

# TSE

REVUE MENSUELLE  
**POUR TOUS**

RADIO - TÉLÉVISION  
TÉLÉCOMMANDE  
SONORISATION

LES TECHNICIENS  
DE L'ÉLECTRONIQUE

26<sup>e</sup> ANNÉE — N° 264

OCTOBRE 1950

Rédacteur en chef : LUCIEN CHRÉTIEN

## SOMMAIRE :

(Extrait)

EXPÉRIENCES  
DE CYBERNÉTIQUE

●  
RÉCEPTEUR UP-TO-DATE : B.F.

●  
DÉPANNAGE H. F.  
PAR MONITEUR-ANALYSEUR

●  
F. I. EN TÉLÉVISION  
etc...

(quatorze articles, voir  
sommaire détaillé page 329)

●  
Ci-contre

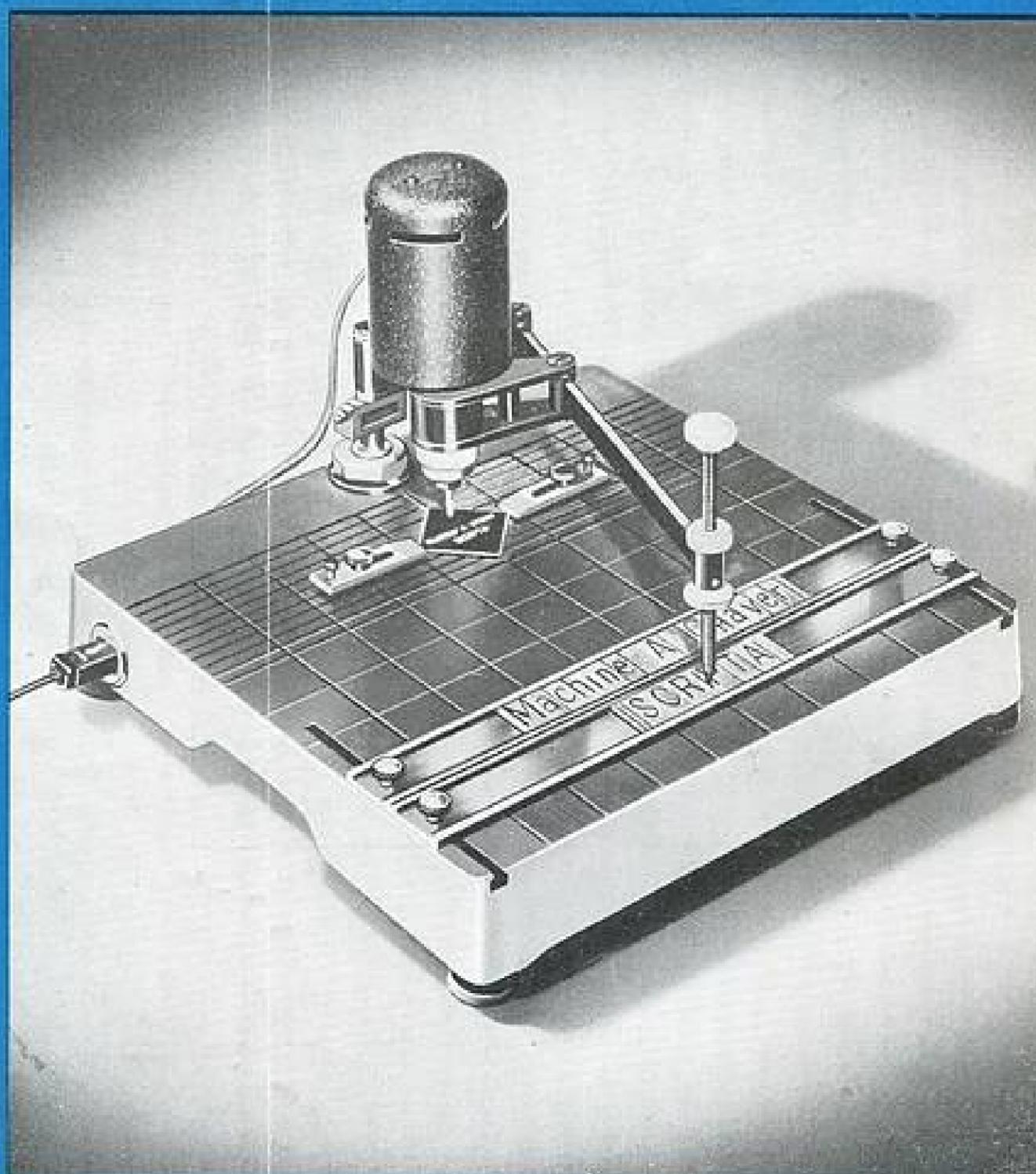
La nouvelle machine à graver « SCRIPTA »  
Nos lecteurs constructeurs ont là un  
moyen rapide et économique d'exécuter  
toutes leurs inscriptions d'une manière  
impeccable.

Aucun apprentissage n'est nécessaire, et  
le résultat est toujours parfait dans tous  
les matériaux.

Et VAYOLLE,  
11, rue Louis-François, Paris-13<sup>e</sup>

52 pages

**100** Fr.



ÉDITIONS CHIRON - PARIS

# KERMESSE "50"

ENSEMBLE DE SONORISATION PORTATIF

COMPRENANT :

