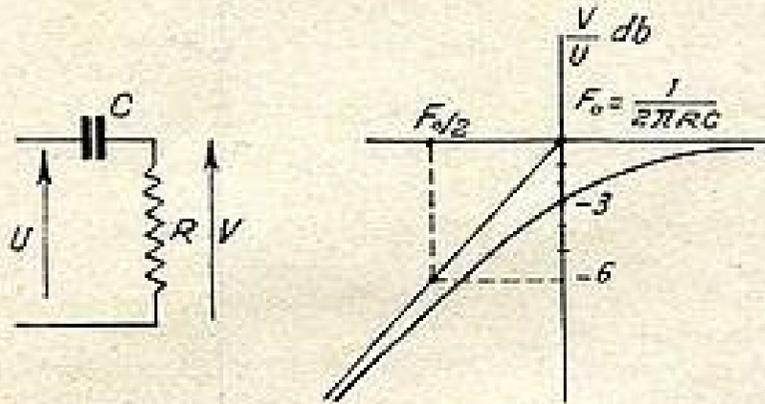


FIG. 4.

petits angles et les affaiblissements correspondants. On peut remarquer les faits qui suivent :

- a) Pour un déphasage inférieur à 3 degrés, le rapport $\frac{F}{F_0}$ doit être plus grand que 20 ;
- b) Pour un affaiblissement de $\frac{1}{10}$ de décibel, le déphasage atteint déjà 8 degrés ;
- c) Pour un affaiblissement de 1 décibel, tout juste repérable par l'oreille dans les conditions les plus favorables, le déphasage dépasse 25 degrés. La conclusion s'impose : « Pour les affaiblissements importants, le

déphasage varie assez peu. C'est ainsi que pour les affaiblissements compris entre 3 décibels et n décibels, l'angle varie de 45° à 90°. Au contraire, pour des affaiblissements réduits, la phase tourne rapidement pour un rapport $\frac{F}{F_0}$ inférieur à 20. »

VIII. — Un exemple

Soit à calculer le déphasage amené dans l'amplification d'un signal rectangulaire de 50 p/s avec $R = 1 \text{ M}\Omega$ et $C = 0,4 \mu\text{F}$.

La fréquence quadrantale est :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 0,4 \text{ c/s}$$

Le rapport $\frac{F}{F_0}$ a pour valeur :

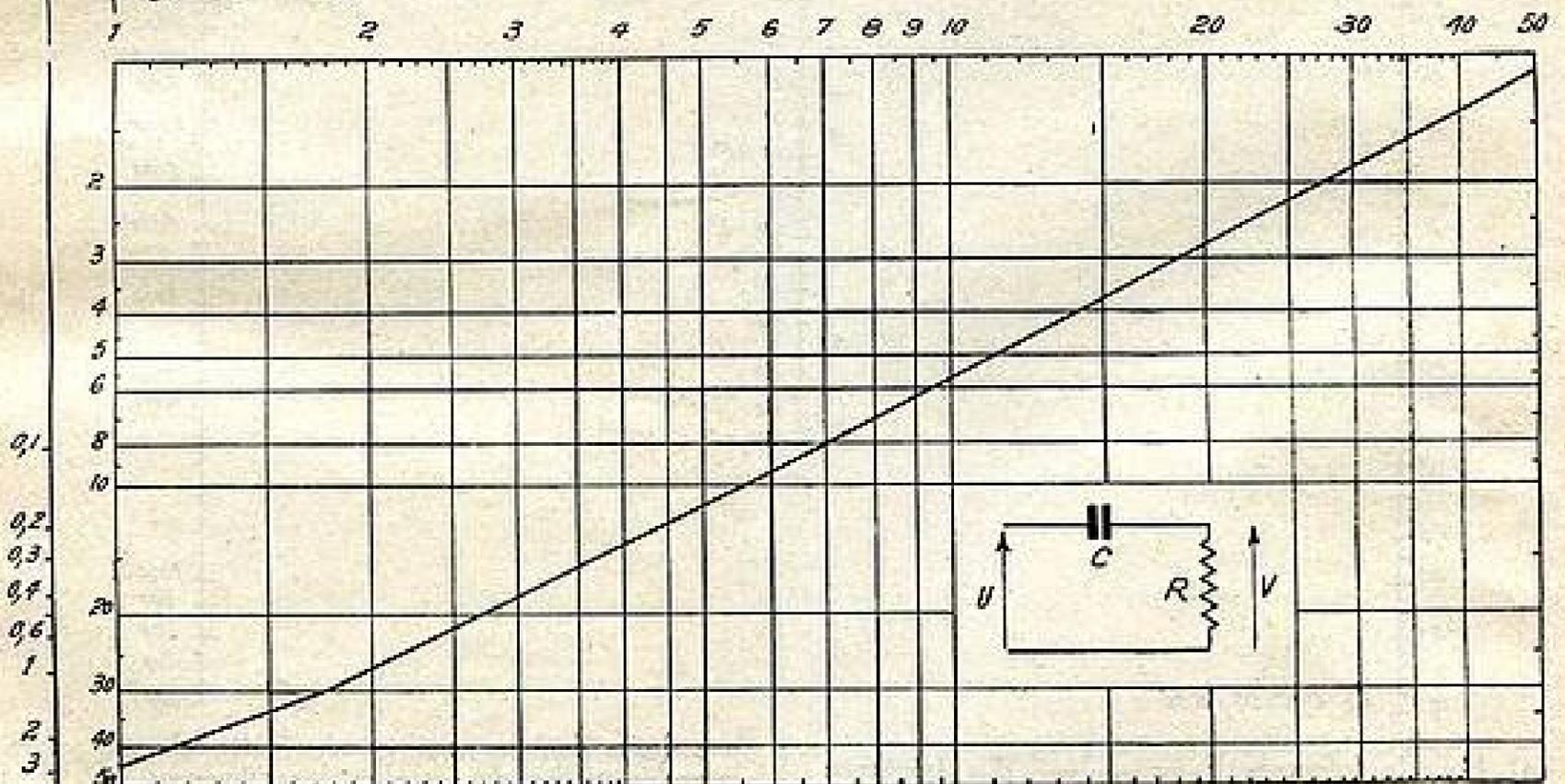
$$\frac{F}{F_0} = \frac{50 \text{ c/s}}{0,4 \text{ c/s}} = 125$$

La courbe de la figure 5 ne permet pas d'obtenir directement la valeur de l'angle de déphasage.

On remarque que la courbe donnant l'angle en fonction de $\frac{F}{F_0}$ est pratiquement une droite. L'angle est divisé par deux à chaque octave ascendant. Pour $\frac{F}{F_0} = 12,5$

correspond à 5°. On en déduit que l'angle cherché a pour valeur 0°5. Le coefficient s ne dépassant pas 2,5 %, la pente est très faible et difficilement mesurable à l'oscillographe.

Affaiblissements en Db.
Angle ϕ en degrés



$$\left| \frac{U}{V} \right| = \sqrt{1 + \left(\frac{F_0}{F} \right)^2} \quad \text{Lang. } \phi = -\frac{F_0}{F} \quad \text{avec } F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

FIG. 5.

IX. — Cas de plusieurs cellules

Après avoir étudié le comportement d'une cellule passe-haut, il est logique de déduire l'effet dû à l'action combinée de plusieurs d'entre elles.

Pour une cellule unique (fig. 5), la formule exprimant le rapport $\frac{U}{V}$ peut être mise sous la forme :

$$\frac{U}{V} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_0}{F}\right)^2}$$

avec $F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ et $\text{tg } \Phi = -\frac{F_0}{F}$.

Ouvrons ici une parenthèse pour indiquer une forme trigonométrique du rapport de tensions. C'est :

$$\frac{V}{U} = \cos. \varphi.$$

Au signe près, le coefficient s peut être mis sous la forme suivante :

$$s = \pi \text{tg } \Phi$$

Si Φ est très petit, un théorème permet de confondre la tangente et l'angle exprimé en radians. Nous avons déjà donné la formule :

$$s = \pi \cdot \Phi$$

Si l'amplificateur possède plusieurs cellules, il suffit d'additionner les angles ou leurs tangentes.

$$s = \pi (\Phi_1 + \Phi_2 + \dots)$$

ou encore :

$$s = \frac{\pi F'_0}{F}$$

avec

$$F'_0 = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \dots$$

Si les fréquences quadrantaes sont identiques :

$$s = \pi \frac{n F_0}{F} \quad \text{avec} \quad F_0 = \frac{1}{RC}$$

La pente est multipliée par n , pour n cellules à produit RC constant.

X. — Compensation de l'effet du condensateur de liaison

Le circuit de compensation doit annuler l'affaiblissement et le déphasage. La figure 6 montre une cellule de compensation constituée par R'_c et C_c .

La distorsion sera supprimée si le rapport $\frac{V}{V_g}$ est indépendant de la fréquence.

Soit V_0 la tension alternative développée entre anode et masse et V la tension de sortie. Si R_c est faible vis-à-vis de R , le calcul donne :

$$\frac{S R_c V_g}{V_0} = \frac{\frac{R_c}{R'_c} + j R_c C_c \omega}{1 + \frac{R_c}{R'_c} + j R_c C_c \omega}$$

et :

$$\frac{V_0}{V} = 1 + j \frac{F_0}{F}$$

avec

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Posons :

$$RC = R_c C_c$$

Il vient :

$$\frac{S R_c V_g}{V} = \frac{\frac{R_c}{R'_c} + j \frac{F}{F_0}}{1 + \frac{R_c}{R'_c} + j \frac{F}{F_0}} \left(1 + j \frac{F_0}{F}\right)$$

Cette expression tend vers l'unité lorsque R'_c est plus grand que R_c .

L'égalité des constantes de temps s'obtient sans difficultés. La condition relative à R'_c est impérative. La valeur limite dépend de la chute de tension que l'on peut sacrifier. Il est toutefois impossible de la rendre infinie et il subsiste toujours un certain déphasage.

L'alimentation du tube par une autre résistance R_p n'améliore pas les conditions, puisque le générateur doit être à courant constant (fig. 6). On a aussi proposé de

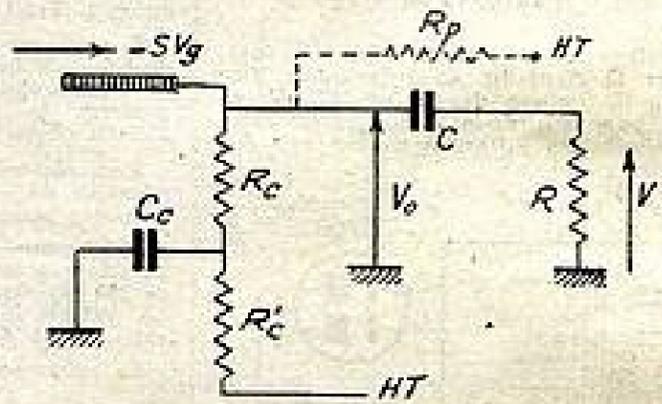


FIG. 6.

placer une résistance en parallèle sur C . Le circuit peut alors être intégralement corrigé... Mais si l'on veut éliminer la composante continue, il faut placer un nouveau condensateur en série, de très forte valeur. Il est plus simple et plus rationnel d'augmenter la valeur de C .

Les considérations précédentes font entrevoir les difficultés de la compensation du circuit de liaison. Cela explique qu'on préfère supprimer le mal, en éliminant le condensateur, lorsque la conception du schéma le permet.

XI. — Un exemple

Soit à calculer le circuit de compensation pour : $R = 1 \text{ M}\Omega$, $R_c = 2.000 \Omega$, $C = 0,1 \mu\text{F}$.

Le segment rectangulaire a une fréquence fondamentale de 50 c/s et doit être très peu déformé.

Calculons le coefficient s obtenu sans compensation. Avec une résistance R de $1 \text{ M}\Omega$, un condensateur C de $0,1 \mu\text{F}$, la fréquence F_0 est de $1,4 \text{ c/s}$.

ABAQUE D'ÉTUDE DES CIRCUITS DE COMPENSATION

Adaptation de l'article de Charles P. BOEGLI, paru dans Electronics d'avril 1950, p. 114. Mc Graw-Hill, éditeurs, New-York.

par P.-A. BOURSULT, ing I. E. G.

Cet abaque permet de déterminer l'affaiblissement ou le renforcement des basses ou des aiguës obtenu grâce à l'emploi en basse fréquence de deux types de circuit de compensation à résistance-capacité. Les courbes tirées de cet abaque sont conformes à celles laborieusement calculées point par point.

Les exemples donnés ci-dessous indiquent l'emploi de cet abaque dans quatre cas différents. Toutes les caractéristiques dépendent de la grandeur « a » qui précise la position de la prise intermédiaire de résistance ainsi que le montrent les figures 1 et 2.

1^{er} exemple : Un circuit de compensation doit amener un affaiblissement des aiguës de 3 db par octave à partir de 1.000 c/s, la résistance de la source étant de 33.000 ohms.

Solution : L'abaque montre que, pour 3 db par octave, $a = 0,33$. Puisque $R(1 - a) = 33.000$ ohms, $R = 49.300$ ohms. L'abaque indique également que pour cette même valeur de « a », $f_1'/f_1 = 1,72$, ce qui donne $f_1' = 1.720$ c/s. Puisqu'à cette fréquence

$$X_c = 49.300 \text{ ohms}, C = \frac{10^{12}}{2 \pi R f_1'} = 1.900 \text{ pF.}$$

L'abaque indiquant que $f_1/f_2 = 0,111$, il en résulte que le point de transition à fréquence élevée se trouve à $1.000/0,111 = 9.000$ c/s, le niveau étant alors de 9,6 db au-dessous du niveau à fréquence basse ($9.000/1.000 = 9 = 2^{3,2}$, soit 3,2 octaves à 3 db d'affaiblissement par octave).

2^e exemple : Trouver les caractéristiques de fonctionnement d'un circuit de compensation constitué par une résistance série de 48.000 ohms suivi d'une cellule de 18.000 ohms en parallèle avec une capacité de 1.000 pF.

Solution : La résistance totale est de 66.000 ohms ; à

$$f_1', X_c = 66.000 \text{ ohms, or } f_1' = \frac{10^9}{2 \pi \cdot 66.000} = 2.400 \text{ c/s.}$$

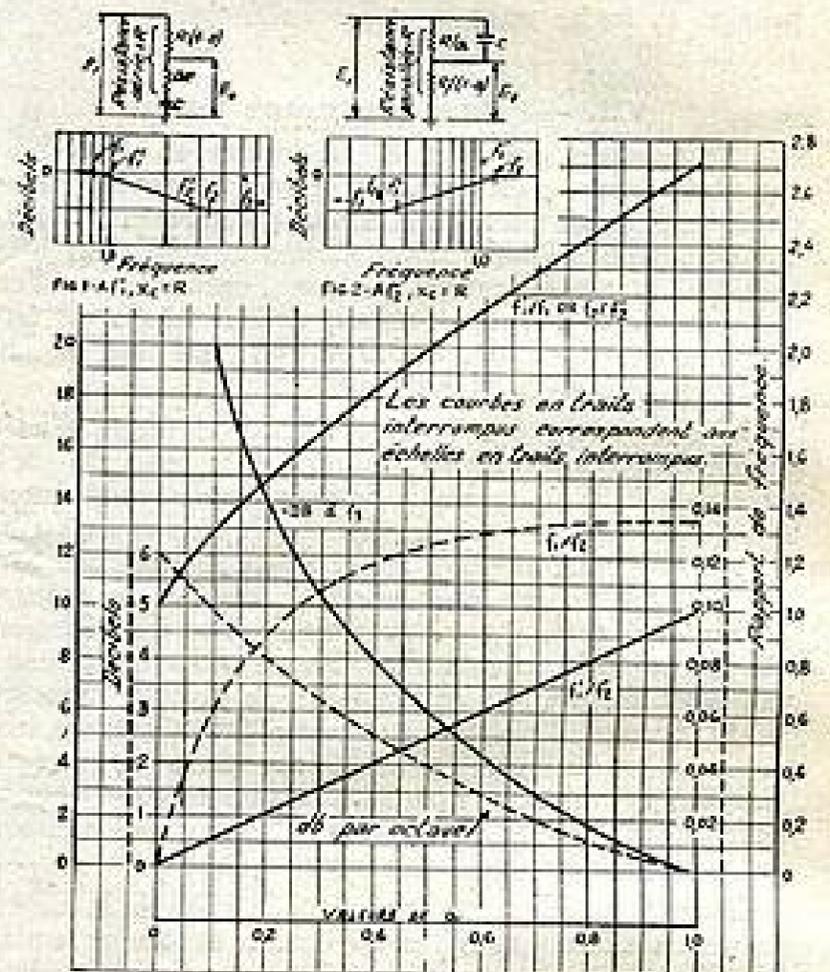
Pour $a = 18.000/66.000 = 0,273$, l'abaque indique un affaiblissement des aiguës de 3,4 db par octave et un rapport $f_1'/f_1 = 1,63$. Il en résulte que $f_1 = 2.400/1,63 = 1.470$ c/s. L'abaque indique également que $f_1/f_2 = 0,103$, d'où la fréquence du point de transition à fréquence élevée : $f_2 = 1.470/0,103 = 14.260$ c/s, l'affaiblissement étant alors de 11 db au-dessous du niveau à fréquence basse ($14.260/1.470 = 2^{3,36}$, soit 3,26 octaves à 3,4 db d'affaiblissement par octave).