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

*Complet en mallette*



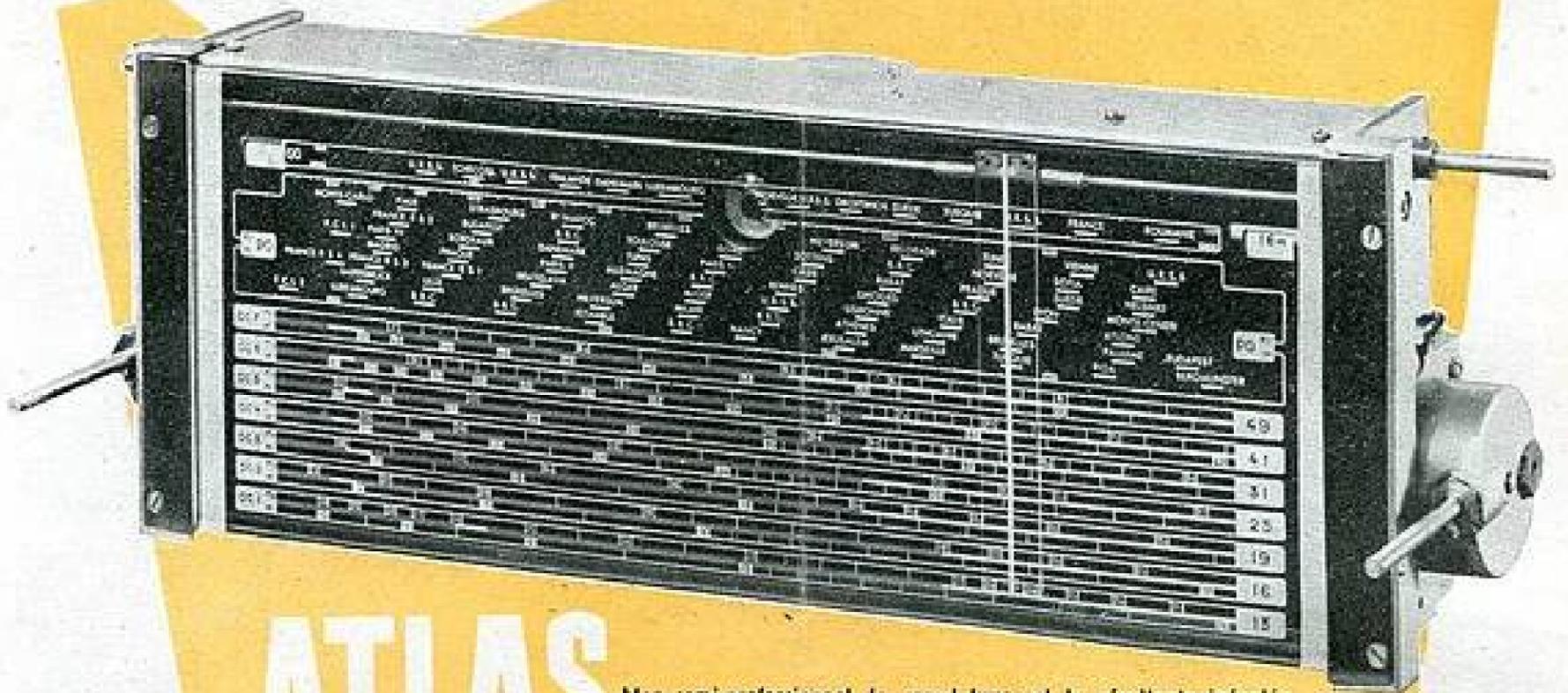
ACTA

BUREAUX DE PARIS  
9, BIS, RUE SAINT-YVES (14<sup>e</sup>)  
TEL. GOB. 81-65

HARMONIC  
**PAUL BOUYER**  
II RADIO

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

Le chef-d'œuvre  
radio-mécanique  
du demi-siècle



# ATLAS

bloc semi-professionnel de grand luxe est la résultante inégalée de la technique mécanique alliée à la technique Radio.

- 7 gammes d'ondes courtes, de 10 à 50,5 m. sans trou,
- gamme petites ondes : 190 à 572 m.
- gamme grandes ondes : 1.000 à 2.000 m.
- position pick-up (correcteur B.F. en service).
- Bandes de 13, 16, 19, 25, 31, 41, et 49 m. largement étalées.
- Stable, précis, protégé, sensible, sélectif, musical ; cadran lisible.

Pour récepteurs à hautes performances :  
Combinés radio-phonos à haute fidélité  
Postes de grand luxe  
Postes coloniaux  
Centres d'écoute  
AIR - MARINE - POLICE

Série A - pour lampes miniatures  
Série B - pour lampes Rimlock

2 variantes : ATLAS STANDARD  
ATLAS MARITIME (Bande de 55 à 170 mètres en remplacement de la gamme G. O.)

Les 4 axes de commande peuvent être orientés vers l'avant ou vers les côtés par moyens d'angle, livrés avec l'appareil.

Notice technique sur demande à :

BOBINAGES  
**OMEGA**

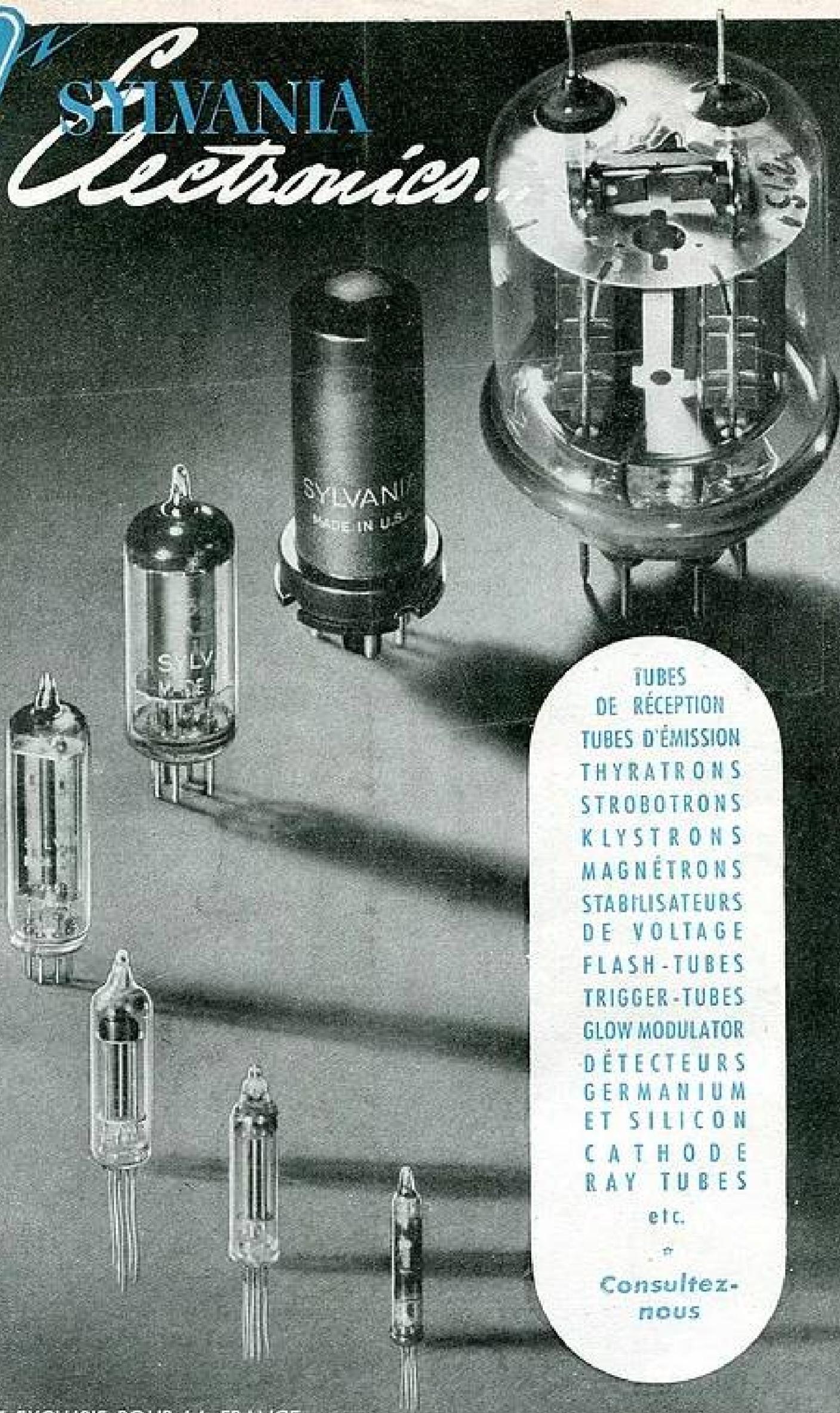
MATÉRIEL RADIOÉLECTRIQUE, TÉLÉPHONIQUE ET DE PHYSIQUE INDUSTRIELLE

Adlocor SpA

USINE ET SERVICE COMMERCIAL : 104 r. de la Jarry, Vincennes - Tél. OAU 43-30 et la suite  
USINE A LYON-VILLEURBANNE : 11, 17, r. Saugier - Tél. Villeurbanne 89-90 et la suite



**SYLVANIA**  
*Electronics.*



TUBES  
DE RÉCEPTION  
TUBES D'ÉMISSION  
THYRATONS  
STROBOTONS  
KLYSTRONS  
MAGNÉTRONS  
STABILISATEURS  
DE VOLTAGE  
FLASH-TUBES  
TRIGGER-TUBES  
GLOW MODULATOR  
DÉTECTEURS  
GERMANIUM  
ET SILICON  
CATHODE  
RAY TUBES  
etc.