3^e exemple : Trouver les caractéristiques de fonctionnement d'un circuit de compensation pour renforcement des aiguës de 4 db par octave depuis 5.000 c/s, terminé par une résistance grille de 100.000 ohms.

Solution : L'abaque indique que pour 4 db par octave, $a = 0,20$, d'où $R = 100.000(1 - a) = 80.000$ et $R/a = 400.000$ ohms. On lit sur l'abaque $f_1'/f_1 = 1,49$, d'où $f_1' = 5.000 \cdot 1,49 = 7.450$ c/s et $f_1'/f_2' = 0,20$, d'où $f_2' = 7.450/0,20 = 37.250$ c/s, la réactance de C à 37.250 c/s étant de 80.000 ohms.

$$C = \frac{10^{12}}{2 \pi \cdot 400.000 \cdot 7.450} = 53 \text{ pF.}$$

4^e exemple : Quelles sont les caractéristiques de fonctionnement d'un circuit de compensation constitué par l'impédance d'une capacité de 250 pF en parallèle avec une résistance de 1,5 mégohm, suivie d'une résistance shunt de 222.000 ohms. Ce circuit de compensation a été recommandé pour emploi avec les pick-up piézoélectriques destinés aux disques à vitesse constante.



Solution : La résistance résultante est de 193.000 ohms, f_2' est alors de 3.300 c/s. Puisque $193.000/(1 - a) = 222.000$ ohms, $a = 0,13$. L'abaque indique alors un renforcement de 4,7 db par octave et $f_1'/f_2' = 0,14$, d'où $f_1' = 3.300 \cdot 0,14 = 462$ c/s. On en tire de même $f_1'/f_1 = 1,36$, d'où $f_1 = 462/1,36 = 340$ c/s. L'affaiblissement aux fréquences basses est alors de 4,65 db par octave, soit au total 17,1 db ($f_1/f_2 = 0,072$, d'où $f_2 = 340/0,072 = 4.720$ c/s, $4.720/340 = 2^{3,80}$, soit 3,69 octaves à 4,65 db par octave).

L'affaiblissement par octave diminuant, la bande de fréquences pour laquelle le circuit de compensation est efficace devient plus étroite.

P.-A. BOURSULT.

ETAGE SEPARATEUR - BASE DE TEMPS - ALIMENTATION DE NOTRE TELEVISEUR X. P. R. 819

Récepteur de Télévision à 819 lignes utilisant un tube statique de 18 cm.

(procédé simple pour téléspectateurs de la zone Nord et la Belgique)

par Pierre ROQUES, ing.

chef de la Rubrique « TÉLÉVISION et ONDES MÉTRIQUES » de la T. S. F. pour Tous

VI. — Séparation

Le schéma en est très classique (séparation par détection grille). La lampe employée est une penthode à pente fixe EF40. Sur sa plaque on recueille des impulsions négatives qui sont appliquées, d'une part, à la base de temps ligne à travers un système à dérivation et, d'autre part, à la base de temps image à travers un système à intégration.

Ce procédé n'assure pas un interlignage rigoureux, mais même en admettant, au pire, un manque complet d'interlignage, la trame serait à peine visible sur un tube de 18 cm.

VII. — Base de temps ligne

Une double triode ECC40 est montée en multivibrateur. La fréquence est réglée au moyen du potentiomètre de 250 K Ω . Les dents de scie sont prélevées sur la plaque de la triode inférieure du schéma et appliquées à la plaque X du tube cathodique par l'intermédiaire d'un condensateur de 5.000 picofarads dont la tension de service doit être de 2.500 à 3.000 volts, soit une tension d'essai de l'ordre de 9.000 volts.

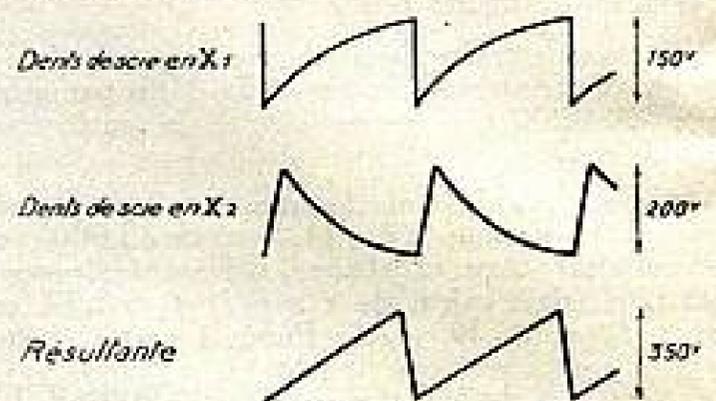
On remarquera que le condensateur classique d'intégration (aux bornes duquel se forment les dents de scie) est remplacé par un ensemble de deux condensateurs montés en série. Ceci constitue un diviseur de tension capacitif. On recueille ainsi au point milieu de ce diviseur une tension en dents de scie dont la valeur dépend du rapport des capacités employées. Nous verrons, lors des réglages, comment ajuster cette tension. Remarquons au passage qu'il n'est pas possible de remplacer le diviseur capacitif par un diviseur à résistance, à cause des fréquences très élevées mises en jeu. En effet, des dents de scie à 20.000 pps environ comportent des harmoniques jusqu'à plusieurs centaines de kilocycles qu'il ne faut pas affaiblir sous peine de distorsions importantes.

Ces dents de scie sont appliquées à la grille de la EF41 (montée en triode) qui agit en déphaseuse et attaque la plaque X'. Mais ici, contrairement à ce que l'on fait généralement en basse fréquence (par exemple, attaque d'un push-pull), la tension à la sortie de la déphaseuse est beaucoup plus grande que celle qui attaque la plaque X. Ceci n'est pas gênant, puisque le tube est corrigé contre le trapèze et pourrait même, à la rigueur, être attaqué en dissymétrique. Par contre, notre système présente les avantages suivants :

1° Les dents de scie en X peuvent avoir une amplitude relativement faible (150 volts environ), ce qui représente un peu moins de la moitié de la tension de charge (350 volts). La distorsion est assez grande, mais non prohibitive, et peut être corrigée, ce qui constitue le deuxième avantage.

2° On prélève le quart de cette tension, soit environ 35 volts, au moyen du diviseur de tension et on l'applique à l'EF41. Les conditions de fonctionnement de celle-ci amènent une distorsion considérable, mais dans un sens

tel que la distorsion des dents de scie appliquées à l'entrée est non seulement annulée, mais inversée (figure 1). Par un réglage judicieux des éléments, ainsi que nous le verrons plus loin, on arrive à obtenir ainsi, par la combinaison de deux dents de scie fortement déformées, un balayage parfaitement linéaire.



La tension en X' atteint 200 volts, ce qui fait 350 volts entre X et X'. La sensibilité du tube, avec 2.000 volts de tension de deuxième anode, étant de 0,45 mm. par volt, nous obtenons un balayage de :

$$350 \times 0,45 = 160 \text{ mm. environ.}$$

ce qui est largement suffisant.

VIII. — Balayage image

Le principe de fonctionnement est exactement le même. Seules diffèrent les valeurs et le diviseur de tension qui peut ici être à résistance, ce qui facilite les réglages. La tension en Y atteint ici 100 volts et celle en Y' 160 volts, soit en tout 260 volts. Ceci nous donne un balayage de :

$$260 \times 0,45 = 120 \text{ mm. environ.}$$

Le format de l'image sera ainsi de 16×12 , soit le rapport convenable de $3/4$. L'image débordera un peu dans les angles, car cela correspond à une diagonale de 20 cm. au lieu de 18, mais il y a avantage à agrandir un peu l'image. Les Américains vont même actuellement jusqu'à balayer entièrement le tube (rectangle circonscrit) et appellent cela le « Giant Circle ».

IX. — Alimentation

1° Moyenne tension (350 volts).

Le transformateur a les caractéristiques suivantes :

Primaire : 110-130-220-250 volts.

Secondaire 1 : 6,3 volts - 8 ampères.

Secondaire 2 : 2×370 volts - 200 mA.

Secondaire 3 : 5 volts - 4 ampères.

Nous utilisons deux valves à chauffage indirect (5Y3GB) en parallèle de préférence à une 5Z3, de manière à éviter les surtensions au démarrage.

Une résistance réglable insérée dans le retour nous procure la tension de polarisation nécessaire à l'amplification vidéo-fréquence.

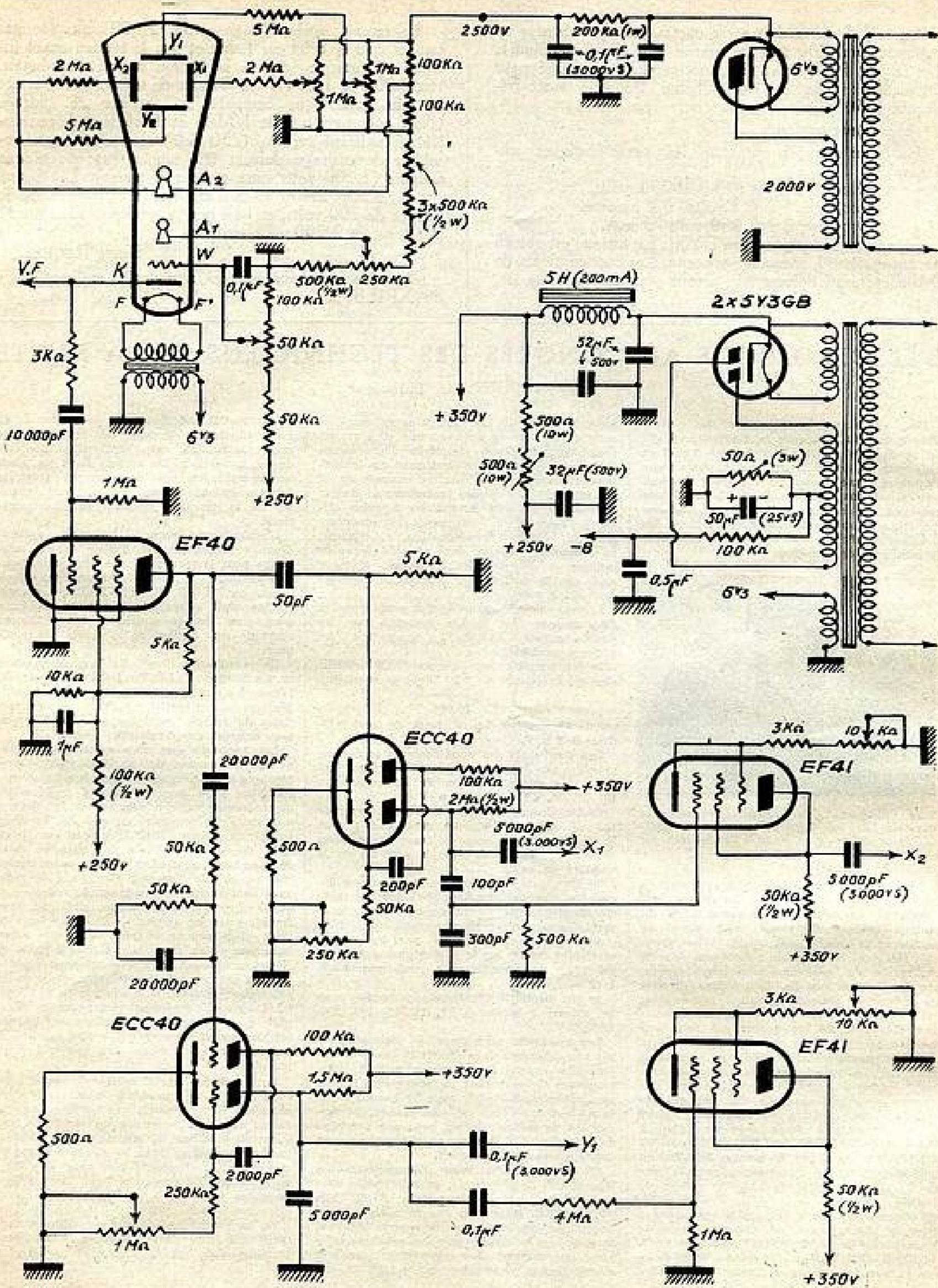


FIG. 2.

La self de filtre doit avoir une valeur de 5 henrys au minimum sous 200 mA (résistance 150 ohms maximum). Un second filtrage par résistance-capacité est utilisé pour l'alimentation de la partie haute fréquence-vidéo-fréquence (250 volts).

2° Très haute tension.

Le transformateur présente les caractéristiques suivantes :

- Primaire : 110-130-220-250 volts.
- Secondaire 1 : 6,3 volts - 0,2 ampère.
- Secondaire 2 : 2.000 volts - 5 mA.

La valve employée est une EY51. Le filtrage est obtenu par un système à résistance-capacité. Les condensateurs de 0,1 microfarad doivent être prévus pour 3.000 volts service.

La tension après filtrage atteint 2.500 volts (ne pas oublier que le débit est faible et que la tension avant filtrage est presque égale à la tension de crête appliquée, soit $2.000 \times 1,414$). Le diviseur de tension qui alimente le tube cathodique comporte un système de cadrage (deux potentiomètres de 1 M Ω) et un réglage de concentration agissant sur A₁ (250 K Ω). Les deux potentiomètres de cadrage doivent être montés sur une plaque isolante (2.500 volts entre curseur et masse). La tension sur A₂ atteint 2.400 volts. Celle sur la cathode étant de l'ordre de 200 volts, on voit que la tension réelle entre K et A₂ est de 2.200 volts environ.

Pierre ROQUES.

Dans le prochain numéro : réglages et installation du XPR 819.

L'ÉLECTRONIQUE AU CONGRÈS DES TECHNICIENS DE LA SANTÉ

par M. DOURIAU, ingénieur

Un important congrès-exposition vient d'avoir lieu au Palais de la Mutualité. Il eût un succès très mérité, le Président Auriole et différents ministres firent aux organisateurs l'honneur d'une visite. Ce congrès s'adressait aux techniciens de la santé, c'est-à-dire à tous ceux qui, par l'application des techniques modernes, contribuent à faciliter la tâche des docteurs et infirmières et apporter aux malades le maximum de bien-être.



Le Président Auriole s'entretient avec le directeur de la C.I.F.T. (Fondation PHILIPS) au cours de sa visite à l'exposition des techniciens de la santé.

Pour équiper les hôpitaux de conceptions très modernes dont les maquettes étaient présentées par des architectes de grand talent, du matériel médical et sanitaire était exposé. Sa variété et sa qualité indiquaient l'effort français fait dans ce domaine, notamment dans la réalisation des poumons artificiels, aérosols, etc. Les applications de l'électronique, directes ou indirectes, étaient largement représentées et il nous a semblé intéressant de signaler aux Electroniciens cet apport qui peut leur fournir des débouchés nouveaux.

Le Microscope Electronique qui avait sa place tout indiquée à cette exposition n'y figurait malheureusement qu'en images. Par contre, plusieurs appareils de radiographie étaient visibles : citons les équipements pour la radiographie à haute fréquence (120 à 130 kw) de l'AMERICAN X-RAY TRADING COMPANY et, parmi la gamme Métalix, un modèle portatif de diagnostic offrant la possibilité d'un examen dans le lit même du malade.

Comme application des ondes très courtes pour la thérapie par la chaleur, citons le Microtherme de la RAYTHEON MANUFACTURING COMPANY. L'émission était faite sur 12,2 cm. de longueur d'onde, celle-ci per-

mettant d'obtenir une température sensiblement égale, tout en assurant une plus grande absorption, condition essentielle d'une bonne thérapie et évitant également un échauffement excessif de la surface cutanée et de la graisse. Les ondes entretenues étaient engendrées par un magnétron à seize circuits, l'appareil ne comportait ni condensateur, ni bobine d'auto-induction, ni éclateur, ni tampon de plaque ; donc plus de risque de brûlure et de décharge électrique, d'autant plus que le patient est totalement indépendant du circuit.

L'électroencéphalographie fait aussi appel à l'électronique. Le modèle présenté par les Etablissements JABELOT comportait les organes suivants :

1° Six amplificateurs à entrée différentielle absolue, inférieure à 1 dont la sensibilité

10.000

est de 10-mA par 5 μ V, bruit de fond inférieur à 2 μ V.

Les sensibilités des amplificateurs sont commandées par des commutateurs et peuvent être pour une même déflexion de l'inscripteur : 10, 25, 50, 100, 200, 500 μ V.

2° Un électrofluoroscope à ruban, commandé par un moteur électrique synchrone permet la visibilité instantanée du tracé avant toute inscription, facilitant ainsi le contrôle de la stabilité du sujet.

3° Une boîte à lumière contenant six oscillographes. Ces oscillographes projettent les spots simultanément sur le ruban phosphorescent et sur la caméra d'enregistrement.

4° Un chronographe, mû par un moteur synchrone inscrit sur le papier photographique les 1/50^e de seconde avec renforcement du 1/10.

5° Un dispositif d'étalonnage est prévu pour les valeurs suivantes : 10, 25, 50, 100, 200, 1.000 μ V.

Les appareils permettant de déterminer le pH par différence de conductivité des solutions, sont bien connus des chimistes, mais les électromètres Coleman pour la mesure du pH sont particulièrement étudiés pour les besoins médicaux, leur exactitude est très grande, ils permettent de mesurer le pH avec une précision de 0,02 unité pH. A noter aussi à ce stand, un spectrophotomètre universel.

Citons également pour l'équipement des laboratoires de pharmacie, un colorimètre photoélectrique des Etablissements ELECTRO-SYNTHESE. Rappelons que la méthode colorimétrique est basée sur la mesure de l'absorption de la lumière par les solutions colorées que donnent des corps chimiques très divers (sucre, vitamines) au contact de cer-

tains réactifs spécifiques. La connaissance de cette absorption permet de déterminer la concentration du corps recherché. L'intérêt de cet appareil réside surtout dans ses tables précalibrées qui comprennent plusieurs échelles étalonnées pour les analyses courantes de la pratique médicale et pharmaceutique.

L'action des courants galvano, galvano-faradique et faradique est utilisée depuis longtemps pour le traitement des névralgies, troubles circulatoires, atrophie musculaire, arthritisme, etc. ELECTRO-SYNTHESE exposait un appareil offrant la possibilité d'obtenir avec une grande précision ces différents courants au moyen de procédés électroniques.

Une application directe de l'oscillographe est le Cardiobloc GALLUS. Dans cet appareil, l'écran d'un tube cathodique reproduit les différences de potentiel résultant de contractions du muscle cardiaque : les oscillogrammes assurent des diagnostics précis.

Les appareils que nous avons décrits jusqu'ici sont surtout des applications de l'électronique à la thérapie, mais cette science contribue aussi, avec l'électricité, au bien-être du malade et, par son influence sur lui, devient une auxiliaire précieuse du médecin. Pour en fournir la preuve, PHILIPS avait eu l'originale idée de reconstituer une chambre dotée du maximum de confort et d'un cadre agréable. Le malade disposait d'un poste de radio avec haut-parleur ou écouteur d'oreiller — ce dernier permet d'excellentes auditions sans trouble pour les voisins — d'un téléviseur de table placé sur un support orientable prévu pour une vision sans fatigue. Sur la table de chevet se trouvait un Philipsphone avec lequel il pouvait entrer en liaison téléphonique avec les principaux services de la clinique ou de l'hôpital. On pouvait également remarquer un Infra-phil, pour traitement thermique par rayons infrarouges et un appareil contre la surdité, susceptible aussi d'apporter leur aide aux malades.

Le Président Auriole a été vivement intéressé par le très moderne éclairage de cette chambre. Il comprenait une veilleuse au ras du sol avec une lampe fluorescente de 60 cm., encastrée à la base du mur et dont la consommation ne dépassait pas 16 w. ; une lampe de chevet ; un projecteur à pied pour les soins ; un éclairage Flisorex au plafond (lampes fluorescentes dans un luminaire à grilles anti-éblouissantes).

En bref, cette intéressante exposition démontrait bien toute l'importance prise par l'électronique dans la technique hospitalière et sanitaire.

M. Douriau.

Une antenne T. H. F. pour Télévision

M. CARLE PERREZ, à Fleurus (Belgique), a écrit à notre collaborateur Jacques LIGNON au sujet de son article sur les antennes très hautes fréquences pour Télévision (1) :

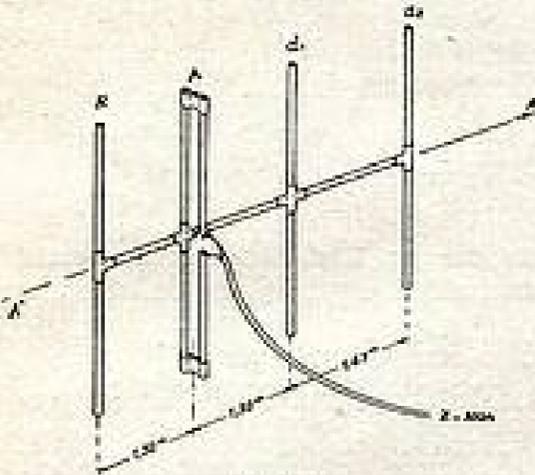


FIG. 1

Je me permets de vous soumettre la réalisation de l'antenne que je pense construire (fig. 1).

1° Que pensez-vous de cette antenne au point de vue largeur de bande passante ?

2° Peut-on admettre une descente de 25 mètres, de 300 ohms d'impédance ? Les pertes seront-elles grandes ?

3° Un préamplificateur à grille à la masse, tel que celui décrit p. 371 fig. 11 du n° 253, ne peut-il être placé dans l'antenne avec descente en coaxial de 72 ohms d'impédance ? Cette descente ne peut-elle pas partir d'un pont branché dans la cathode de la 3^e lampe du schéma figure 11 ?

4° Quel doit être le nombre de tours des bobinages L1, L2, L3, de façon à obtenir une bonne adaptation ?

REPONSE

Questions N° 1, 6, 7 : Je me permets de vous dire franchement que je ne suis pas d'accord pour l'antenne que vous me proposez. Les éléments directeurs sont beaucoup trop écartés pour donner un net avantage de gain. Vous en avez tous les inconvénients sans en avoir les avantages. De plus il n'est pas indiqué de mettre le dipôle replié à la masse. Enfin l'introduction d'un réflecteur et de deux directeurs réduit considérablement la résistance de rayonnement, et l'impédance de sortie de votre réseau d'antenne n'est plus 300 ohms, mais une valeur bien inférieure qui dépend de l'écartement des éléments.

Vous trouverez figure 2 le schéma que je vous propose.

Longueur du réflecteur : 3,43 m.

Longueur du dipôle replié : 3,27 m.

Longueur des directeurs : 3,12 m.

Ouverture du dipôle replié (entre axes des tubes de cuivre) : 45 mm.

Écartement des éléments (entre axes) : réflecteur-dipôle : 980 mm, Dipôle-1^{er} Directeur : 655 mm, 1^{er} Direct., 2^e Direct. : 655 mm.

Diamètre des tubes : 12 à 20 mm, pour le réflecteur et les directeurs (cuivre rouge), 10 mm, environ pour le dipôle.

Les tubes doivent être en cuivre rouge, car la résistance de rayonnement diminuant, il faut réduire le plus possible la résistance ohmique de l'antenne (y compris ses éléments parasites) pour que le rendement reste bon.

Faites passer le coaxial par le centre du tube horizontal, cela évitera de perturber le champ électrique au niveau du dipôle. Et la sortie n'est pas aussi acrobatique qu'elle peut le paraître au premier abord.

Fendez assez largement votre tube de cuivre pour la sortie des deux conducteurs et isolez avec une cale ou une bague de polystyrène. Effilez la tresse extérieure du câble coaxial (voir dessin) pour la raccorder à l'autre extrémité du dipôle replié.

facilement vous permettre une descente de 25 m, avec ce feeder coaxial : l'atténuation sera faible et surtout vous ne ramasserez pas de parasites en route. L'atténuation sera de l'ordre de 1,5 db pour un câble standard de 6 à 8 mm, de diamètre extérieur environ.

Question N° 3 et 4 : Plus besoin de préampli dans l'antenne. Le préampli sera dans le poste lui-même. Vous avez tout intérêt à débiter par le préampli de la page 371 (montage dit « cascade ») qui présente le gain d'une pentode avec le souffle d'une triode. Les valeurs que vous me demandez sont les suivantes pour des 6AK5 montées en triode. Deux cas possibles :

a) Vous vous servez simplement des capacités d'entrée et de sortie des lampes et des capacités introduites par le câblage.

Prenez alors pour L2 un mandrin (troytal ou plexiglas) $\phi = 14$ mm., bobinez 8 spires en fil de 5/10 sur une longueur de 20 mm.

Pour L1, 2, 5 à 3 spires du même fil bobinées entre les spires de L2 du côté de la masse (ce qui ramène sur la grille une impédance à 1.000 ohms pour obtenir la bande passante convenable).

Pour L3, 7 spires de fil de 5/10 sur mandrin de $\phi = 14$ mm. sur une longueur de 14 mm.

b) Pour augmenter la stabilité du montage vous ajoutez une capacité fixe en parallèle sur les selfs. Prenez alors les valeurs suivantes : L2 : $\phi = 14$; L = 16 mm. ; N = 6 tours en fil 5/10.

L1 : 2 tours bobinés entre les spires de L2 du côté masse. Capacité en parallèle sur L2 : 20 μ F.

L3 : $\phi = 14$; L = 14 mm. ; N = 5 tours en fil 5/10.

C en parallèle sur L3 = 15 μ F.

C'est cette deuxième solution (capacités en parallèle) que je vous conseille, pour la grande stabilité qu'elle apporte.

Question n° 5 : Montez ensuite deux ou trois HF (6F 42) en ampli direct, selon l'amplitude du signal à l'entrée ; inutile de changer de fréquence, vous pouvez parfaitement

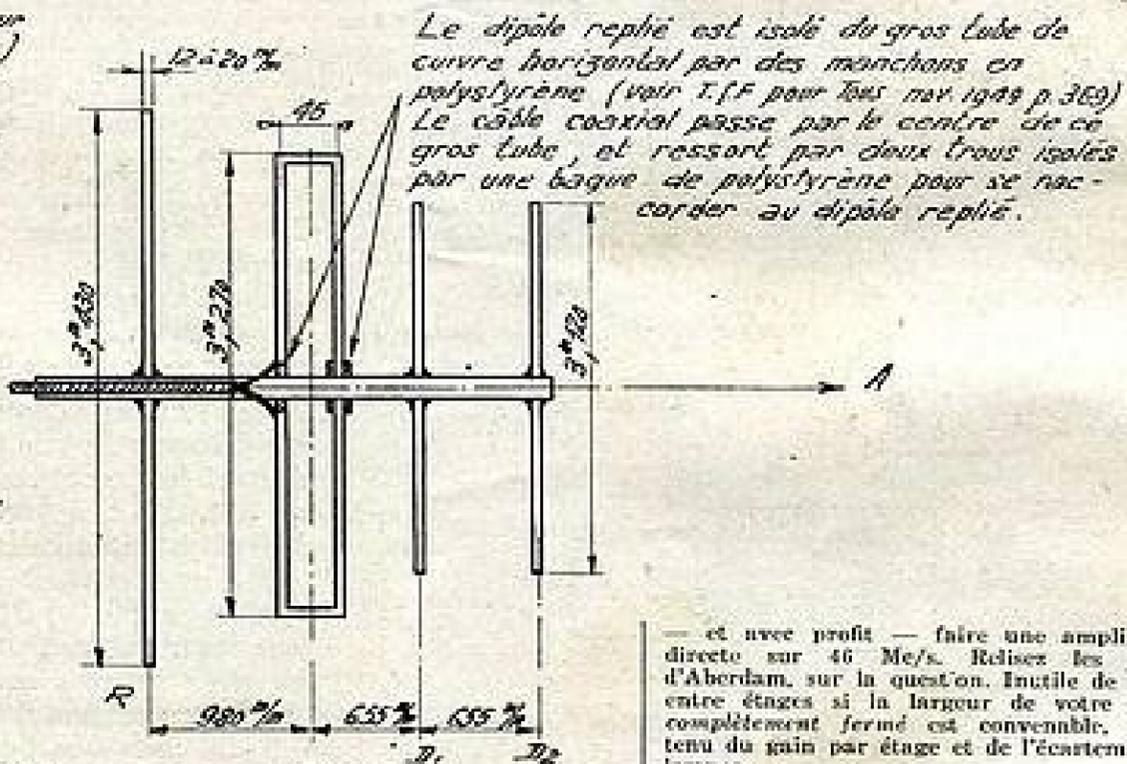
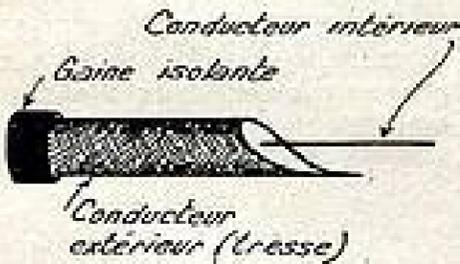


FIG. 2

5° Si cet amplificateur présente des avantages sur un amplificateur classique à trois tubes E.F.42, quel genre de montage dois-je brancher à la sortie de ce préampli ? Amplification directe ou changement de fréquence ?

6° Si cette antenne est mauvaise voulez-vous me donner un conseil ?

7° Un dipôle replié avec directeur et réflecteur donnerait-il de meilleurs résultats ?

(1) Voir T. S. F. n° 259 de mai 1950, p. 102.

Impédance nominale du coaxial : 50 ohms (standard américain). Coaxial d'assez fort diamètre pour diminuer l'atténuation.

Question N° 2 : Vous pouvez maintenant

— et avec profit — faire une amplification directe sur 46 Mc/s. Relisez les articles d'Aberdam, sur la question. Inutile de blinder entre étages si la largeur de votre châssis complètement fermé est convenable, compte tenu du gain par étage et de l'écartement des lampes.

Je crois avoir ainsi répondu aux questions que vous me proposez. Si des points vous semblent obscurs, ou si vous avez besoin de détails complémentaires, n'hésitez pas à m'écrire, je vous répondrai toujours avec le plus grand plaisir. Votre essai de recevoir l'émission de télévision de Paris m'intéresse beaucoup, et je vous demande de bien vouloir me tenir au courant des résultats que vous obtiendrez.

J. LIGNON.

DE QUELQUES PROPRIÉTÉS DE LA CONTRE-RÉACTION :

CONTRE-RÉACTION MIXTE ; EN INTENSITÉ ET EN TENSION

Transformation des caractéristiques des amplificateurs B. F.

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

Variation de la résistance interne ou de l'impédance de sortie d'un ampli

M. Lucien Chrétien a montré dans le n° 246 de la *T.S.F. pour Tous* que la résistance interne d'une lampe pouvait être modifiée par l'action de la contre-réaction à un point tel qu'une lampe penthode se comporte comme une triode ; la connaissance du taux de contre-réaction permet d'établir le réseau « virtuel » des caractéristiques de la lampe en question qui, rappelons-le, jouit des propriétés suivantes :

- 1° Il n'est valable qu'en courant alternatif ;
- 2° Le point de repos est inchangé, et se détermine, à l'aide du réseau normal, en fonction de la tension plaque et de la tension grille correspondantes ;
- 3° Le réseau n'est valable que pour le taux de contre-réaction utilisé pour sa détermination.

Ces restrictions établies, les courbes « virtuelles » peuvent être utilisées, comme les courbes réelles, non seulement — comme indiqué page 140 du n° 246 — pour déterminer la résistance interne du tube fictif, sa résistance de charge optimale et sa distorsion, mais aussi pour déterminer la courbe de réponse en fonction de la fréquence de l'étage.

Il ne s'agit pas ici d'une vue de l'esprit, mais d'un résultat expérimental observé par nous, et qui se traduit par le paradoxe suivant :

En soumettant une lampe finale, munie d'un transformateur de sortie adapté correctement, à une contre-réaction de tension (qui diminue sa résistance interne), la courbe de réponse du système est déformée de telle manière que l'on peut dire que la contre-réaction aggrave les défauts

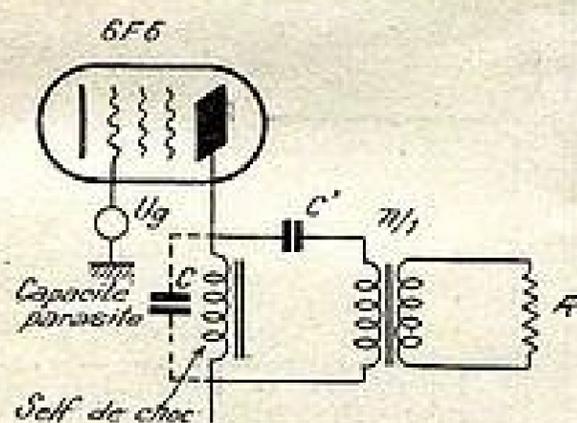


FIG. 1.

initiaux de l'amplificateur : cette aggravation se traduit par une chute beaucoup plus rapide de la courbe amplitude/fréquence vers les fréquences élevées.

L'expérience à laquelle nous faisons allusion ci-dessus était la suivante :

Nous avons un étage amplificateur (fig. 1) composé d'une lampe 6F6 d'impédance interne 80.000 ohms,

chargé à 4000 ohms par un transformateur abaisseur (9/1) débitant sur une résistance pure (ligne de transmission) de 50 ohms.