Consultez-  
nous

AGENT EXCLUSIF POUR LA FRANCE :

**RADIO TELEVISION FRANÇAISE**

29, RUE D'ARTOIS, PARIS-8<sup>e</sup> - TÉL. BAL. 42-35 et 36

B.L. D'ARTOIS

# Haute fidélité et puissance!

DE  
**40 à 16.000**  
PÉRIODES  
VOICI  
NOTRE DEUXIÈME  
MODÈLE  
" **EXPONENTIEL** "  
**X.F. 51**

Puissance admissible 12 watts  
Puissance modulée sans  
distorsion à 400 pps : 6 watts



**21 cm**

**24 cm**

MODÈLE  
**X.F. 50**

Puissance admissible 6 watts  
Puissance modulée sans  
distorsion à 400 pps : 3 watts

Ces modèles sont équipés  
de transformateurs spéciaux  
**DE TRÈS HAUTE QUALITÉ**  
à enroulements symétriques  
dans le cas de push - pull

# SEM



Ag. PUBLICITEC. DOMENACH

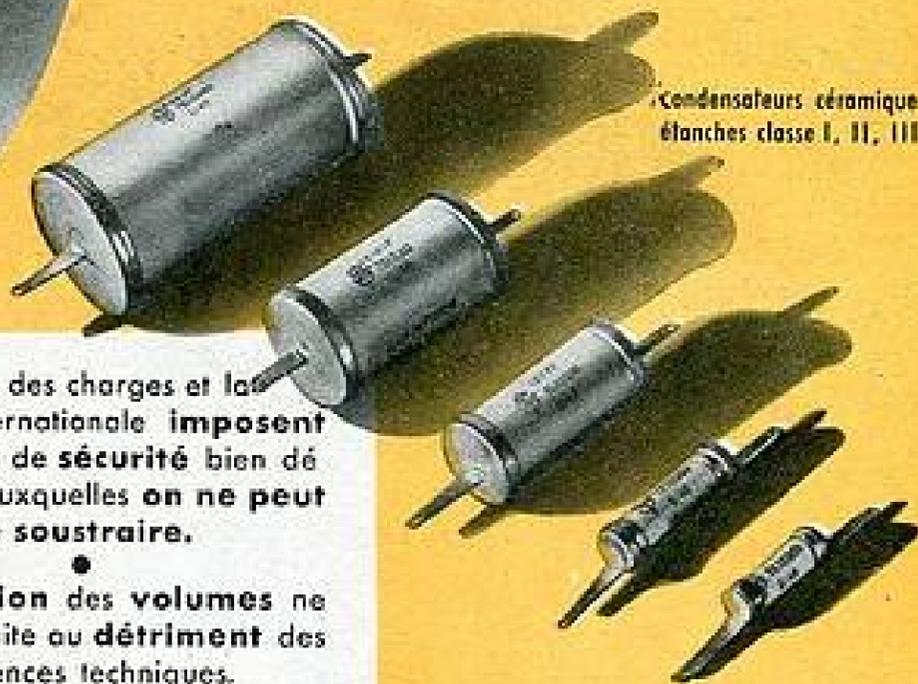
HAUT-PARLEURS ET MICROPHONES - 26 RUE DE LAGNY PARIS XX<sup>e</sup> - TÉL. DOR. 43-81  
PENSEZ A NOS MODÈLES COURANTS DE 6 A 28 cm. DONT LA QUALITÉ FAIT LA FIDÉLITÉ DE NOS CLIENTS

# Généralité... et

## LONGUE DURÉE!..

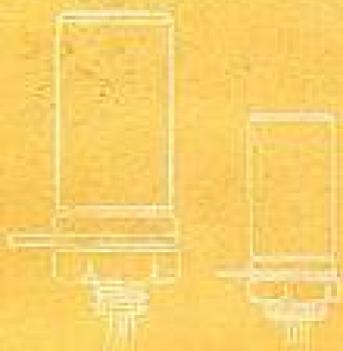


FLUORESCENCE  
TÉLÉVISION



Condensateurs céramique  
échantillons classe I, II, III

### CONDENSATEURS...



Les cahiers des charges et la qualité internationale imposent des règles de sécurité bien déterminées auxquelles on ne peut se soustraire.

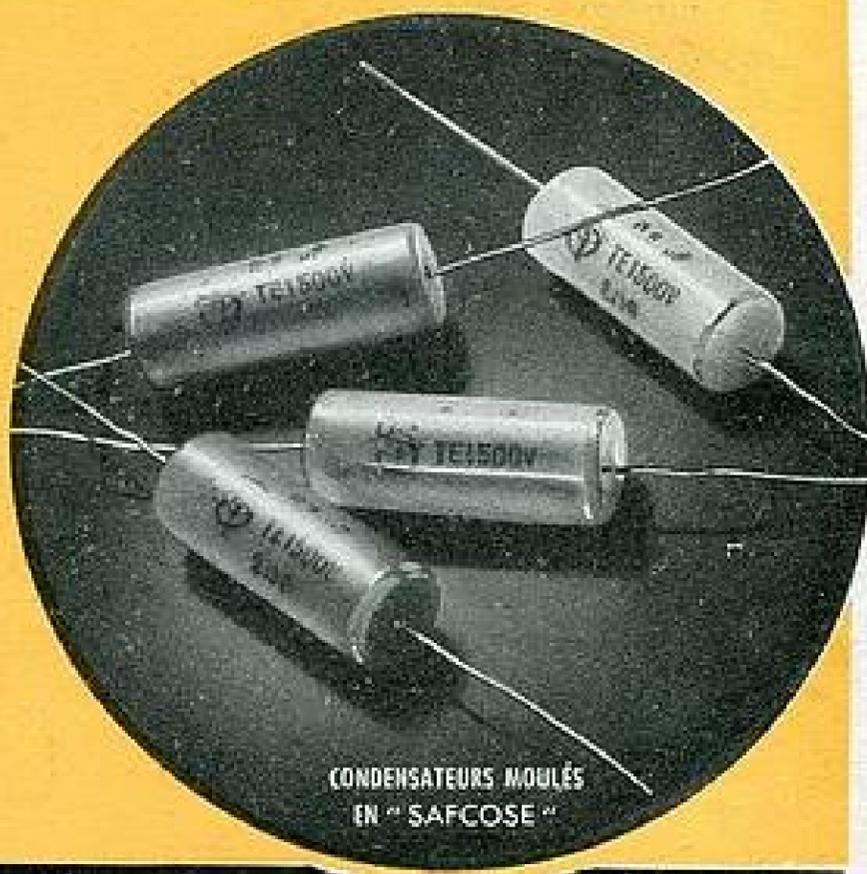
La réduction des volumes ne peut être faite au détriment des exigences techniques.

Nos condensateurs sont calculés et construits pour servir et durer, c'est pourquoi notre production croît sans cesse ; c'est pourquoi un condensateur sur deux sort de nos usines ; c'est pourquoi vous utilisez et vous utiliserez toujours davantage SAFCO-TRÉVOUX

### RÉSISTANCES...



Condensateurs échantillons  
sous tubes métal



CONDENSATEURS MOULÉS  
EN "SAFCOSE"

CONDENSATEURS - RÉSISTANCES

**SAFCO**

SOCIÉTÉ ANONYME  
AU CAPITAL DE  
96.000.000 de FRF

**TRÉVOUX**

40, Rue de la Justice  
PARIS - 20<sup>e</sup> Arr  
Tél : MÉN. 96 - 20



USINES A PARIS

SAINT-OUEN

TREVOUX

AGENCE PUBLICITÉEC DOMENACH

Une révolution dans l'enregistrement!

# LE MAGNETONE

LE PREMIER ENREGISTREUR FRANÇAIS SUR FIL MAGNÉTIQUE  
A HAUTE FIDÉLITÉ MUSICALE  
CONSTRUIT EN GRANDE SÉRIE

Des caractéristiques  
de classe internationale!