La plaque de la 6F6 était chargée par :

Le primaire du transfo de sortie, d'impédance pratiquement infinie ;

Une self de choc de liaison correspondant à une self pure de 75 henrys, shuntée par des capacités parasites de l'ordre de 75 picofarads ;

L'image de la résistance de 50 ohms vue par le primaire du transfo, soit environ 4.000 ohms, le schéma équivalent

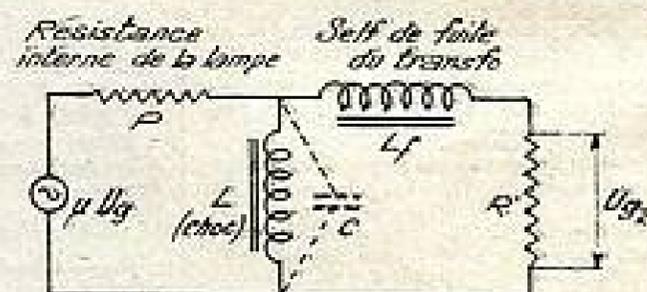


FIG. 1 bis. — Circuit équivalent de la fig. 1.
R' = n².R = Résistance de charge du secondaire ramené au primaire.

valent à cet ensemble étant celui de la figure 1 bis, en ce qui concerne les fréquences élevées, avec des éléments ayant les valeurs suivantes :

- R = 50 ohms
- ρ = 80.000 ohms
- C = 75.10⁻¹² farads
- n = 8,95/1
- L = 60 henrys
- R' = 4000 ohms
- L_f (self de fuite) = 0,1 henry

Le calcul et l'expérience montraient que, aux environs de 1000 pps, le gain g de l'étage était égal à 0,0476 μ_0 , μ_0 étant le coefficient d'amplification de la 6F6, et montait à 0,051 μ_0 à 16.000 pps ; cet accroissement de gain de 0 db 6 n'était évidemment pas gênant en pratique.

Si l'on soumettait alors la 6F6 à un taux de contre-réaction de 80 (ou 38 décibels), la résistance interne de cette lampe tombait aux environs de 1000 ohms, et le calcul et l'expérience nous montrèrent que, dans ces conditions, non seulement on ne réduisait pas la pointe de 0,6 db, mais que l'on avait une chute de 7 décibels à la fréquence 16.000 par rapport au gain à la fréquence 1000 !

Cette décroissance de gain étant due à une self de fuite L_f trop élevée du transformateur de sortie, nous dûmes choisir un transformateur d'impédance primaire — donc de self de fuite moindre — adaptée à la nouvelle résistance interne de la lampe (pour triode !) pour retrouver une courbe amplitude/fréquence convenable.

Ce que nous venons de dire n'est valable que pour la contre-réaction de tension, car la contre-réaction d'intensité (fig. 2 et 3) augmente l'impédance de sortie. (Rappelons que dans la C.R. d'intensité, la tension de C.R. est proportionnelle au courant débité par l'amplificateur.) Si l'on suppose la résistance r de contre-réaction petite par rapport à R_p , résistance de charge de la lampe, on trouve (les lettres accentuées correspondant aux caractéristiques « virtuelles ») :

$$\mu'_0 = \mu_0 \text{ (coefficient d'amplification) ;}$$

$$R'_i = R_i + r(1 + \mu_0) \text{ (résistance interne) ;}$$

$$S'_0 = \frac{S_0}{1 + \frac{r}{R_i}(1 + \mu_0)} \text{ (pente),}$$

le coefficient β de contre-réaction étant égal à $\frac{r}{R_p}$.

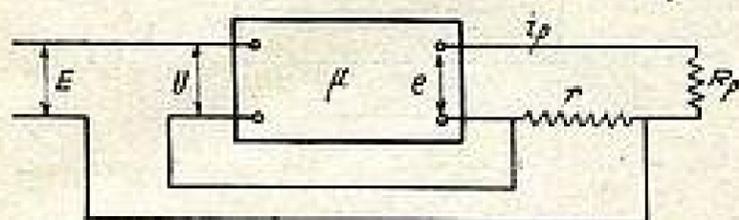


FIG. 2. — Contre-réaction d'intensité.

Un cas particulier intéressant de contre-réaction d'intensité est la C.R. par résistance r_c de cathode d'une lampe ; on voit que l'absence de découplage cathodique diminue la pente de la lampe utilisée par un facteur qui peut être assez élevé (de l'ordre de $1 + S_0 r_c$).

Du fait que l'impédance de sortie augmente par la C.R. d'intensité, et diminue par la C.R. de tension, il est à prévoir que l'utilisation d'une contre-réaction mixte intensité/tension donnera des résultats intéressants.

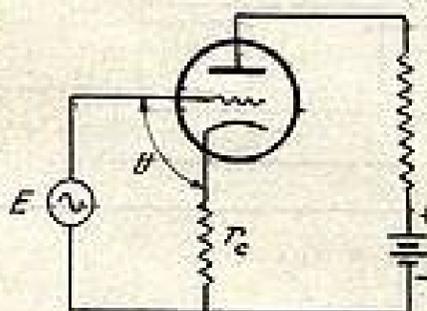


FIG. 3. — Contre-réaction par résistance cathodique.

Pour mettre en pratique cette contre-réaction mixte, il y a intérêt à utiliser un montage de contre-réaction en pont, dont nous allons examiner ci-dessous les principaux types.

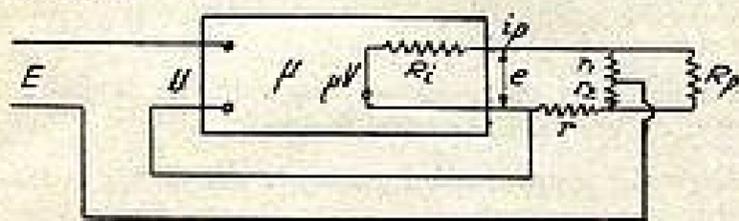


FIG. 4. — Contre-réaction en pont.

I) Montage en pont simple (fig. 4)

La contre-réaction d'intensité s'obtient par la résistance r , celle en tension par les deux résistances r_1 et r_2 , choisies de façon que

$$r \ll R_p \quad r_1 + r_2 \gg R_p$$

Le coefficient (1) de contre-réaction en tension est :

$$\beta = \frac{r_1}{r_1 + r_2}$$

Celui de C.R. en intensité est :

$$\gamma = \frac{r}{R_p}$$

Les caractéristiques de la lampe finale prennent les valeurs suivantes :

Coefficient d'amplification : $\mu'_0 = \frac{\mu_0}{1 + \mu_0 \beta}$

ou

$$\frac{1}{\mu'_0} = \beta + \frac{1}{\mu_0}$$

Résistance interne : $R'_i = \frac{R_i + r(1 + \mu_0)}{1 + \mu_0 \beta}$

ou à peu près, $\frac{r}{\beta}$ si $\mu_0 \beta$ très grand.

Pente :

$$S'_0 = \frac{S_0}{1 + r \left(S_0 + \frac{1}{R_i} \right)} = \frac{S_0 R_i}{R_i + r + r R_i S_0} = \frac{\mu_0}{r(1 + \mu_0) + R_i}$$

Le gain effectif μ' de l'amplificateur est donné par la relation :

$$\mu' = \frac{\mu_0}{\frac{R_i}{R_p} + \frac{r}{R_p}(1 + \mu_0) + 1 + \mu_0 \beta}$$

qui se réduit, si μ_0 grand à

$$\mu' = \frac{1}{\beta + \gamma} = \frac{R_p}{r + \beta R_p}$$

Les relations ci-dessus permettent de construire des amplificateurs dont le gain et la résistance interne sont indépendants l'un de l'autre, grâce à un choix convenable des valeurs de r , r_1 , r_2 , ce qui permet des applications variées qui seront indiquées plus loin.

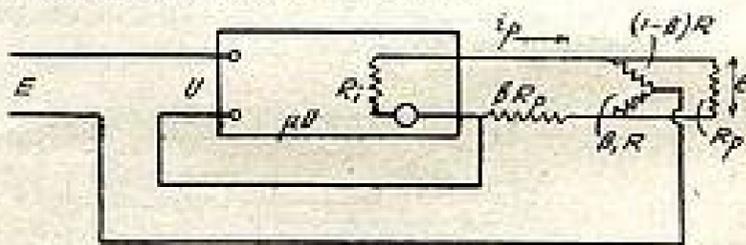


FIG. 5. — Contre-réaction en double pont.

II) Montage en double pont (fig. 5)

Ce montage contient un élément variable de plus que le précédent, ce qui lui donne une très grande souplesse.

R_1 et R sont beaucoup plus grands que R_p , β et γ sont définis comme précédemment, si

$$r_1 = (1 - \beta) R \quad r_2 = \beta R$$

(1) Rapport de la tension réinjectée à la tension de sortie.

Les éléments μ'_0 , R'_i et S'_0 qui ont ici les valeurs suivantes :

$$R'_i = \frac{R_i + r(1 + \alpha\mu_0)}{1 + \alpha\beta\mu_0} \approx \frac{r}{\beta} \text{ si } \mu_0 \text{ très grand.}$$

$$S'_0 = \frac{\mu_0}{R_i + r(1 + \alpha\mu_0)} = \frac{S_0}{1 + \frac{r}{R_i}(1 + \alpha\mu_0)}$$

$$\mu'_0 = R'_i S'_0 = \frac{\mu_0}{1 + \alpha\beta\mu_0} \approx \frac{1}{\alpha\beta} \text{ si } \mu_0 \text{ très grand.}$$

III) Applications des montages en pont

Les deux montages ci-dessus permettent de réaliser des amplificateurs doués de propriétés particulières, et qui ont été pour la première fois — à notre connaissance — signalés par L.J. FARREN, dans le *Wireless Engineer* de janvier 1938. Nous nous contenterons ici de les décrire, en renvoyant, pour les démonstrations des propriétés énoncées ci-dessous, à l'article original.

A) Montage à double pont fournissant une impédance interne R'_i et un gain constants (fig. 6).

Ce montage ne diffère pas sensiblement de celui de la figure 1.

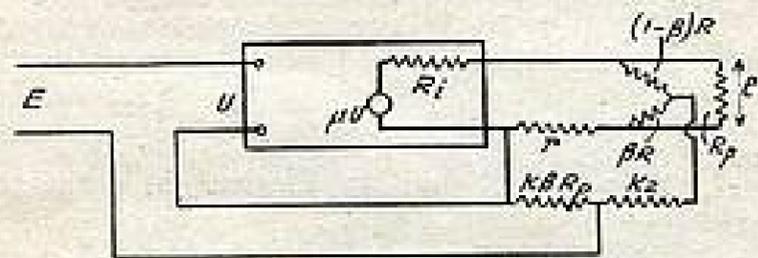


FIG. 6. — Montage à impédance interne et tension de sortie constantes.

Si on suppose K et μ_0 beaucoup plus grands que 1, on a, très sensiblement

$$\mu'_0 = \frac{1}{\beta} \quad \text{et} \quad R'_i = \frac{r}{\beta}$$

μ'_0 et R'_i sont bien des constantes.

B) Montage à double pont où l'impédance interne R'_i égale l'impédance de charge R_p , et à courant de sortie constant pour une tension d'entrée constante (fig. 7).

Ce montage permet théoriquement l'adaptation parfaite du générateur au récepteur.

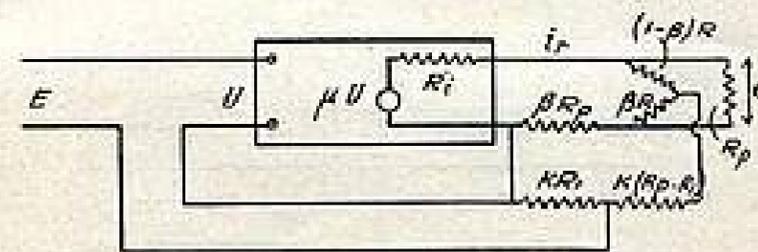


FIG. 7. — Montage à courant de sortie constant et adaptation parfaite.

Le courant de sortie est donné, si $\mu_0 \beta$ suffisamment grand, par la formule

$$i_p = -\frac{E}{2\beta R_i}$$

avec $R'_i = R_p (\mu_0 \beta \gg 1)$

C) Montage analogue au précédent, mais où l'impédance de sortie est constante.

Ce résultat est obtenu en échangeant les deux bras du potentiomètre de la fig. 6, le bras $K\beta R_p$ prenant la place du bras K' , et inversement.

On trouve, très sensiblement :

$$i_p = -\frac{E}{r} \quad \text{et} \quad R'_i = \frac{r}{\beta}$$

D) Montage en pont simple fournissant une tension de sortie constamment proportionnelle à la tension d'entrée, et d'impédance de sortie égale à l'impédance d'utilisation (fig. 8).

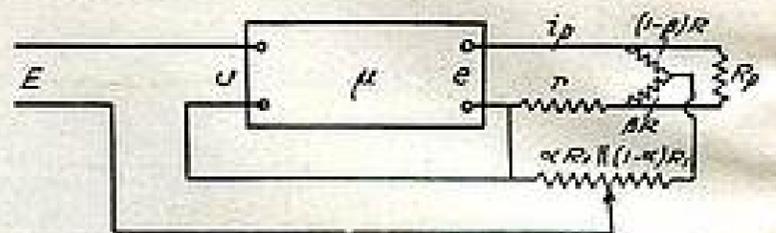


FIG. 8. — Autre montage à courant de sortie constant et adaptation parfaite.

Ce montage a sensiblement les mêmes propriétés que celui de la figure 7, mais est d'une réalisation plus simple.

Si on suppose $\mu_0 \beta \gg 1$, on trouve :

$$i_p = \frac{-E}{2\beta R_p} \quad e = \frac{-E}{2\beta} \quad R'_i = R_p$$

ce qui est conforme à l'énoncé.

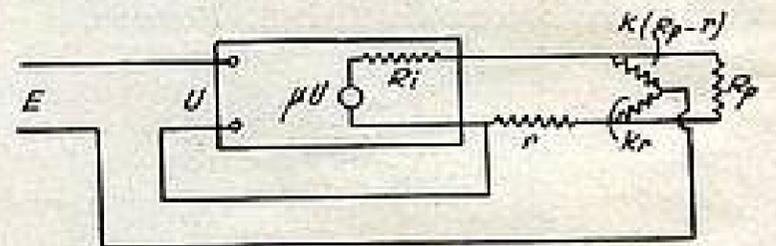


FIG. 9. — Montage à intensité constante et adaptation parfaite.

E) Montage en pont simple, donnant un courant constamment proportionnel à la tension d'entrée, et d'impédance interne égale à l'impédance de charge (fig. 9).

Le calcul nous donne, pour $\mu\beta \gg 1$ et $K \gg 1$:

$$i_p = -\frac{E}{2r} \quad R'_i = R_p$$

Ce montage, moins souple que celui de la figure 7, jouit donc des mêmes propriétés que lui.

Exemples d'applications pratiques des montages précédents :

Nous avons eu l'occasion d'utiliser le montage de la figure 4 pour des réalisations pratiques d'amplificateurs à très haute fidélité destinés à la Radiodiffusion.

Nous en donnerons l'étude et les résultats le mois prochain.

H. A.

LES PROGRES DE L'ENREGISTREMENT DES DISQUES PHONOGRAPHIQUES

Types de graveurs modernes pour les différents procédés

par Pierre HEMARDINQUER, Ingénieur-Conseil

L'apparition de nouvelles méthodes d'enregistrement des sons, en particulier, des procédés d'inscription magnétique sur fil ou sur ruban aimanté, de gravure électro-mécanique ou électro-photographique sur bande, ne doit pas faire négliger les progrès de la technique de l'enregistrement électro-mécanique sur disques en matière plastique. Ce procédé demeure toujours le plus employé dans l'édition phonographique, et l'avènement des nouveaux disques à micro-sillons et à enregistrement de longue durée, déjà signalés dans la revue, lui assure désormais de nouveaux avantages. L'inscription directe et instantanée sur des disques spéciaux en matière cellulosique, pouvant permettre une reproduction à peu près immédiate, en utilisant le disque primitif, n'a pas non plus perdu son intérêt. La qualité des inscriptions obtenues est désormais excellente, et la preuve en est donnée chaque jour par les retransmissions radiophoniques différées ; les appareils utilisés sont, d'ailleurs, relativement robustes.

Cette technique d'inscription électro-mécanique directe a reçu encore, depuis peu, aux Etats-Unis, des perfectionnements très intéressants, et il nous semble utile d'en signaler ici quelques-uns à nos lecteurs.

Enregistrements à vitesse constante et à amplitude constante

Les disques phonographiques actuels tournent, à l'enregistrement comme à la reproduction, à une vitesse angulaire constante, à une cadence de 78 tours ou de 33 tours 1/3 à la minute. La vitesse linéaire des différents points du sillon spiraloïde à leur passage sous le style graveur ou reproducteur, croît ainsi du centre à la périphérie. On est donc amené à choisir une vitesse angulaire, telle que la vitesse linéaire des sillons au centre soit suffisante pour obtenir une bonne audition. La vitesse linéaire à la périphérie est alors plusieurs fois plus grande qu'il ne serait indispensable ; la surface du disque est mal utilisée, et la durée totale d'audition est réduite (fig. 1).

Ce fait explique une partie des distorsions constatées, particulièrement pour les disques ordinaires à longue durée, de grand diamètre, tournant à la vitesse réduite de 33 tours 1/3 à la minute. Pour compenser les inconvénients de cette variation de vitesse, différents procédés ont été imaginés pour renforcer les notes aiguës à mesure que la vitesse linéaire devient plus faible, pour les sillons de diamètre plus réduit, rapprochés du centre.

Dans cet enregistrement, on augmente encore la qualité du résultat obtenu en augmentant ainsi l'amplitude des ondulations correspondant aux fréquences les plus élevées, de telle sorte qu'elles soient beaucoup plus grandes que celles qui sont produites par les petites irrégularités de la surface du disque. Cela suppose qu'il doit exister au moment de la reproduction un rapport d'amplitude naturel entre les fréquences élevées et basses.

Cette méthode efficace de réduction de bruit de fond est appliquée aux Etats-Unis, en maintenant l'amplitude

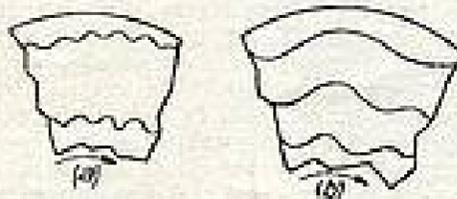


FIG. 1. — Enregistrement à vitesse linéaire constante et à vitesse angulaire constante du disque. Dans le premier (en « a »), les ondulations du sillon correspondant à une même fréquence, sont les mêmes, quelle que soit la distance au centre ; dans le second (en « b »), les ondulations sont d'autant plus resserrées que le sillon est plus rapproché du centre.

constante, et elle est mise actuellement en pratique en utilisant des graveurs à cristal pour l'enregistrement, et également des pick-up à cristal pour la reproduction. Par suite des caractéristiques propres de ces appareils, il n'y a pas besoin de compensation dans le circuit d'enregistrement et de reproduction, mais les caractéristiques des enregistrements sont cependant très différentes de celles des disques ordinaires du commerce. Ces disques spéciaux gravés à amplitude constante doivent donc être reproduits uniquement au moyen de dispositifs convenables particulièrement étudiés, et ne peuvent être utilisés normalement, et avec des types quelconques d'amplificateurs et de reproducteurs.

Avec ce type d'enregistrement, l'amplitude des ondulations du sillon est donc constante par rapport à la fréquence, comme on le voit sur la figure 2 en I.

Depuis déjà longtemps, on a songé, d'autre part, à enregistrer les disques non plus à vitesse angulaire constante, mais à vitesse linéaire constante ; on obtient ainsi une durée d'audition beaucoup plus longue pour une même surface utilisée. D'autre part, le diamètre des disques n'est plus limité par la vitesse à la périphérie compatible avec une bonne audition, il

devient possible d'augmenter sans inconvénient le diamètre des disques, et, par conséquent, d'accroître la durée d'audition sans inconvénient, à égalité d'encombrement.

On peut comparer les résultats obtenus avec l'enregistrement à amplitude constante signalé précédemment, et l'enregistrement à vitesse constante ; il est également possible de combiner les deux procédés. Dans l'enregistrement à vitesse constante, l'amplitude des ondulations gravées sur le disque est inversement proportionnelle à la fréquence, ce qui s'écrit :

$$\text{Amplitude} = \frac{\text{Vélocité}}{\text{Fréquence}}$$

Si la vitesse est également constante, on peut également écrire cette formule sous la forme :

$$\text{Amplitude} = \frac{\text{Constante}}{\text{Fréquence}}$$

L'amplitude des ondulations du sillon est constante par rapport à la fréquence dans l'enregistrement à amplitude constante, par définition. Dans l'enregistrement à vitesse constante, l'amplitude des ondulations du sillon diminue lorsque la fréquence augmente. En principe, une oscillation à fréquence élevée de 10.000 cycles/seconde est représentée par un oscillogramme d'une amplitude de l'ordre de 1/100^e d'un enregistrement à 100 cycles/seconde ; on voit sur la figure 2 la représentation des ondulations du sillon pour les deux méthodes d'enregistrement, lorsque la fréquence augmente progressivement.

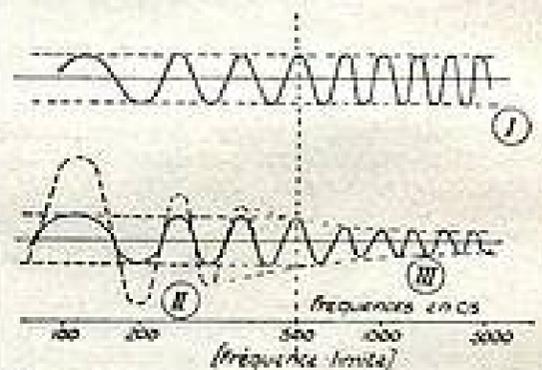


FIG. 2. — Comparaisons entre les gravures obtenues avec le stylet se déplaçant à amplitude constante (en I) et à vitesse constante (en II).

La méthode à vitesse constante nécessite une amplitude très élevée pour les fréquences les plus basses, si l'on veut conserver une amplitude suffisante pour les fréquences élevées. Les disques du commerce ordinaires à vitesse constante sont, en fait, généralement gravés à amplitude cons-

tant, depuis les fréquences les plus basses jusqu'à une fréquence limite de l'ordre de 500 cycles/seconde environ. Cette fréquence limite s'appelle la fréquence de renversement ; il devient ainsi possible d'enregistrer un plus grand nombre de sillons, sans danger d'empiètement des sillons voisins.

Supposons, pour un enregistrement moyen, une amplitude pour une fréquence de 1.000 périodes/seconde égale pour un enregistrement à vitesse constante et une gravure à amplitude constante ; l'amplitude pour une fréquence de 5.000 cycles/seconde dans le premier procédé sera seulement le 1/5^e de celle obtenue avec une gravure à amplitude constante.

Il faut ainsi considérer, d'une part, la vitesse linéaire de la pointe graveuse ou reproductrice suivant l'axe du sillon, d'autre part, la vitesse de cette même pointe dans ses déplacements transversaux par rapport à l'axe du sillon, dans les enregistrements à aiguille, ou verticaux dans les enregistrements à saphir. La vitesse, dans le premier cas, dépend évidemment de l'entraînement du disque, et, dans le second cas, des caractéristiques des graveurs et du pick-up.

Les graveurs employés dans les deux méthodes d'enregistrement ont, d'ailleurs, une caractéristique uniforme jusque vers 5.000 cycles/seconde ; d'après ce que nous venons d'indiquer, l'enregistrement à amplitude constante présente un avantage par rapport à l'enregistrement à vitesse constante, puisque le graveur permet d'obtenir automatiquement les amplitudes les plus élevées pour les fréquences les plus hautes, ce qui est nécessaire pour la réduction des bruits de fond pendant la reproduction.

Dans ce but, on utilise normalement, à l'heure actuelle, aux Etats-Unis, des graveurs à cristal, bien adaptés en vue de ce fonctionnement, puisque les déplacements de leur pointe vibrante sont proportionnelles à la tension d'entrée sur la gamme musicale utile. Par suite de la rigidité propre de l'élément de cristal, les réponses en amplitude et en fréquence ne sont, d'ailleurs, pas affectées pratiquement par les variations de la profondeur de la gravure et de la résistance de la matière du disque. Une réduction considérable du bruit de fond peut être obtenue au moment de la reproduction, puisque les tensions de sortie engendrées par les ondulations correspondant aux sons à fréquence élevée sont beaucoup plus grandes que celles déterminées par les faibles irrégularités de la surface de la matière.

Les paroles et la musique exigent une énergie plus faible pour les fréquences les plus élevées que pour les fréquences basses ; il n'y a donc pas à craindre pour les amplitudes élevées des sauts d'un sillon à l'autre.

Il est possible, également, d'utiliser des pick-ups à cristal à haute fidélité à très faible inertie, et des graveurs capables de suivre les ondulations à fréquence élevée avec des amplitudes importantes. Il n'est, cependant, pas possible, en pratique, d'évaluer avec précision la réduction du bruit de fond, résultant de l'emploi de l'enregistrement à amplitude constante,

puisque le bruit de surface provient de la distribution irrégulière des aspérités minimales de la surface, et varie constamment en importance et en fréquence. En général, cependant, l'enregistrement à amplitude constante permet une réduction du bruit de 6 à 8 décibels, lorsqu'on le compare à l'enregistrement commercial à vitesse constante effectué avec les mêmes disques. Mais, en réalité, cette réduction peut être considérée comme plus grande qu'elle le paraît à première vue.

Les avantages de l'entraînement à vitesse linéaire constante

Nous avons noté précédemment les avantages de l'entraînement des disques à vitesse linéaire constante, et, depuis déjà longtemps, on a cherché à réaliser des méthodes d'inscription pouvant donner des résultats satisfaisants. La vitesse angulaire doit alors être variable, de façon telle que la vitesse du style relativement au disque soit toujours constante.

De nombreux procédés ont été imaginés, en particulier, en Allemagne et en France. Entre autres, on a proposé de commander le plateau porte-disques par l'intermédiaire d'une transmission comportant un plateau auxiliaire à crémaillère en spirale, et un pignon engrenant avec la crémaillère, et se déplaçant de la périphérie au centre du plateau auxiliaire, au fur et à mesure de la rotation de celui-ci. On a également essayé de supprimer la crémaillère, et de remplacer le pignon par un galet de friction.

La plupart de ces dispositifs n'ont pas été utilisés pratiquement à cause de leur complication et de leur encombrement ; ils exigeaient aussi un certain nombre de manœuvres avant l'audition de chaque disque, inconvénient grave pour un appareil d'usager.

Un dispositif français assez récent n'augmente pas sensiblement l'encombrement des appareils actuels, et permet la transformation des appareils ordinaires à vitesse angulaire constante en phonographes destinés, soit aux disques à vitesse angulaire constante, soit à vitesse linéaire constante.

Le plateau supportant le disque est commandé dans ce système directement par le moteur, mais le régulateur de vitesse à boules à force centrifuge, n'est plus commandé par l'axe du plateau, il est contrôlé par un galet lui-même entraîné par friction sur la face inférieure du plateau porte-disque, et se déplaçant de façon telle qu'il se trouve toujours approximativement à la même distance du centre que le point de contact du style enregistreur ou reproducteur avec le disque. Ce point aura alors une vitesse linéaire constante, puisque le régulateur maintient constante la vitesse du galet qui se déroule avec sa bordure périphérique appliquée toujours sur la face inférieure du plateau porte-disque sur le même cercle parcouru par le stylet.

Dans une autre disposition possible, le galet est disposé au-dessus du plateau porte-disques, et il est entraîné par le disque lui-même. Le même résultat peut, d'ailleurs, être atteint

sans qu'il soit nécessaire que la distance du galet au centre du disque soit égale à celle du stylet au centre du disque ; il suffit qu'elle lui soit proportionnelle, et ce fait présente un intérêt spécial pour les appareils portatifs, dans lesquels le disque dépasse souvent le bord du boîtier.

Le régulateur commandé par le galet agit évidemment sur le circuit du moteur électrique de commande.

C'est une idée analogue, bien qu'appliquée sous une autre forme, qui a été présentée dans des machines à dicter américaines extrêmement récentes, et, en particulier, dans l'*Audograph Grog*. Les disques employés sont en vinylite, de 14 à 21 cm. de diamètre, et d'une épaisseur de 25/100^e de mm. ; avec ce procédé, ils permettent une durée d'enregistrement de l'ordre de 31 minutes.

La vitesse constante d'inscription, choisie de façon à obtenir la durée maxima, tout en conservant une qualité suffisante, est assurée par un système de roulettes d'entraînement disposées sur la tête d'enregistrement. Les spires sont assez resserrées, on en compte 100 par cm., et il n'y a pas besoin de mécanisme additionnel pour changer la vitesse de rotation au fur et à mesure du déplacement du stylet.

Ce stylet est fixé à un bras flexible, lui-même monté sur une armature assez lourde. Un manchon magnétique vertical est placé sur le bras, et un pivot, amorti par du caoutchouc, est placé dans le manchon entouré par un bobinage fixe ; des aimants permanents assurent la production d'un champ suffisant.

L'action des ondulations du sillon met en vibration le manchon monté sur le bras ; il se produit une induction dans le bobinage, et, par suite, des oscillations électriques correspondant à la modulation primitive.

Le tambour d'entraînement est actionné par une courroie reliée au moteur, avec dispositif réducteur. Une poulie folle presse le disque contre le tambour d'entraînement et fait tourner le disque, en maintenant une vitesse linéaire de déplacement constante pendant l'enregistrement ou la reproduction. La vitesse angulaire varie avec la distance linéaire de la poulie d'entraînement à l'axe du disque ; cependant, suivant un dispositif adopté dans les machines d'enregistrement, ce n'est pas le pick-up ou le graveur qui se déplace latéralement par rapport au disque, mais le disque lui-même, qui se déplace latéralement par rapport à la pointe vibrante.

Un engrenage placé à l'extrémité de l'axe s'engrène avec un pignon monté à l'extrémité de la vis d'entraînement. Lorsque le disque tourne, cette vis d'avancement est mise en rotation, et elle est entraînée vers la gauche par l'intermédiaire du pignon. Elle détermine le déplacement de l'ensemble du dispositif comportant l'axe de rotation et le tambour porte-disque ; de cette manière, le disque est entraîné lentement vers la gauche, tandis que le rouleau d'entraînement tourne au-dessous de la pointe de gravure.

Le mois prochain :
Les graveurs à cristal.

TECHNIQUE DE L'ENREGISTREMENT SUR DISQUES ET DE LA REPRODUCTION DU SON

DISTORSIONS A LA LECTURE DES DISQUES

par Serge BERTRAND, ingénieur

A la gravure, les distorsions qui se produisent sont faibles. Les causes de distorsions dues à la tête du graveur peuvent être évitées facilement par une construction appropriée, et la seule déformation qui risque d'apparaître est due au talonnement du bruit pendant la gra-

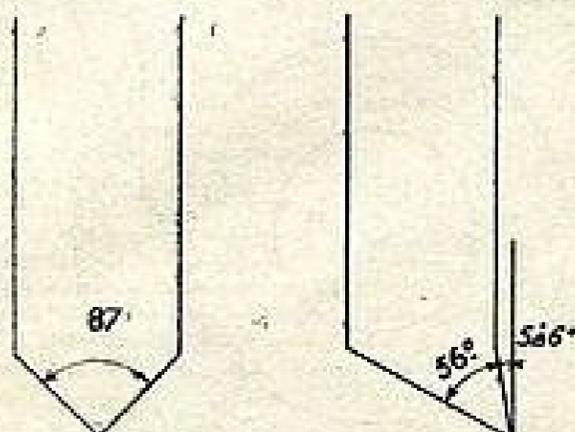


FIG. 11.

vure. Elle est surtout sensible aux grandes amplitudes, mais ne risque pas de se produire avec les profils des burins employés, dont les caractéristiques sont données par la figure 11.

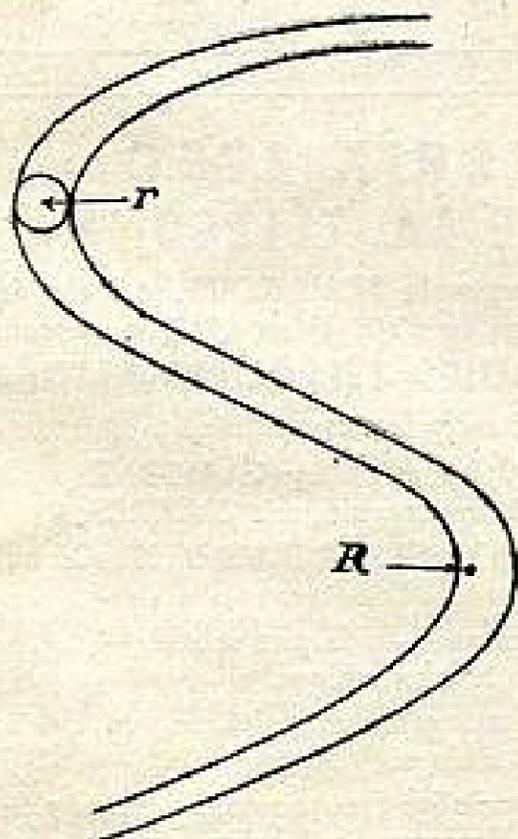


FIG. 12.

Par contre les distorsions à la lecture des disques sont nombreuses et risquent de prendre des proportions importantes, si l'on ne prend pas certaines précautions pour les combattre.

Il faut citer celles dues :

1° Aux dimensions de l'aiguille.

Ces distorsions qui sont les plus importantes proviennent du fait que l'aiguille ne peut suivre exactement les sillons en raison des dimensions finies de sa pointe.

Elles peuvent se classer elles-mêmes en deux catégories :

a) *Distorsion latérale* engendrant des harmoniques impairs et variant suivant le rapport $\frac{R}{r}$ qui existe entre le rayon de courbure R des sinusoïdes et celui r de l'aiguille (fig. 12).

Tant que R reste supérieur à r , il n'y a pas de distorsions.

Le calcul montre que ces dernières apparaissent à partir de 1.500 c/s pour une aiguille et aux environs de 3 à 4.000 c/s pour un saphyr.

b) *Distorsion verticale* provoquant l'apparition d'harmoniques pairs et due à la variation de profondeur des sillons en fonction de la modification du profil.

Dans notre premier article publié dans le n° 249-250, nous avons indiqué que l'emploi d'un burin triangulaire avait pour effet de modifier la largeur des sillons dans le tracé d'une sinusoïde pure.

La hauteur h des points de tangence (fig. 13) n'est pas constante pendant la lecture du signal.