Le plus complet des  
magnétophones portatifs!



- ★ Le MAGNETONE permet à la voix, à la musique et à tous les sons audibles jusqu'à des fréquences de 10.000 pér./sec. d'être enregistrés, reproduits et effacés des milliers de fois.
- ★ Les enregistrements peuvent se conserver plusieurs années sans subir de perte de puissance.
- ★ Le MAGNETONE est le seul enregistreur diffuseur possédant deux vitesses d'enregistrement.

- ★ Ampli : 6 lampes.
- ★ Puissance modulée à la sortie : 4 watts, 5
- ★ Possibilité de mixage, micro, radio, pick-up.
- ★ Bras de pick-up spécial pour enregistrement des disques par repiquage direct.
- ★ Enregistrement de la radio par repiquage direct.
- ★ Usage de l'appareil en pick-up normal.
- ★ Possibilité de sonorisation de grandes salles.
- ★ Possibilité d'enregistrements de longue durée.

**LE SERVICE TÉLÉPHONIQUE PRIVÉ**

**35, Rue Saint-Dominique, PARIS (7<sup>e</sup>) - INV. 96-66**

Agences principales : LILLE - ROUEN - NANTES - TOULOUSE - MARSEILLE - CANNES - LYON  
BORDEAUX - TROYES - METZ - NANCY - ALGER - CASABLANCA

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<sup>e</sup>

Tout le correspondant  
doit être adressé aux :

**ÉDITIONS CHIRON**  
40, rue de Seine, PARIS-6<sup>e</sup>  
CHEQUES POSTAUX : PARIS 55.35  
TÉLÉPHONE : DAN. 47.56

★

## ABONNEMENTS

(un an, onze numéros) :

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

Tous les ABONNEMENTS

doivent être adressés

au nom des Éditions CHIRON

Paris la Seine, Claude LUTHY, Montagne 8,  
La Chaux-de-Fonds,

C. chèques postaux : IVb 3439

★

## PUBLICITÉ :

R. DOMENACH,

Régisseur exclusif depuis 1954

21, Rue des Juifs, PARIS (2<sup>e</sup>)

TÉL. : CEN. 97-63

## PETITES ANNONCES

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

150 fr. la ligne pour les autres rubriques.

★

Rédacteur en Chef :

**LUCIEN CHRÉTIEN**

Rédacteurs :

Robert ASCHEN

Henri ABERDAM

Louis BOË

P.-A. BOURSULT

Serge BERTRAND

Pierre-Louis COURIER

Pierre HEMARDINQUER

Marcel LÉCHENNE

Jacques LIGNON

André MOLES

R.-A. RAFFIN-ROANNE

Pierre ROQUES

Jack ROUSSEAU

★

Directeur d'édition : G. GINIAUX

26<sup>e</sup> ANNÉE

OCTOBRE 1950

N<sup>o</sup> 264

## S O M M A I R E

### Editorial.

Un Américain devant la Télévision Européenne . . . . . 331  
(LUCIEN CHRÉTIEN)

### Expériences en Electronique.

L'appareil se comporte comme une tortue vivante . . . . . 333  
Cybernétique, électronique et machines à calculer . . . . . 334  
(ANDRÉ MOLES)

### Construction Radio et Sonorisation.

Conception, étude, réalisation et mise au point d'un récepteur  
« UP TO DATE » à haute-fidélité : l'amplificateur B. F. . . . . 342  
(JACK ROUSSEAU)  
Contre-réaction mixte en intensité et en tension : Applications  
pratiques . . . . . (HENRI ABERDAM) 347  
Récepteur simple et musical pour la réception des locaux . . . . . 350

### Service Radio et Mesures.

Emploi de notre moniteur apériodique de dépannage en haute-  
fréquence . . . . . (ROBERT ASCHEN) 351  
Adaptation à un récepteur commercial 5 tubes du système Louis  
BOË de C. A. G. à seuil par diode . . . . . (H. D.) 353  
Valeurs des éléments de nos alimentations stabilisées . . . . . 354  
(JACQUES LIGNON)

### Télévision et Ondes métriques.

Valeurs de la fréquence intermédiaire en Télévision . . . . . 355  
(SERGE BERTRAND)  
Réalisation et mise au point de notre Téléviseur X. P. R. 819 . . . . . 357  
(PIERRE ROQUES)

### Enregistrement et Reproduction sonore.

Les bruits de surface . . . . . (SERGE BERTRAND) 360  
Les nouveaux graveurs à cristal . . . . . (PIERRE HEMARDINQUER) 362

### Émission.

L'antenne de notre émetteur toutes bandes (ROGER A. RAFFIN) 363

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

## EDITORIAL.

# UN AMERICAIN DEVANT LA TELEVISION EUROPEENNE

Cet Américain est l'auteur anonyme du « Cross Talk » inséré dans le numéro du mois de juillet de notre confrère « Electronics ». Il n'est d'ailleurs pas difficile de comprendre que cet « anonyme » n'est autre que Donald G. Fink, rédacteur en chef ou, comme disent les Américains, « Editor » de la grande revue américaine...

D. G. Fink a assisté aux travaux des techniciens de la Télévision dont le but était de chercher un standard international... Il en résulte que le journaliste américain, au cours de son voyage d'étude, a comparé la télévision américaine à celle de la Grande-Bretagne, de la Hollande et de la France... Il n'est donc pas sans intérêt de noter ses impressions, tout en tenant compte de la légitime polarisation due au sentiment national... Toutefois, il faut reconnaître que Donald G. Fink sait distinguer la vraie supériorité quand il la trouve ailleurs qu'aux Etats-Unis.

### NOMBRE DE LIGNES.

Après avoir vu de la télévision sur 405, 441, 525, 625 et 819 lignes avec 50 et 60 cadres par seconde, et des largeurs de bande comprises entre 2,7 et 12 Mc/s... l'observateur américain conclut que le standard américain réalise le meilleur compromis... Ainsi, notre 819 lignes ne l'a nullement sidéré. C'est un peu vexant pour nos techniciens.

### EN GRANDE-BRETAGNE.

Il a, par contre, été impressionné vivement par les équipements de transmission de Grande-Bretagne.

Il admire beaucoup, en particulier, une nouvelle caméra électronique : l'Orthicon à cathode stabilisée qui lui semble présenter des avantages incontestables sur l'image-orthicon-américain. La qualité de l'image est meilleure, grâce à un meilleur équilibre des valeurs de lumière. De plus, la sensibilité du nouveau tube est excellente.

### « FLICKERS ».

D. G. Fink trouve que les images européennes ont une très fâcheuse tendance à papilloter quand on veut réaliser une brillance comparable à celle qu'exige la clientèle américaine. Ce défaut est dû à la cadence de 50 cadres par seconde imposée par les réseaux de distribution d'électricité d'Europe... Avec la fréquence américaine de 60 c/s, on peut pousser beaucoup plus la brillance.

Toutefois, reconnaît-il, le défaut est pratiquement supprimé par l'emploi d'un écran à persistance bien définie (10 millisecondes) qui fut présenté par des ingénieurs hollandais. Cet écran, qui est composite fournit des franges jaunes quand l'image représente un objet en mouvement rapide, mais le défaut n'est pas bien grave.

### TRANSMISSION DE FILMS CINEMATOGRAPHIQUES.

Le journaliste américain a beaucoup admiré les transmissions de films anglais, par la méthode du « spot volant ». Malgré que la bande passante soit plus restreinte d'au moins 1 mégacycle que celle utilisée en Amérique, les images sont plus nettes et mieux contrastées.