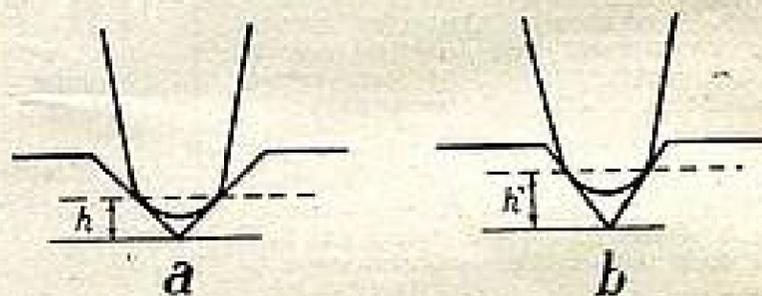


FIG. 13.

a : Coupe d'un sillon dans la partie courbe d'une sinusoïde.
b : Coupe dans la partie rectiligne de la même sinusoïde.

Ce défaut a moins d'importance que le précédent.

Ces distorsions ont surtout tendance à augmenter vers le centre, là où les sillons sont très resserrés. C'est la raison pour laquelle on laisse une « glace » d'autant plus importante que la fréquence enregistrée est plus grande.

Il est possible de remédier en partie à cet état de choses en employant des pointes lectrices très fines en saphyr et des équipages mobiles extra-souples. C'est vers quoi tendent les fabricants dans leurs nouvelles fabrications d'après guerre.

Les distorsions qui apparaissent en employant une aiguille standard ont pour valeurs théoriques :

5 à 10 %	à la fréquence de	800 c/s
15 à 20 %	» »	2.000 »
30 à 40 %	» »	5.000 »

La pratique montre heureusement que ces fortes déformations sont peu sensibles acoustiquement, à cause des faibles énergies qui sont mises en jeu pour les fréquences supérieures à 2.000 c/s.

2° Aux pincement et flottement de l'aiguille.

Sur la figure 12, on peut remarquer que l'aiguille tend à être chassée dans les parties larges, et à être pincée dans les parties étroites, ce qui a pour conséquences de produire des distorsions supplémentaires.

Les précautions prises ci-dessus permettent de les éviter.

3° A l'erreur de piste et à la déformation des sillons.

L'erreur de piste est définie par l'angle α (fig. 14) formé par l'axe du sillon et le bras du PU.

Cet angle apparaît aux sillons extrêmes du disque et s'annule au sillon médian. On tolère en général de + 12° à - 12°.

Les conséquences de cette erreur sont de déformer, à la lecture, les sinusoïdes enregistrées.

On remédie à cet inconvénient en employant des bras de lecture suffisamment longs et rigides.

Une conséquence plus grave d'une erreur de piste est de déformer progressivement, par usure, la forme des signaux enregistrés et de rendre les disques inutilisables au bout d'un certain temps.

4° Scintillement et pleurage.

Ces défauts sont d'ordre mécanique et correspondent successivement à des variations de vitesse, rapides et lentes.

Le scintillement est évité en surveillant le jeu des organes de transmission entre le moteur et le plateau et en évitant l'excentrement des disques.

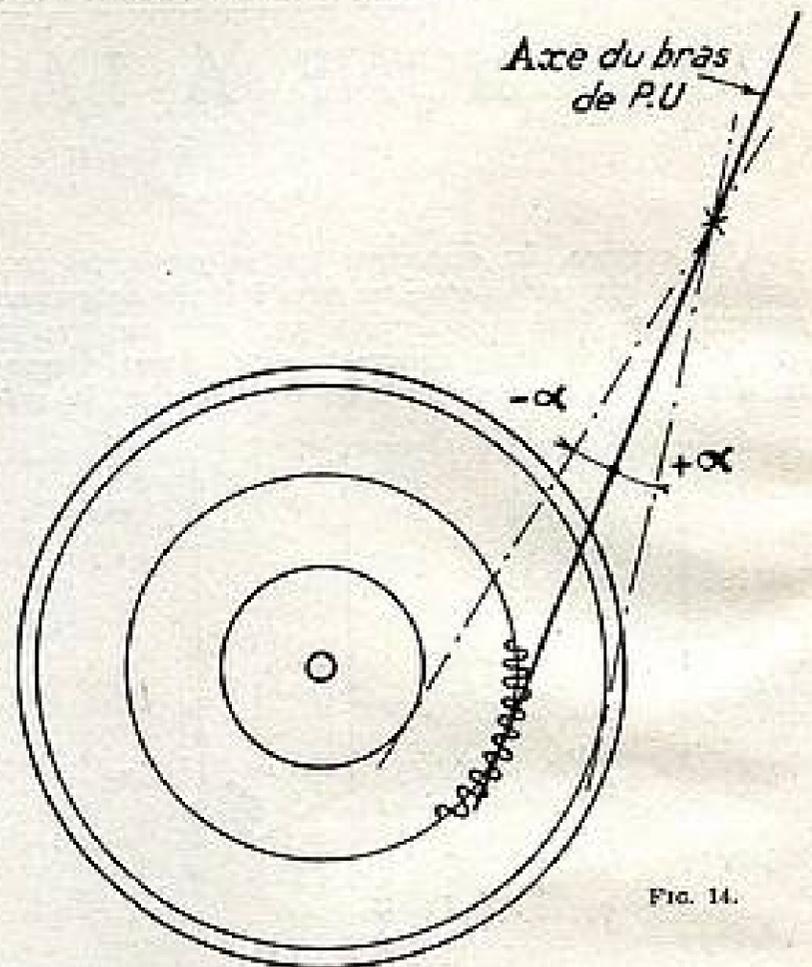


FIG. 14.

Le pleurage peut être supprimé en augmentant la masse du plateau, en employant un moteur surpuissant et, surtout, en évitant le voilage des disques.

PETITES ANNONCES

Importante et ancienne firme de construction de récepteurs radio recherche représentants dynamiques pour régions suivantes : ROUEN, ORLEANS, LIMOGES, LYON, SAINT-ETIENNE. Ecr. en indiqu. réf. à Publicité RAPPY (Service 94), 143, avenue Emile-Zola, Paris-15^e, qui transmettra.

Vend. comm. Rad. Elec. Ville Vaucluse. s-Préfecture, T. B. aff. B. Magas. Pl. centre. Log. 5 p. excl. gr. marque. Prix : 1.1. Ecr. à la T. S. F. pour Tous qui trans. sous le n° 20.035.

MONTEUR-DEPANNEUR RADIO ELECTRICITE cherche rég. indiff. sér. référ. S'adr. LE MOEL BOQUEHO (C.-du-N.) Visa VII - 22 - 35.

Fonds commerce radio, sans concurrent, à céder St-Cyr/Mer (Var). 300.000 fr. avec matériel dépannage. Ecrire à la T. S. F. pour Tous, sous le n° 20.033.

CLASSEURS - RELIEURS

Le classeur pour relier une année de la T. S. F. : 260 francs, port compris, aux Editions CHIRON, 40, rue de Seine, Paris-6^e, C. C. P. Paris 53-35.

NOS PRIX 1950 EN FAVEUR DE LA TÉLÉCOMMANDE

« La T. S. F. », revue mensuelle POUR TOUS les techniciens de l'électronique, dote, comme en 1948 et en 1949, le concours des **MODÈLES RÉDUITS TÉLÉCOMMANDÉS**

de huit mille francs de prix

à savoir : 4.000 francs catégorie AVIONS.
4.000 francs catégorie NAVIRES.

à l'installation radio qui sera révélée LA PLUS EFFICACE au cours des épreuves.

Ni la plus complexe — ni la plus subtile, —
mais la plus efficace

tant au point de vue obéissance, qu'au point de vue « exécution des manœuvres en temps voulu ».

Le jury désigné par l'Association Française des Amateurs de Télécommande, aura tous pouvoirs pour l'attribution de ces prix.

Notre revue, fidèle à ses traditions, rétribue toujours EN PLUS DES PRIX DECERNES, et indépendamment de l'obtention de ces prix, les articles et schémas dont elle juge la publication intéressante.

TOUS les rédacteurs de LA T. S. F., permanents et occasionnels, leurs articles ayant été acceptés, reçoivent rétribution normale de leur travail.

LES CONCOURS 1950 DE MODELES RÉDUITS TÉLÉCOMMANDÉS

Association Française Amateurs de Télécommande AVIONS

RÈGLEMENT DU CONCOURS NATIONAL 1950 DE MODELES RÉDUITS D'AVIONS TELECOMMANDES ORGANISE PAR L.A.F.A.T.

I — Le 10 septembre 1950, sur le terrain de Cormelles-en-Vexin (S.-et-O.) sera disputé le CONCOURS de MODELES RÉDUITS D'AVIONS TELECOMMANDES, organisé par l'A.F.A.T.

Tous les types d'aéroplanes seront admis.

II — Les épreuves se dérouleront sous l'autorité d'un Jury composé de cinq membres désignés par l'A.F.A.T. et qui nommeront un Président. Le Jury pourra se faire assister de Commissaires et de Chronométrateurs. Ses décisions seront sans appel.

Pour être admises, les réclamations devront être présentées au Président du Jury avant la clôture des épreuves.

III — Pourront prendre part aux épreuves, des concurrents ou des équipes français.

IV — Chaque concurrent ou chaque équipe pourra présenter un ou plusieurs appareils. Dans ce dernier cas, tous les avions participeront au classement, mais le concurrent ou l'équipe ne pourra cumuler les prix.

V — S'ils font usage d'émetteurs radio-électriques, les concurrents français, ou un membre de chaque équipe française, devront justifier d'une autorisation d'émission pour télécommande délivrée par les P.T.T. Les appareils utilisés devront respecter la législation en vigueur (fréquence : 72 ou 144 Mc/s. Puissance maximum : 5 watts. Pilotage par quartz non obligatoire.).

VI — La date limite des inscriptions était fixée au 26 août inclus (1).

Une demande d'inscription sera faite pour chaque aéroplane présenté.

Les formules sont à demander au siège. Un droit d'inscription de 250 frs devra accompagner chaque demande.

Les demandes d'inscription devront être adressées à l'A. F. A. T., 12, avenue François-Bégué, Stains (Seine).

VII — Tout mode de lancement des aéroplanes sera libre, sauf le remorquage par avion véritable, hélicoptère ou ballon. Le départ sera pris sur la demande du concurrent, quand celui-ci sera prêt, entre 10 heures et 17 heures. Toutefois, il devra prévenir les membres du Jury, cinq minutes avant de prendre le départ; il ne pourra partir qu'avec leur accord.

S'ils le jugent utile, les commissaires pourront prendre toute mesure contre les brouillages et, éventuellement, entreposer les émetteurs dans un local réservé, ne les laissant à la disposition des concurrents que pour leur participation aux épreuves.

VIII — Une ÉPREUVE DE PRÉSENTATION donnera lieu à deux classements :

1° Un classement basé sur la présentation et la valeur technique du matériel de télécommande ;

2° Un classement basé sur la réalisation de l'aéroplane, le rapprochement de la maquette, la finition.

Pour établir ces classements, les membres du Jury examineront les appareils entre 10 heures et 12 heures ; tout appareil qui n'aura pu être présenté avant cette dernière heure, sera éliminé.

IX — Une ÉPREUVE DE VOL donnera lieu à un classement basé sur les évolutions effectuées, leur variété, leur difficulté, la durée du vol, la précision d'atterrissage, etc...

X — Les concurrents pourront consulter sur le terrain la liste des points attribués à chaque évolution, de façon à utiliser au maximum les possibilités de leur appareil.

XI — Ces classements seront laissés à l'appréciation du Jury, dont les membres auront des instructions précises sur les points

à attribuer à chaque épreuve, instructions annexées au présent règlement.

Le classement final sera fait par addition des places, le total le moins élevé étant celui du concurrent vainqueur.

Pour départager les *ex æquo*, le Jury pourra demander aux concurrents intéressés d'effectuer un vol supplémentaire.

NAVIRES

PROJET DE RÈGLEMENT DU CONCOURS 1950 DE MODELES RÉDUITS DE BATEAUX TELECOMMANDES ORGANISE PAR L.A. F. A. T.

I — Le 15 octobre 1950, sur le Bassin des Tuileries, à Paris, de 9 heures à 17 heures, sera disputé le CONCOURS de MODELES RÉDUITS de BATEAUX TELECOMMANDES, organisé par l'A. F. A. T.

II — Les épreuves se dérouleront sous l'autorité d'un Jury composé de cinq membres, désignés par l'A. F. A. T. et qui nommeront un Président. Le Jury pourra se faire assister de Commissaires et de Chronométrateurs. Ses décisions seront sans appel.

Pour être admises, les réclamations devront être présentées au Président du Jury avant la clôture des épreuves.

III — Pourront prendre part aux épreuves des concurrents ou des équipes, français ou étrangers.

IV — Chaque concurrent, ou chaque équipe, pourra présenter un ou plusieurs bateaux. Dans ce dernier cas, tous les bateaux seront classés selon leur rang, mais le concurrent ou l'équipe ne pourra cumuler les prix.

V — S'ils font usage d'émetteurs radio-électriques, les concurrents français, ou un membre de chaque équipe française, devront justifier d'une autorisation d'émission pour télécommande, délivrée par les P. T. T. Les appareils utilisés devront respecter la législation en vigueur (fréquence : 72 ou 144 Mc/s. Puissance maximum : 5 watts. Pilotage par quartz non obligatoire. Etage H. F. devant une détectrice super-réaction non obligatoire.).

VI — La date limite des inscriptions est fixée au 1^{er} octobre 1950. Bulletin d'engagement à demander au Siège. Un droit d'inscription de 250 frs devra accompagner chaque demande.

Les demandes d'inscription devront être adressées à l'A. F. A. T., 12, avenue François-Bégué, Stains (Seine).

VII — Un tirage au sort, entre les bateaux engagés déterminera l'ordre dans lequel ils devront prendre le départ. Les concurrents disposeront de cinq minutes pour se préparer. Seuls, le concurrent et un aide auront accès à la ligne de départ durant l'épreuve.

VIII — Les émetteurs utilisés seront entreposés, les commissaires feront le nécessaire pour qu'ils ne puissent être utilisés hors des épreuves.

IX — Tout bateau devra effectuer d'abord l'ÉPREUVE D'ÉVOLUTIONS. Il devra la réaliser entièrement et sans intervention directe du ou des concurrents. Sous peine d'élimination, il lui faudra :

1° Partir de la ligne de départ.
2° Effectuer un huit complet.
3° Aller faire un cercle complet autour d'une bouée mouillée à 25 mètres de la ligne de départ.

4° Revenir à la ligne de départ.

La mise en marche et l'arrêt du ou des organes propulseurs pourront ou non être commandés par télécommande.

Tout bateau sera appelé trois fois pour

effectuer cette épreuve. En cas d'insuccès, il sera éliminé après le troisième appel. Il disposera de six minutes pour cette épreuve.

X — Immédiatement après cette épreuve d'évolutions imposées, ou sur la demande du concurrent, au prochain appel de son nom, le bateau effectuera l'ÉPREUVE D'ÉVOLUTIONS LIBRES. Il disposera de six minutes, pour faire des évolutions de son choix dont la nature et l'ordre auront été préalablement annoncés par écrit aux membres du Jury.

Tout bateau pourra, sur la demande du ou des concurrents, à son tour d'appel, renouveler deux fois (trois tentatives en tout) cette épreuve, pour améliorer son classement.

XI — ATTRIBUTION DES POINTS. L'épreuve d'évolutions imposées sera seulement qualificative.

Pour les épreuves d'évolutions obligatoires et libres, le Jury accordera de 0 à 100 points, tenant compte seulement de la qualité, de la multiplicité, de la simultanéité, etc... des évolutions.

En outre, le Jury accordera de 0 à 50 points pour la présentation et la valeur technique du matériel de télécommande. Pourront être pris en considération pour l'attribution de ces points : le nombre des manœuvres possibles, leur rapidité d'exécution, leur simultanéité, leur précision, les innovations techniques, l'élégance ou la simplicité des moyens, le poids et l'encombrement des appareils, la puissance et la syntonie de l'émetteur, les difficultés techniques surmontées, etc, etc...

Le Jury accordera enfin de 0 à 50 points pour la présentation du bateau (peinture, finition, décoration, minutie des détails, etc...)

XII — CLASSEMENT. Un classement entre tous les bateaux ayant réussi l'épreuve qualificative d'évolutions imposées, sera fait pour chacune des trois épreuves :

a) Évolutions obligatoires.
b) Évolutions libres.
c) De présentation technique.
d) De présentation de bateau.

Le classement final se fera par addition des places obtenues pour chaque bateau à chacune de ces trois épreuves, le premier sera, par conséquent, le bateau obtenant le total le plus faible à ce classement final. Pour départager les *ex æquo* possibles, il sera tenu compte du poids du bateau lors des épreuves, le plus léger étant le mieux placé, et ainsi de suite.

Divers prix en espèces et en nature viendront récompenser les concurrents.

■ PRIX ET COUPE « MINIWATT »

À l'occasion du Concours de Modèles Réduits de Bateaux Télécommandés 1950, organisé par l'A. F. A. T., la COMPAGNIE GÉNÉRALE DES TUBES ÉLECTRONIQUES remettra autant de tubes « MINIWATT » que les postes émetteur et récepteur comporteront de tubes « MINIWATT » aux concurrents :

— Classés premier et second dans l'épreuve D'ÉVOLUTIONS LIBRES.

— Classés premier et second dans l'épreuve PRÉSENTATION ET VALEUR TECHNIQUE DU MATÉRIEL DE TELECOMMANDE. (Si un concurrent présente plusieurs modèles, les tubes « MINIWATT » équipant l'émetteur ne seront comptés qu'une seule fois.)

La COUPE « MINIWATT » sera remise au concurrent français, ou à l'équipe française (la majorité des membres étant français) dont le Modèle, équipé en totalité de tubes « MINIWATT » sera le mieux placé au classement final.

La COUPE « MINIWATT » sera remise en compétition chaque année, mais restera définitivement au concurrent ou à l'équipe qui la remportera trois années consécutives.

Voir ci-contre, page 324, les prix offerts, comme chaque année, par notre revue.

(1) Nous avons reçu bien tard ce règlement : le 31 juillet !

ETAGES DE MODULATION DE NOTRE EMETTEUR TOUTES BANDES

par Roger A. RAFFIN, sous-ingénieur radio E. C. T. S. F., membre de l'A. R. R. L. et du R. E. F.

Nous allons étudier, aujourd'hui, le fonctionnement en « phonie » de l'émetteur décrit précédemment. Afin d'obtenir une modulation énergique et un rendement élevé de l'ensemble, nous avons adopté la modulation par l'anode, ou plus exactement, la modulation simultanée de l'anode et de l'écran, puisqu'il s'agit de tétraodes équipant l'étage final H.F.

Un tube fonctionnant en amplificateur H.F., et réglé dans certaines conditions, présente la propriété de fournir, dans le circuit oscillant de plaque — ou dans l'antenne couplée à ce circuit — une intensité H.F. proportionnelle à la tension continue de plaque. Ces conditions sont : une polarisation grille de base élevée et une excitation H.F. généreuse. Le montage de modulation par contrôle d'anode avec liaison par transformateur entre l'étage H. F. modulé et le modulateur, est maintenant universellement adopté.

Le fonctionnement du tube amplificateur H.F. modulé (1) est le même qu'en classe C télégraphie, mais on adopte une valeur de tension plaque réduite : environ 70 à 75 % de la tension du régime télégraphique, cela afin de tenir compte des valeurs instantanées élevées que le tube aura à supporter en crête de modulation. La tension anodique d'alimentation devant doubler en crête de modulation, du fait de la superposition de la tension alternative B.F. de modulation — pour une profondeur $K = 100\%$ — il faut que la tension alternative H.F. de plaque puisse aussi doubler. Même remarque pour le courant alternatif fondamental, puisque l'on travaille sur une résistance de charge constante : en fait, un circuit d'antenne bien accordé se comporte comme une résistance pure.

En travaillant sur les parties droites des caractéristiques, les intensités de plaque sont proportionnelles aux tensions de plaque, et les puissances de plaque (comme les puissances H.F. d'ailleurs), sont proportionnelles au carré des tensions de plaque. Quelle que soit la tension anodique, le rendement (ou rapport entre la puissance utile et la puissance anodique) est donc constant dans le cycle de modulation et dépasse rarement une valeur de 70 %. Néanmoins, précisons, en passant, qu'avec une modulation par contrôle de grille (quelle qu'elle soit), on arrive péniblement à un rendement de 33 %.

Dans une modulation totale théorique par l'anode ($K = 100\%$), la modulation superpose à la tension anodique de porteuse V_{po} et à l'intensité anodique de porteuse I_{po} , une tension et un courant dont les amplitudes sont

aussi égales à V_{po} et I_{po} . En d'autres termes, l'intensité anodique instantanée en crête est double de la valeur I_{po} de porteuse. Comme la tension de plaque en crête est de $2 V_{po}$, la puissance plaque de pointe atteint quatre fois la puissance plaque de porteuse W_{po} . La puissance de modulation nécessaire est égale à :

$$\frac{V_{po}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{po}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{po} \cdot I_{po}}{2}$$

Autrement dit, pour obtenir la modulation à 100 % que nous nous étions fixée, l'amplificateur B.F. doit fournir une puissance efficace modulée égale à la moitié de la puissance alimentation de plaque en régime de porteuse (cette puissance alimentation est quelquefois appelée aussi : puissance-input).

Pendant la modulation (à 100 %), les valeurs instantanées de la tension et du courant plaque de l'étage final H.F. varient de zéro à une valeur double, et la puissance moyenne appliquée devient :

$$V_{po} \cdot I_{po} + 0,5 V_{po} \cdot I_{po} = 1,5 V_{po} \cdot I_{po}$$

La puissance utile moyenne augmente également de 50 %. En fin d'analyse, la puissance dissipée (puissance perdue en chaleur sur l'anode) est aussi multipliée par 1,5 et, comme il a été dit plus haut, le rendement reste sensiblement constant.

D'une manière plus générale, la puissance utile moyenne et la dissipation anodique obtenues avec une profondeur de modulation K exprimée en décimales, sont égales aux valeurs de porteuse multipliées par le facteur

$$1 + \frac{K^2}{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} K = 0,5 \text{ pour } 50 \% \\ = 0,75 \text{ pour } 75 \% \\ = 1 \text{ pour } 100 \% \\ \text{etc...} \end{array} \right.$$

On choisit sur le réseau de Kellog (caractéristiques I_p/V_p) une valeur du courant anodique instantané maximum en crête de modulation correspondant à une tension de déchet de 18 % environ de V_{po} , la tension maximum de la grille de commande devant être cependant toujours inférieure à la tension minimum plaque correspondante. On sait que la tension de déchet est égale à la tension anodique d'alimentation moins la tension alternative H.F. de plaque.

Disons, pour ne pas troubler les idées de l'amateur, que les appareils de mesure de courant continu placés éventuellement dans l'alimentation anodique de l'étage H.F. (milliampère-mètre et voltmètre), n'accusent aucune variation, lorsque l'on passe du régime de porteuse pure au régime de modulation à 100 %, malgré l'augmentation de 50 % de la puissance moyenne appliquée. Cela s'explique par le fait que cet apport de puissance est uniquement fourni par le modula-

teur sous forme de « puissance B.F. ». S'il n'en était pas ainsi, c'est-à-dire si les aiguilles vibraient au rythme de la modulation, il s'agirait soit d'une sur-modulation (taux supérieur à 100 %), soit d'un mauvais réglage de l'étage H.F. modulé quant à ses conditions de fonctionnement (tensions d'alimentation).

Ainsi, pour avoir un taux de 100 %, il faut une puissance modulée égale à la moitié de la puissance alimentation de plaque. Mais que se passe-t-il si cette condition idéale n'est pas remplie ? Prenons l'exemple d'un émetteur de 40 watts alimentation plaque, pour lequel il faudra 20 watts modulés pour obtenir la profondeur de 100 %. On démontre que, pour une profondeur de 80 %, les deux tiers de la puissance modulée qu'il fallait pour 100 % suffisent, soit 13 watts environ. Pour un taux de 70 %, il ne faut plus que la moitié de ladite puissance modulée, soit 10 watts, etc...

Le procédé de modulation combinée de plaque et d'écran que nous avons adopté s'apparente directement à la modulation par l'anode seule ; il n'en diffère seulement que par l'addition d'une modulation simultanée sur l'écran. Cette modulation supplémentaire permet de corriger un défaut de la modulation anode seule sur les pentodes ou les tétraodes. En effet, en examinant à l'oscilloscope la courbe tension de sortie/tension d'entrée d'un amplificateur H.F. équipé d'une pentode ou d'une tétraode modulée par la plaque seule, on remarque un écrasement dans les crêtes. En effet, pendant le cycle de modulation, lorsque la tension plaque tend à doubler (100 %), la tension d'écran, restant constante, devient alors insuffisante, d'où mauvais rendement dans les pointes. Le remède consiste donc à appliquer la modulation simultanément à l'anode et à l'écran, en obligeant ainsi les potentiels de ces deux électrodes à varier dans le même sens et dans la même proportion pendant la modulation. Les crêtes se redressent alors nettement ; la linéarité est rétablie.

Tous ces points successivement énumérés caractérisent la modulation en puissance par contrôle d'anode et d'écran.

Afin de les respecter, certaines valeurs de l'étage amplificateur final H.F. seront à modifier pour l'exploitation en téléphonie (se reporter à la figure déjà publiée).

Tout d'abord, à l'aide du dévolteur H.T., cette dernière sera ramenée à 600 volts (au maximum). La résistance chutrice de tension d'écran du push-pull 807 sera shuntée par une autre résistance de 60.000 Ω 10 W et le manipulateur sera évidemment court-circuité ; de plus, cette résistance additive sera, elle-même, shuntée par un condensateur au papier de 10.000 pF.

(1) Ou, des tubes amplificateurs H.F. modulés (puisque nous avons un push-pull de 807 à l'étage final).

pour compenser au point de vue basse fréquence, la charge représentée par les condensateurs de fuite des écrans. En effet, la modulation additive des écrans est tout simplement obtenue en les alimentant à partir de la H.F. modulée des plaques ; nous verrons plus loin un autre procédé nécessitant cependant un transformateur spécial. Le couplage de l'excitation H.F. de commande sera poussé un peu plus, de façon à obtenir un courant grille de 8 mA pour les deux tubes (au lieu de 6 mA en régime télégraphique).

La polarisation correcte de base de cet étage push-pull 807 sera obtenue en remplaçant la résistance de fuite de grille de 3.000 Ω par une résistance de 7.500 Ω 2 W.

Naturellement, toutes ces modifications peuvent être faites par le truchement d'inverseurs ou de fiches quelconques, voire d'un seul commutateur

des réglages en vigueur, et travailler avec 100 watts-input sur 10 mètres, il faut prévoir un modulateur de 50 watts modulés (il est aisé de réduire l'admission par le potentiomètre, afin de diminuer la puissance de sortie) !

Un faible taux de modulation équivaut à un gaspillage de l'énergie H.F. ; mais la surmodulation, provoquant des éclaboussures sur les bandes latérales inutiles à la transmission et produisant du brouillage sur les émissions voisines, doit être absolument proscrite. Donc, attention : ne pas dépasser le 100 % ; si l'aiguille du milliampèremètre du circuit anodique de l'étage H.F. final vibre avec la modulation, réduire aussitôt le gain de l'amplificateur B.F. (à défaut d'oscillographe, ce milliampèremètre est d'une indication précieuse).

En l'état actuel de la technique, il est aisé d'obtenir, avec une très faible

gnétique, ou de 1 M Ω s'il s'agit d'un lecteur piezo-électrique.

Les anodes des deux tubes 6C5 attaquent simultanément la grille d'une 6F6 ; on réalise ainsi un système mélangeur réglable par Pot. 1 et Pot. 2.

Notons, à la sortie du préamplificateur microphonique, la présence d'un interrupteur Int. permettant de couper les fréquences « graves » sur le canal micro. Il est parfois intéressant, en effet, pour le DX ou en cas de QRM, d'avoir une modulation parole très claire. Lorsque Int. est fermé, la liaison s'effectue normalement, toutes les fréquences sont transmises intégralement. L'étage driver est équipé d'un tube 6F6 monté en triode classe A. Puis, la liaison se fait sur l'étage final par l'intermédiaire du transformateur driver déphasé Tr. D ; ce dernier est un transformateur abaisseur dont les enroulements secondaires présentent

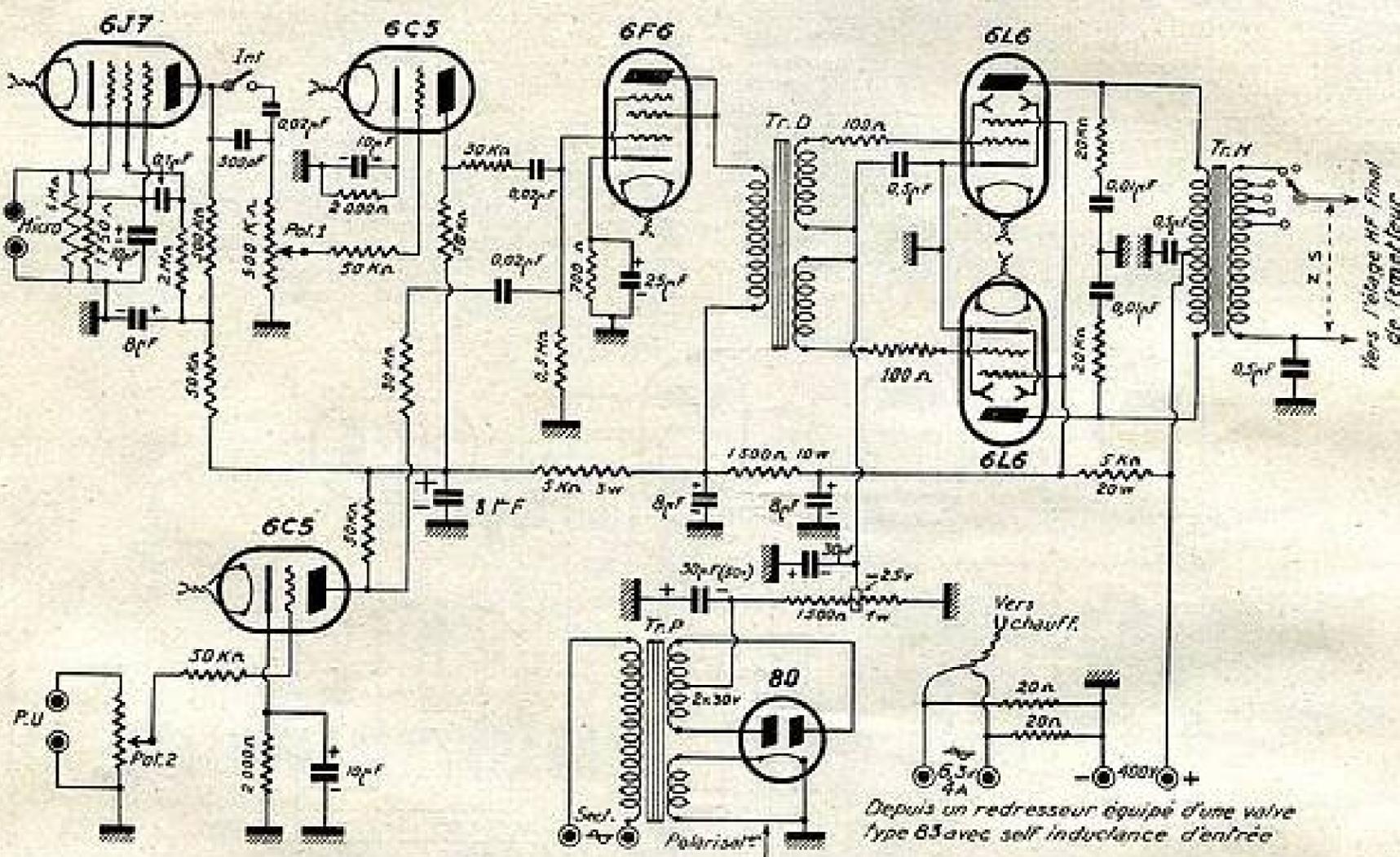


FIG. 1.

monobouton à galettes ; on réalise alors le passage de « phonie » à « graphie », et inversement, d'une manière très rapide.

Sur la bande 28 Mc/s, la puissance autorisée est de 100 watts alimentation. Notre push-pull H.F. final de 807 permet d'atteindre cette puissance ; par conséquent, il nous faut disposer d'un modulateur fournissant normalement 50 watts modulés, afin d'obtenir un taux de modulation voisin de 100 %. Naturellement, sur les autres bandes où la puissance maximum d'alimentation autorisée est de 50 watts, il faut réduire, au moyen du dévolteur H.T., l'input de l'étage final H.F. à la puissance requise ; dans ces conditions, la puissance modulée nécessaire tombe à 25 watts. Néanmoins, si l'on veut profiter pleinement

distorsion, un taux de modulation de pointe voisin de l'unité. Le montage d'amplificateur B.F. modulateur proposé permet d'atteindre une puissance modulée dépassant quelque peu les 50 watts nécessaires. Son schéma est donné sur la figure 1.

Nous avons d'abord le préamplificateur microphonique équipé d'un tube 6J7, suivi d'un 6C5 amplificateur de tension. L'entrée a été prévue pour un microphone à cristal ; mais avec un transformateur adaptateur d'impédances adéquat, il est possible d'utiliser un microphone dynamique, par exemple.

Un autre tube 6C5 est attaqué par un pick-up (facultatif). Le réglage du gain « pick-up » s'effectue par Pot. 2 de 50.000 Ω s'il s'agit d'un lecteur ma-

une faible « résistance ohmique » pour attaque d'un étage classe B avec courant grille (impédance primaire 4.000 ohms).

L'étage final est équipé de deux tubes 6L6 montés en push-pull classe AB2 : tension anodes = 400 volts ; tension écrans = 300 volts ; polarisation grilles = - 25 volts ; tension B.F. maximum de pointe entre grilles du push-pull = 80 volts.