### MODULATION POSITIVE CONTRE MODULATION NEGATIVE.

La comparaison entre modulation positive (Angleterre et France) et modulation négative (Etats-Unis) semble tout à l'avantage de cette dernière. En effet, les parasites et, en particulier, les perturbations dues aux dispositifs d'allumage des voitures automobiles, apparaissent en blanc dans le premier cas, et en noir dans le second.

Or, les points blancs sont certainement beaucoup plus gênants que les taches noires. L'Américain attache peu d'importance au fait qu'avec la modulation négative, les perturbations peuvent déclencher les bases de temps... En pratique, c'est sans importance car il faut toujours prévoir des circuits limiteurs.

Quant à la transmission de la composante « son », Donald G. Fink remarque qu'elle a tendance à être accompagnée de bruits parasites (noisy). Il n'y a rien d'étonnant à cela si l'on remarque que les techniciens américains sont habitués à recevoir le son par « modulation de fréquence ».

### CONCLUSION.

Il découle de tout cela que l'Editor d' « Electronics » n'a rien observé en France qui lui semble digne d'être noté. Spécifiquement, il reconnaît que les techniciens anglais marquent un certain nombre de points de supériorité... On peut déduire de son attitude et de ses articles que la définition fournie par notre « 819 » ne lui a pas semblé nettement supérieure à celle qu'il avait coutume de voir chez lui.

Il est d'ailleurs à remarquer qu'au cours de cette conférence, seuls les délégués français ont voté pour le « 819 ». Les Anglais traditionnellement ont conservé leur « 405 ».

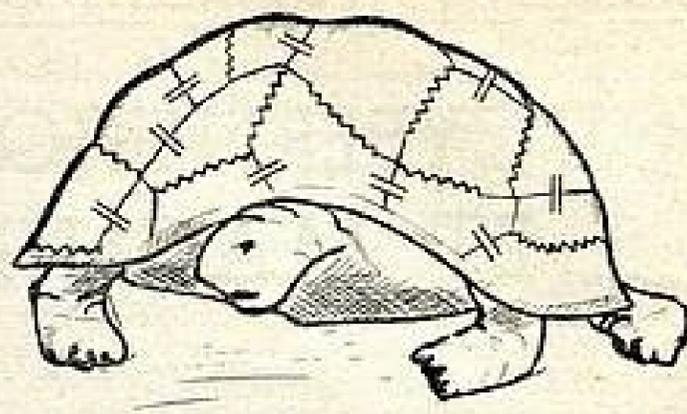
Par contre, l'Autriche, la Belgique, le Danemark, l'Italie, la Hollande, la Suède et la Suisse ont opté pour 625 lignes...

On a fait remarquer que 625 lignes/50 cadres et 525 lignes/60 cadres correspondaient à des fréquences « lignes » sensiblement égales et qu'en conséquence, un récepteur prévu pour un système pouvait, a priori, fonctionner sur l'autre.

Il est donc question de standardiser cette fréquence.



# DEUX TUBES RADIO... UNE CELLULE PHOTOÉLECTRIQUE... et l'appareil se comporte comme une tortue vivante



Du 12 au 15 juillet, s'est tenu à Marseille un **Symposium** International pour l'étude des tensions électriques fournies par le cerveau.

Au cours des travaux des congressistes, en plus des questions se rapportant à l'encéphalographie, au diagnostic des tumeurs cérébrales et de l'épilepsie, etc., un temps notable a été consacré aux problèmes de **cybernétique** (du grec : gouverner), reconstitution d'organismes électro-mécaniques et électroniques ayant un **comportement** propre analogue à celui des êtres vivants. La cybernétique en effet est de plus en plus l'objet des préoccupations des neurophysiologistes.

Il semble — et nous allons étonner beaucoup de nos lecteurs — que les progrès à faire dans la compréhension par l'homme de la structure et du fonctionnement du cerveau humain doivent dépendre désormais de plus en plus des progrès que feront les ingénieurs électro-mécaniciens dans la connaissance des **servo-mécanismes**, et de ceux que feront les ingénieurs électroniques dans la réalisation des **machines à calculer** et leur application à la **télémechanique**.

Ainsi un événement marquant de ce Congrès fut la présentation par Grey Walter de la testulo-spéculatrice (**tortue spéculante**), « véritable machine philosophique », comprenant deux tubes électroniques, un moteur et une cellule photo-électrique, qui a reproduit le comportement d'animaux inférieurs tels que les tortues, se mouvant, se nourrissant, réagissant à la présence d'un congénère, comme l'aurait fait une tortue vivante...

La T. S. F., revue mensuelle **POUR TOUS** les techniciens de l'électronique, se doit d'**ouvrir la voie aux expérimentateurs français**, qui sont légion, et dont le génie s'est exercé depuis vingt-cinq ans sur les montages électroniques aboutissant aux réalisations de radio et de télévision qui sont devenues pour eux du « classique ».

Voici un domaine nouveau, qui, même avec peu de moyens : quelques tubes, un galvanomètre, une cellule, des potentiomètres à liquide, leur offre des expériences remarquables à tenter.

Choisir un problème concret, en poser les données à un circuit, le voir résoudre seul le problème par le système des essais et erreurs, pour s'arrêter enfin sur la bonne solution, voilà une activité passionnante, à la portée de nos radioélectriciens.

Notre Revue, toujours en tête des Revues techniques françaises, a donc prié André MOLES, ingénieur de la Recherche Scientifique, et qui est notre collaborateur apprécié depuis sept ans déjà, d'initier nos lec-



(Photo Picture Post Library.)

Les deux tortues « spéculantes » Elsie et Elmer en évolution chez le docteur GREY WALTER, leur réalisateur. Sa femme appelle les tortues à l'aide d'une lumière. Les tortues ont un véritable comportement personnel, avec une volonté dont l'effet est souvent imprévisible. Lumières, obstacles, les influencent, les attirent, ou les détournent selon les cas ; elles vont d'elles-mêmes se « nourrir » à une station de charge d'accumulateurs, lorsqu'il en est besoin. Leurs deux circuits reproduisent le comportement de deux cellules du cerveau.

teurs à la Cybernétique : il leur décrira quelques montages simples et déjà passionnants parmi ceux qu'il a tentés avec bonheur, à la suite des travaux des savants britanniques.

L'article qui suit donne l'initiation, et nos lecteurs comprendront le **comportement** de « l'homéostat » d'Ashby.

LA T. S. F.

# CYBERNETIQUE, ELECTRONIQUE ET MACHINES A CALCULER

par André MOLES, Ing. I. E. G.

On dit que l'amateur radio est mort. Après avoir joué un rôle de premier plan dans la technique des radio communications, avoir conquis pratiquement le domaine des ondes courtes, établi les premières lois de la propagation, et en grande partie réalisé le récepteur radio sous sa forme actuelle, l'amateur a été enfin éliminé par le professionnel qui, disposant d'un matériel et de moyens considérables, a pu prendre sa revanche au moment où le haut-parleur ou le condensateur fabriqués industriellement à bas prix ont atteint une qualité très supérieure à l'objet des nuits de veille de l'amateur radio.

Certes, un amateur peut se distraire à construire un moteur électrique, mais de quel profit peut être cette réalisation pour la science électro-technique ? Le seul profit qu'il en tirera sera une connaissance plus approfondie du moteur qu'il a construit et l'amateurisme apparaît alors comme une distraction aussi stérile que le jeu de croquet.