Le transformateur de liaison à l'émetteur Tr. M. présente une impédance primaire de 2 x 1900 Ω et une impédance secondaire de 2.700 Ω . Cette dernière convient lorsque l'émetteur fonctionne avec une puissance input de 100 watts. En fait, vis-à-vis de l'impédance secondaire Z_e, tout se passe comme si le modulateur débi-

lait sa puissance effective sur une résistance égale à

$$\frac{V_{po}}{I_{po}} = Z_1$$

Il convient donc de disposer d'un transformateur de modulation possédant plusieurs valeurs d'impédances secondaires (enroulement à prises), ceci afin de se connecter sur la valeur optimum lorsque l'on fait varier V_{po} et I_{po} de l'étage final H.F. (cas de la réduction de puissance à 50 watts-input).

L'alimentation H.T. du modulateur est fournie par un redresseur (non représenté sur le schéma), équipé d'un tube valve type 83 à vapeur de mercure, donnant 400 volts après filtrage. La cellule de filtrage est du type à self d'entrée, afin d'obtenir une bonne régulation.

La polarisation grille de l'étage push-pull 6L6 est assurée par un petit redresseur auxiliaire équipé d'une valve 80. Un petit transformateur Tr. P est nécessaire pour cette tension de polarisation ; il comporte un pre-

mier enroulement 5 V-2 A (chauffage de la 80) et un second enroulement donnant 2×30 volts. On ajoute la po-

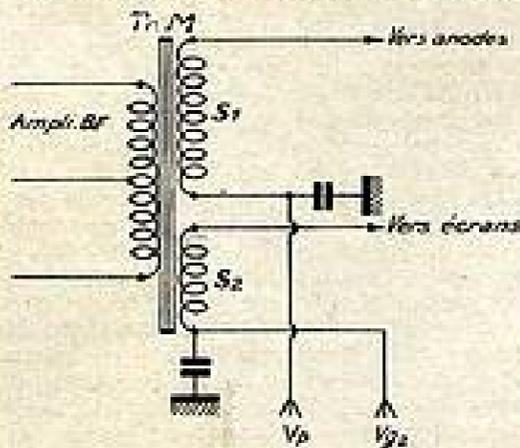


FIG. 2.

larisation grille des 6L6 exactement à 25 volts par le réglage du collier de la résistance de 1.500 Ω.

Comme on le pense, il suffit d'inter-

caler le secondaire de Tr. M dans la connexion + H.T. alimentant l'étage final H.F. push-pull 807 de l'émetteur. Ainsi que nous l'avons vu plus haut, la composante B.F. est appliquée simultanément à l'écran en l'alimentant à partir de la H.T. modulée à travers un groupement parallèle comportant une résistance de 45.000 Ω, une résistance de 60.000 Ω et un condensateur de 10.000 pF. Un autre procédé de modulation simultanée d'anode et d'écran est indiqué sur la figure 2 ; il est cependant un peu plus onéreux, car il nécessite l'emploi d'un transformateur de modulation comportant un enroulement secondaire supplémentaire S_2 pour la modulation de l'écran.

Le rapport des enroulements S_1 et S_2 sera le même que le rapport des tensions d'alimentation continues de plaque et d'écran.

Dans notre prochain article, nous passerons au dernier accessoire de l'émetteur, mais accessoire à soigner particulièrement ; nous voulons dire l'antenne.

R. A. R. R.

COURRIER TECHNIQUE (Extrait)

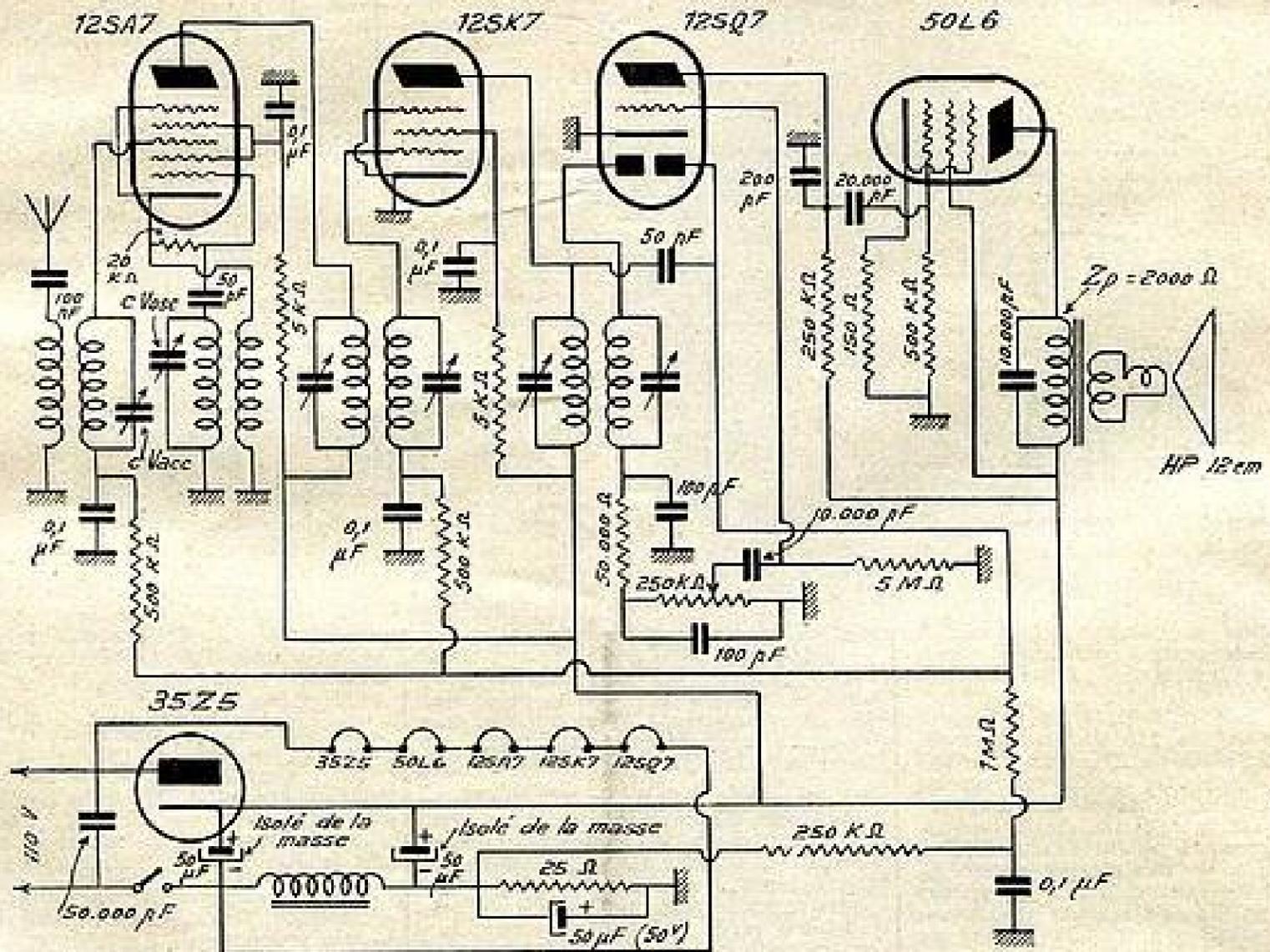
Un récepteur tous courants 5 tubes, simple, sensible et stable (le SSS)

M. Gérard ALFRED, à Haversin, Province de Namur (Belgique), nous demande le schéma d'un récepteur tous courants, d'un prix de revient peu élevé, équipé des tubes 12SA7, 12SK7, 12SQ7, 50L6, 35Z5.

Le circuit d'entretien de l'oscillateur est branché dans la cathode. Le circuit de grille oscillatrice est accordé. (Exemple : bloc Ferrisat qui lui donne les qualités SSS de notre titre.)

b) Un tube 12SK7 amplificateur MF.

Les tubes HF sont polarisés par la tension antifading. Le tube préamplificateur BF 12SQ7 est polarisé par la chute de tension produite par le courant grille, dans une résistance élevée insérée dans la grille (5 Mégohms).



RÉPONSE

Le récepteur dont le schéma est donné ci-dessus comporte :

a) Un tube 12SA7 changeur de fréquence.

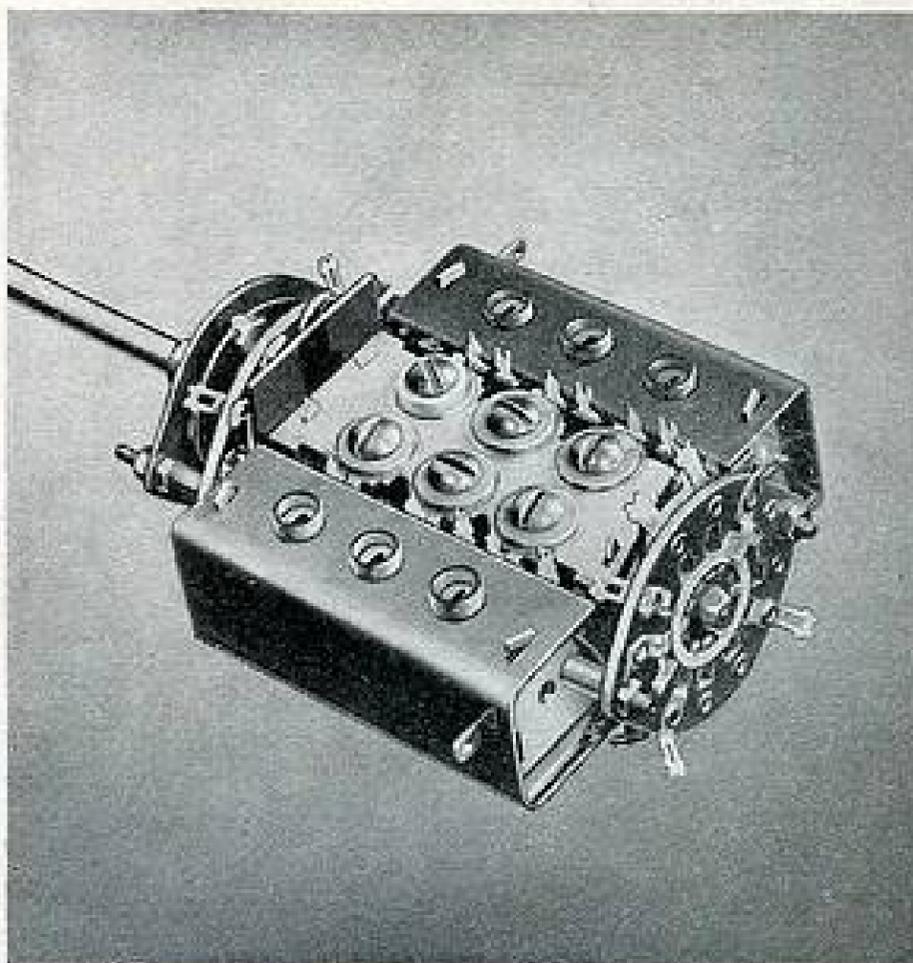
c) Un tube 12SQ7 détecteur et préamplificateur BF.

d) Un tube 50L6, amplificateur de puissance.

e) Un tube redresseur 35Z5.

Le tube final 50L6 est polarisé d'une manière automatique. La résistance de polarisation n'est pas shuntée de façon à obtenir un petit taux de contre-réaction d'intensité.

Jack ROUSSEAU.



LE BOBINAGE APPROPRIÉ POUR CHAQUE CAS !

NOS BLOCS H.F.

3 GAMMES	4 et 5 GAMMES
* R 23 poste alternatif.	* R 214 - 3 gammes + 0C étalée.
* R 23 B poste batterie.	* R 215 - 3 gammes + 20C étalées.
* R 23 C poste batterie à cadre monopère.	* R 204 - 20C + PO + GO.
* R 233 type colonial PO + 2 0C.	* R 224 - 3 0C + PO.

NOS TRANSFORMATEURS M.F.

- * Type 110 - MF $\phi = 30\%$ - hte impéd. pour poste-batterie.
- * Type 109 - MF $\phi = 30\%$ - poste alter. à grand rendement.
- * Type 1T6/14 - MF à sélectivité variable.
- * Type 2T9P - MF à prise médiane.

... ET TOUTE LA MERVEILLEUSE
GAMME DE BLOCS H.F.
A CLAVIER "VISOMATIC"

PUBL. RAPPY

BOBINAGES VISODION 11, QUAI NATIONAL, PUTEAUX (SEINE) - LON. 02-04



ET VOICI ARRIVÉS

LES MEILLEURS CHASSIS PICK-UP

L'excellente fabrication BRAUN est de nouveau disponible. Veuillez reconstituer votre stock. Vos clients les plus difficiles seront satisfaits. Ce nouveau Phono-châssis est élégant et de dimensions réduites. Il assure des auditions très fidèles. Modèles pour courant alt. 110/220 volts et pour tous courants. Le bras de Pick-up est livrable isolément.

Veuillez vous documenter également sur les changeurs de disques LUXOR

BRAUN

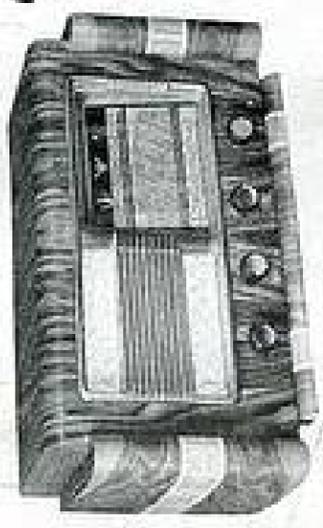
26, Rue Léopold-Bellan — PARIS-2^e
— TÉLÉPHONE : CENTRAL 62-42 —

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

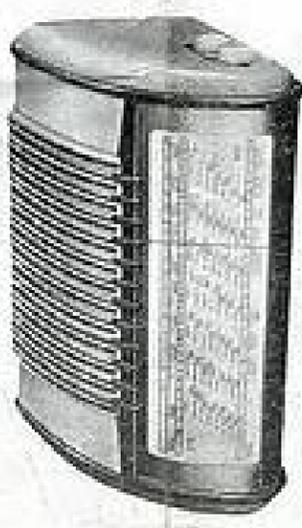
ORA

La Grande Marque Française

ORA



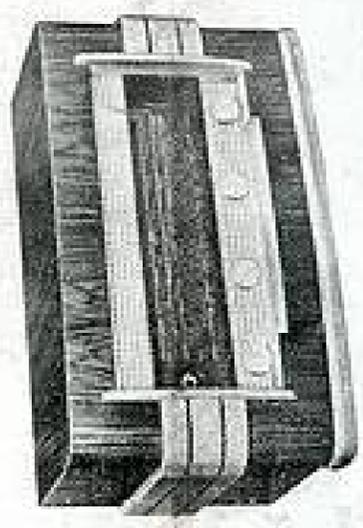
CANTILÈNE type 611. 6 l., alt. 20 cm 25 périodes, 5 gam., dont 3 O.C., étalées, H.P., 21 em., 650 x 230 x 335.



CRISTALINE ou **REVERSIBLE** type 610. 6 l., alt. 20 cm, 5 gam., dont 3 O.C., étalées, H.P., très puissant spécialement adapté, 650 x 250 x 300.



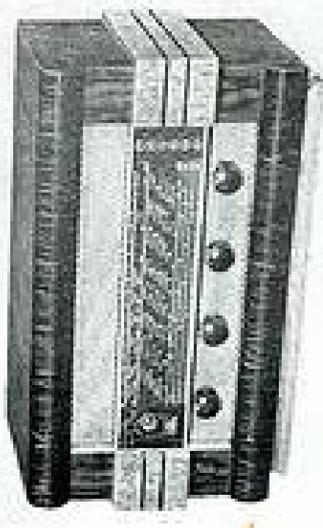
VULCAIN type 603. 6 l., alt. 20 cm, 5 gam., dont 3 O.C., étalées, H.P., elliptique, 650 x 220 x 300. Même modèle en 5 l., 3 gam., DAUPHINE type 511.



CAVATINE type 615. 6 l., alt. 20 cm 25 périodes, 5 gam., dont 3 O.C., étalées, H.P., spécial elliptique, 46 x 21 x 21 cm, tirant, 650 x 250 x 250.



OCTOMATIC type 813. 8 l., push-pull américaines, alt. 20 cm 25 périodes, 5 gam., dont 4 O.P., étalées, Changement d'ondes et de tonalité par clavier à touches, H.P., ticonal elliptique, 650 x 270 x 280.



ADAGIO type 613. 6 l., alt. 20 périodes, même modèle en T.C., 5 gam., dont 3 O.C., étalées, H.P., spécial elliptique, 520 x 235 x 325.

grâce à sa Puissance industrielle et à son Organisation commerciale le moyen d'augmenter le chiffre de vos ventes

- PAR
- UN CHOIX PRESTIGIEUX DE MODÈLES
 - DES PRÉSENTATIONS NOUVELLES ET IMPECCABLES
 - UNE QUALITÉ ET UNE TECHNIQUE INCOMPARABLES
 - UNE POLITIQUE COMMERCIALE LARGE ET COMPRÉHENSIVE
 - L'EXCLUSIVITÉ DE VENTE DANS VOTRE SECTEUR
 - DES FACILITÉS POUR VOS VENTES A CRÉDIT

LA GAMME ORA POUR 1950-1951 COMPORTE 12 MODÈLES

Demandez notre documentation



Usine Radioélectrique

la plus moderne d'Europe

66-72, RUE MARCEAU - MONTREUIL

Superficie: 15.000 M²

TEL: AVRON 19-90 (5 lignes groupées)

S.A.R.P.