On peut se demander si cette disparition est définitive ou n'est que momentanée. Le célèbre physicien BOUASSE connu dans le grand public par la vigueur des attaques qu'il a lancées contre les « grands corps constitués » collectionnait dans son laboratoire les bouts de ficelle, les manches à balai, les clous et les bouchons et c'est avec ce matériel rudimentaire qu'il a pu parvenir à une notoriété assise sur les cinquante-quatre ouvrages qu'il a consacré à la physique.

La lecture de ses livres éclaire assez bien le motif pour lequel il a pu faire œuvre durable avec des moyens aussi rudimentaires. Il a su cantonner ses études aux domaines dans lesquels des expériences simples étaient encore à faire et c'est là une des qualités essentielles du physicien de savoir estimer exactement la proportion entre les résultats et les possibilités et de savoir s'orienter vers les problèmes qu'il est équipé pour résoudre.

Que peut donc faire aujourd'hui l'amateur radio considéré comme un bon technicien de l'électronique désirant faire des choses nouvelles ? Des milliers de lecteurs répondront différemment à cette question : la télévision a des adeptes acharnés qui construisent des récepteurs et parviennent à des résultats remarquables non sans dépenses notables, le matériel requis par le récepteur de télévision étant assez coûteux.

Il est d'autres domaines qui peuvent attirer la curiosité de l'amateur ; citons la télémécanique pour laquelle quelques concours particulièrement réussis ont été organisés avec la participation de notre Revue. Mais nous croyons que c'est précisément le rôle d'une revue comme la nôtre d'attirer l'attention des lecteurs sur les domaines inexplorés de la technique où les talents de l'amateur et de l'expérimentateur peuvent donner lieu à des progrès définitifs.

C'est de l'un des développements les plus importants de cette technique que nous voudrions parler aujourd'hui. Nous allons poser dans une série d'articles les bases d'une nouvelle branche de la mécanique non-linéaire susceptible d'applications illimitées. Les services des conjonctures techniques destinés à mettre en évidence les découvertes susceptibles de modifier la structure de la société dans un proche avenir les placent de pair avec l'énergie atomique, la culture sans sol, les grandes machines à calculer et les moteurs à réaction.

Dans ces quelques articles nous traiterons donc de la *Cybernétique* ou « science de gouverner les hommes à l'aide de machines » qui comporte deux branches essentielles :

a) Les applications sociales des machines à calculer visant à suppléer aux gouvernements par les machines à calculer et qui restent heureusement ou malheureusement du domaine de l'utopie en marche ;

b) Les applications psychologiques qui, se basant sur l'analogie structurale essentielle entre les mécanismes psychophysiologiques et les dispositifs de relais et de mémoire des relais électroniques et des machines à calculer ne visent à rien moins qu'à construire des cerveaux artificiels — provisoirement pour les besoins de la psychologie.

C'est ainsi que le célèbre cybernéticien ASHBY intitulait son article descriptif de l'*homéostat* « projet d'un cerveau » au grand scandale de ses lecteurs.

Nous exposerons donc dans cette série d'articles les analogies fondamentales qui ont donné naissance au développement de la *Cybernétique* qu'on aurait pu qualifier de « science de la complexité » quelques-uns des dispositifs essentiels des grandes machines à calculer et à côté de ces dispositifs, trop complexes et trop coûteux pour être réalisés par des amateurs, ceux des machines à auto-détermination du type homéostat qui sont à la portée d'un amateur et dont des réalisations très divers sont souhaitables.

Déjà dans un article précédent (voir *Electronique et Physiologie, la T.S.F. pour Tous*, n<sup>os</sup> 223 et 224), nous avons exposé les fondements de la psychologie nerveuse et montré l'importance que l'électronique : amplifications basse fréquence, etc., avait actuellement en cardiologie et surtout en encéphalographie.

## I. — Réflexes simples

DU BOIS REYMOND fut conduit aux premiers résultats fondamentaux de l'électrophysiologie par des expériences sur le nerf sciatique de grenouille que l'on peut isoler dans l'arrière-train d'une grenouille décapitée (fig. 1). Si l'on dépose sur la patte une goutte d'acide,

on voit celle-ci se replier vivement, c'est le réflexe direct dont le schéma est donné figure 2. C'est là un mécanisme parfaitement automatique qui ne dépend pas de l'état de vie ou de mort de la grenouille, mais uniquement du bon état physico-chimique de la partie étudiée et du segment de moelle épinière correspondant. La grenouille est décapitée, il n'est donc pas question d'acte volontaire.

Ces mécanismes, avec leur allure de phénomènes objectifs et invariables, donnent beaucoup de poids au point de vue déterministe en psychologie et l'on ne verra dans les fonctions dites « supérieures » que des mécanismes essentiellement les mêmes, mais beaucoup plus complexes.

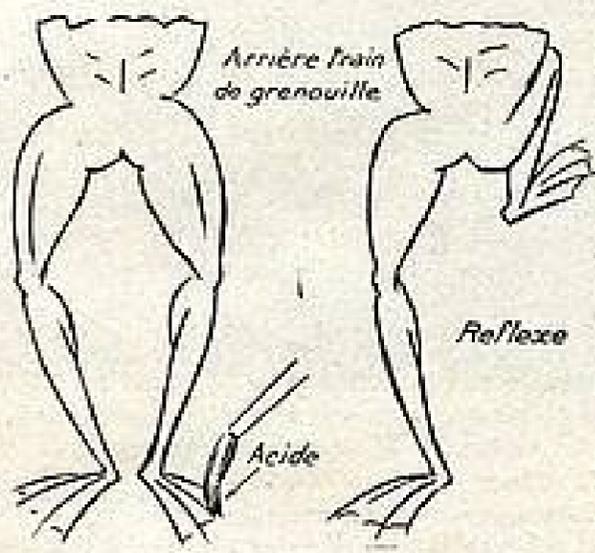


FIG. 1. — Réflexe.

**RÉFLEXES CONDITIONNÉS.** — PAVLOV mesurait la quantité de salive produite par un chien auquel on présente un morceau de viande : il associa à chaque présentation le tintement d'une sonnette et constata qu'au bout d'un certain temps, il suffisait de faire entendre la sonnette pour obtenir la salivation sans avoir besoin de présenter la viande ; le réflexe était conditionné. On peut ainsi réaliser les conditionnements les plus variés, à la chaleur, à la lumière, à la couleur, au son et explorer l'ensemble des fonctions sensorielles d'un animal.

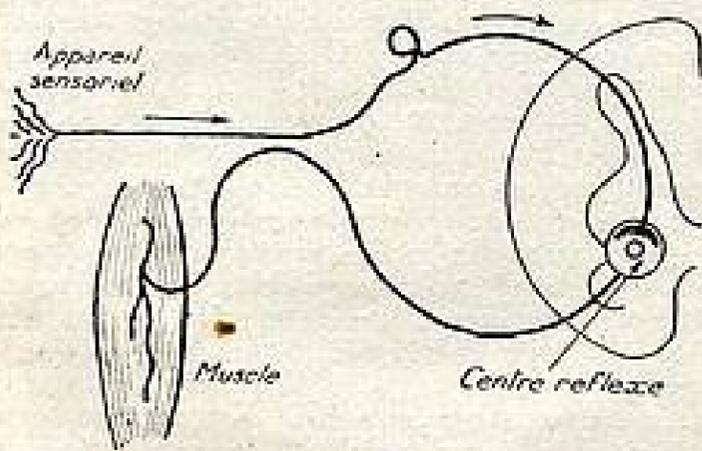


FIG. 2. — Circuit du réflexe direct.

Une école de psychologie expérimentale s'établit sur ces expériences ; c'est la théorie du « comportement » qui suppose que l'ensemble de la vie psychologique est la somme des réflexes conditionnés acquis dans les débuts

de la vie animale : réflexe de fermeture des paupières quand un objet se rapproche des yeux, réflexe de peur au bruit, etc., qui seraient appris pendant la prime jeunesse.

Le réflexe conditionné est une réaction objective du sujet dont le type de comportement dépend d'une somme complexe de conditions présentes et de son comportement antérieur (notion de mémoire). Il est caractérisé par un apprentissage suivant la méthode des essais et erreurs et par la multiplicité de solutions voisines répondant à un même but, entraînant l'incertitude du geste humain ou animal par opposition à la précision cinématique de la machine.

## II. — Définition de la « cybernétique »

Le développement récent des aspects « cybernétiques » de la neuro-physiologie provient du rapprochement des physiciens et des physiologistes qui a été amené par la guerre ; l'encéphalographie en est un exemple caractéristique. L'attitude pragmatiste du physicien a pu dans cer-

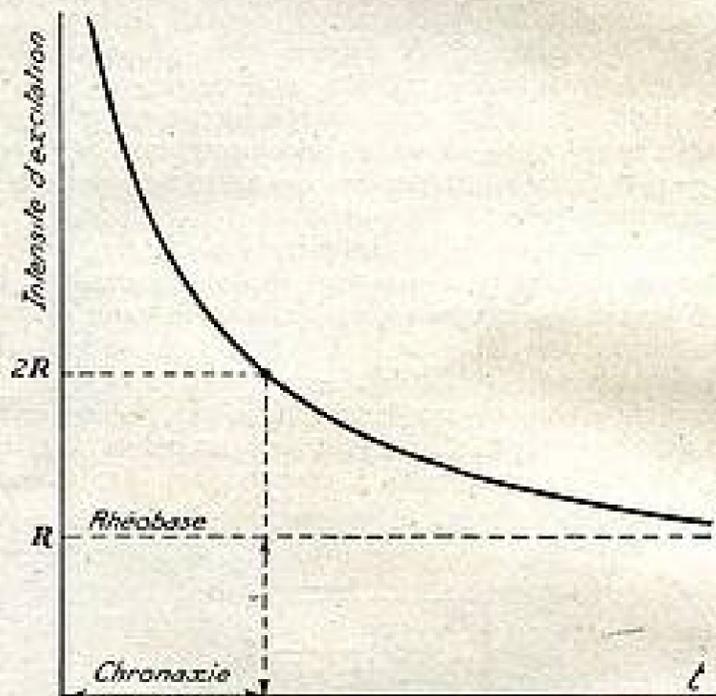


FIG. 3. — Les notions de rhéobase et de chronaxie.

tains cas être à l'origine de concepts nouveaux, riches en applications tels que les notions de dipôles et de quadripôles conçus en tant que des systèmes dont on veut provisoirement ignorer le mécanisme interne pour n'en retenir que les propriétés.

De l'identité de certains réflexes directs ou conditionnés très précis et de processus connus dans les grandes machines à calculer, l'idée est venue de systématiser cette analogie pour pousser plus loin l'étude de réflexes conditionnés plus compliqués : c'est là l'origine de la « Cybernétique » que nous définirons par quelques exemples.

**EXEMPLE.** — Le neurone, élément fondamental du nerf est constitué par une cellule de quelque 1/100<sup>e</sup> de millimètre comportant un prolongement très fin pouvant atteindre jusqu'à 2 mètres, la fibre entourée d'une gaine grasseuse, la myéline, qui est un bon isolant électrique. Cette cellule est polarisée électriquement et a une f.é.m. de quelque 1/10<sup>e</sup> de volt et le nerf sera constitué d'un grand nombre de telles fibres accolées. On peut exciter électriquement ce nerf en lui envoyant en un certain point

une impulsion qui sera définie par sa grandeur  $A$ , et sa durée  $t$  (fig. 3). On constate alors que le nerf relié par exemple à un muscle dont il commande la contraction réagit par « tout ou rien », à l'impulsion électrique, c'est-à-dire, que selon l'énergie  $E^2t$  de l'impulsion fournie, le muscle se contractera complètement ou pas du tout.

Cherchons comme l'a fait LAPICQUE quelle doit être la valeur de l'impulsion  $A$  maximum pour obtenir la réaction en fonction du temps  $t$  de l'impulsion. On obtient la courbe figure 3. Au-dessous d'un certain seuil appelé « rhéobase » l'impulsion est trop faible pour agir si longtemps qu'elle dure. Quand on augmente sa valeur au-dessus de la rhéobase, elle commence à exciter le nerf et l'impulsion minimum doit croître quand le temps est diminué. C'est la loi hyperbolique :

$$(KE^2t - W_0) = \text{constante}$$

qu'exprime la figure 3. Pour caractériser la raideur de cette courbe et donc l'excitation du nerf, LAPICQUE a défini une grandeur, analogue à une constante de temps, la « chronaxie » en exprimant l'excitabilité du nerf par le délai  $T$  minimum qui correspondait à une amplitude d'excitation égale au double de la rhéobase (fig. 3).

Etudiant alors la conduction de l'influx nerveux dans l'arc réflexe, composé de liaisons entre plusieurs fibres nerveuses successives, il constata qu'il ne pouvait y avoir transmission d'un influx d'un nerf à l'autre que s'ils présentaient même « chronaxie », même constante de temps. Or, c'est là le mécanisme même des sélecteurs de la téléphonie automatique.

L'abonné qui forme son numéro DAN, 47-56, fait tourner son cadran de 7 fractions de tour successives. Le disque revenant à 0 envoie dans la ligne 7 trains de tops compris entre 0 et 10 selon le « chiffre » du cadran. Au Central, une suite de 7 sélecteurs utilisent chacun des trains d'impulsion. Ils sont constitués d'une bobine munie d'un noyau plongeur, d'un ressort de rappel et d'un cliquet agissant sur une roue à rochets (fig. 4). Chaque

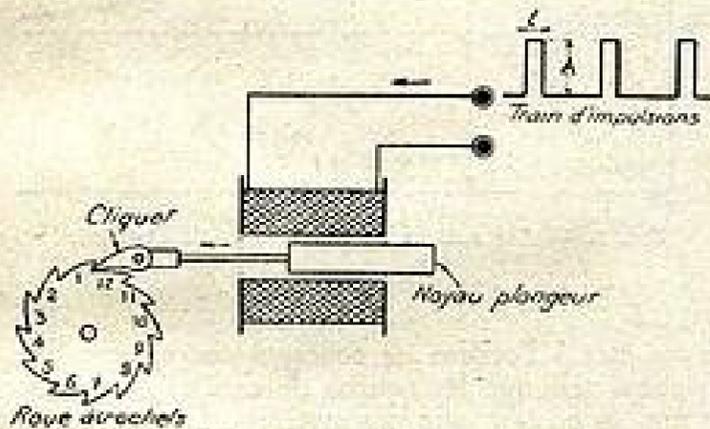


FIG. 4. — Principe des sélecteurs téléphoniques.

impulsion, à un rythme donné, donne un déplacement aller-retour au noyau et au cliquet qui fait avancer d'une dent la roue à rochet. Celle-ci, montée sur un arbre, réalise un circuit et par la combinaison de 7 de ces circuits donne à l'abonné la ligne qu'il désire.

La photo (fig. 5) représente un sélecteur réellement employé dans les circuits téléphoniques.

Or, il est bien connu que ces circuits sélecteurs n'obéissent qu'à des rythmes pas trop rapides. Si les impulsions sont trop rapides, elles se chevauchent dans la bobine du sélecteur et la roue sautera des plots. De même, il est bien évident qu'il faut une amplitude minimum pour exciter le relais et vaincre la force du rappel du ressort, c'est la rhéobase. Si l'on trace la courbe d'excitabilité du circuit téléphonique on retrouvera pour des motifs énergéti-

ques la même loi  $kA^2t - W_0 = \text{constante}$  que celle constatée en physiologie nerveuse : on définira de même une chronaxie du circuit téléphonique. On conçoit donc que pour étudier les propriétés externes des assemblages de fibres nerveuses on puisse avoir recours à cette analogie et construire des circuits ressemblant aux liaisons nerveuses dont on pourrait faire varier à loisir les caractéristiques.

Nous voyons poindre alors un mode nouveau d'attaque des problèmes de la neurophysiologie : laissant les biochimistes rechercher pourquoi telle ou telle fibre nerveuse n'a pas une chronaxie correcte, n'est-il pas possible de

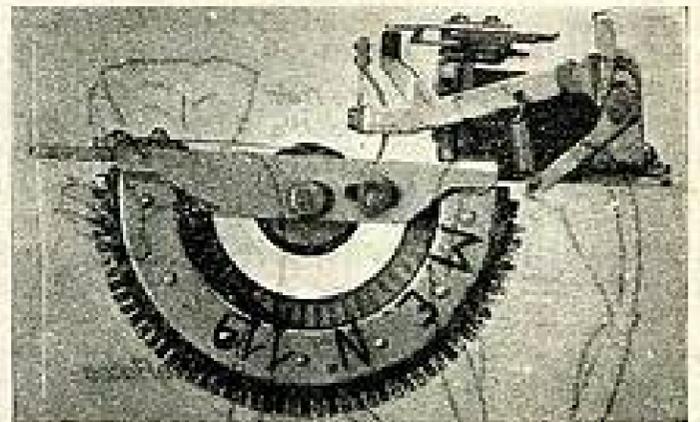


FIG. 5. — Sélecteur téléphonique.

rechercher quelle est l'importance d'un dérèglement en tel ou tel point du système transmetteur de même que l'ingénieur téléphoniste, laissant à l'électricien le soin de rechercher et de réparer le réglage qui ne fonctionne pas, s'efforcera d'apprécier la perturbation qui peut s'introduire de ce fait dans le trafic et les conséquences lointaines de cette déficience localisée.

C'est le jeu des combinaisons déjà nombreuses des 7 sélecteurs téléphoniques qui nous fournit l'exemple le plus net de conditionnements combinés — combien rudimentaires à côté des innombrables combinaisons que peut susciter le discours — puisqu'ils nous répondent en nous fournissant au bout du fil, M. Dupont, M. Duval ou les Réclamations selon que nous lui avons « demandé » Wag. 36-10 ou Ely. 47-69.

Il y a une véritable sélectivité envers les sensations reçues qui peut être très délicate dans les dispositifs à courant porteur où ces relais ACTADIS bien connus qui répondent précisément à telle note d'appel suivant un certain rythme — point, 2 traits, etc. — pour mettre en marche notre chauffe-eau électrique tout en restant passifs devant tous autres ordres.

En réalité, ces analogies restent malgré tout assez sommaires et superficielles : elles correspondent à un point de vue simpliste et particulier pour des mécanismes très spéciaux ; on n'y trouve pas cette universalité dans les réactions et les possibilités qui, dit-on, est le propre de l'homme.

Certes, on peut leur faire subir de nombreuses extensions, c'est ainsi que la complexité des actes et les nombreux réflexes d'inhibition qui apparaissent dans le comportement humain, trouvent leur analogie dans les dispositifs bien connus des ingénieurs : les « sécurités ». Citons-en, par exemple, l'ascenseur qui ne démarre que si les portes sont fermées et change de comportement, c'est-à-dire monte ou descend selon qu'il est au-dessus ou au-dessous de l'étage à atteindre.

De même, dans les mailles complexes d'un réseau de distribution électrique où chaque élément réagit sur les autres, il est certaines manœuvres qui ne doivent être accomplies que dans un certain ordre et que si telle ou telle autre manœuvre préliminaire a été faite : ces dernières contrôleront et inhiberont la manœuvre à effectuer tant qu'elles-mêmes n'auront pas été accomplies. Enfin, une certaine multiplicité des solutions apparaît quand pour gagner l'étage 6 il est possible soit d'appuyer sur le bouton 6, soit d'appuyer sur le 7 et d'ouvrir la porte au passage au 6<sup>e</sup>, soit enfin d'appuyer sur le bouton 8, puis ultérieurement sur le bouton 6.

Le développement récent des grandes machines à calculer électroniques est venu étendre beaucoup les possibilités qu'apporteraient la méthode d'analogie et résoudre quelques problèmes qui étaient restés jusqu'alors sans solution aux mains des physiologistes.

La façon dont une machine à calculer résout un problème et la forme sous laquelle elle le pose paraît au profane quelque peu déroutante *a priori*. Il est évident qu'on ne peut se placer devant la machine et lui demander à haute voix : « Je veux prendre le métro pour aller à la République. Je suis à la station de Luxembourg, ai-je intérêt à aller à pied à Saint-Michel qui est ligne directe au lieu de prendre le métro à Luxembourg et à changer trois fois ? »

On a recours à l'usage des coordonnées : prenant pour le mobile  $M$  deux coordonnées  $x$  et  $y$ , pour le but à atteindre  $O$  deux autres coordonnées  $X$  et  $Y$ , pour les différents trajets  $S_1(x, y)$ ,  $S_2(x, y)$ , etc..., on posera ces coordonnées sur des tableaux numériques analogues à ceux que comportent les petites machines à calculer de bureau.

Une grande machine à calculer est alors ainsi constituée (fig. 6) :

a) de tableaux sur lesquels on pose les données numériques du problème :

b) d'un ensemble de « parties » dont chacune peut être affectée à un type d'opération particulier : l'une les additions, l'autre les produits, l'autre les racines carrées, l'autre les dérivations, etc... ;

c) d'un tableau des résultats ;

d) d'un dispositif de relais de commande appelé « programme ».

La machine résout numériquement les problèmes selon les ordres qui lui sont donnés. Si un système d'opérations définies lui est demandé, on posera dans le « programme » une carte perforée indiquant l'ordre et le type des opérations à effectuer ; c'est la machine qui prélèvera la donnée  $a$  au tableau initial, la multipliera par  $x$ , l'enverra à la région des carrés pour obtenir  $a^2x^2$ ,  $y$  ajoutera  $by$  obtenu par le même système, etc... On lira alors le résultat sur les tableaux ultimes et on décidera en conséquence. On remarquera tout d'abord que les « données » ne sont fournies par l'opérateur humain que dans certains cas. Ainsi, dans les machines à calculer déjà très complexes, qu'on utilise pour le tir des navires de guerre, les données sont fournies automatiquement par des viseurs, radars, etc..., qui donnent à l'entrée de la machine, site, azimuth, etc... sans intervention humaine ; de même, les résultats agissent directement sur les tourelles de télépointage et l'on voit ici disparaître l'intervention humaine une fois donné l'ordre de viser et de tirer.

Il est d'ailleurs intéressant de noter que la plupart des machines à calculer récentes utilisent pour l'expression des résultats le système de numération « binaire » dans lequel les chiffres sont 0 et 1, ce qui revient à la loi du « tout ou rien » et permet l'utilisation de relais à deux positions « ouvert », « fermé », qui simplifie beaucoup les organes de la machine.

Or, ce système binaire, c'est celui de la logique divalente : oui/non (principe du tiers exclu), ce qui éclaire l'origine même de cette logique ; l'esprit humain ne

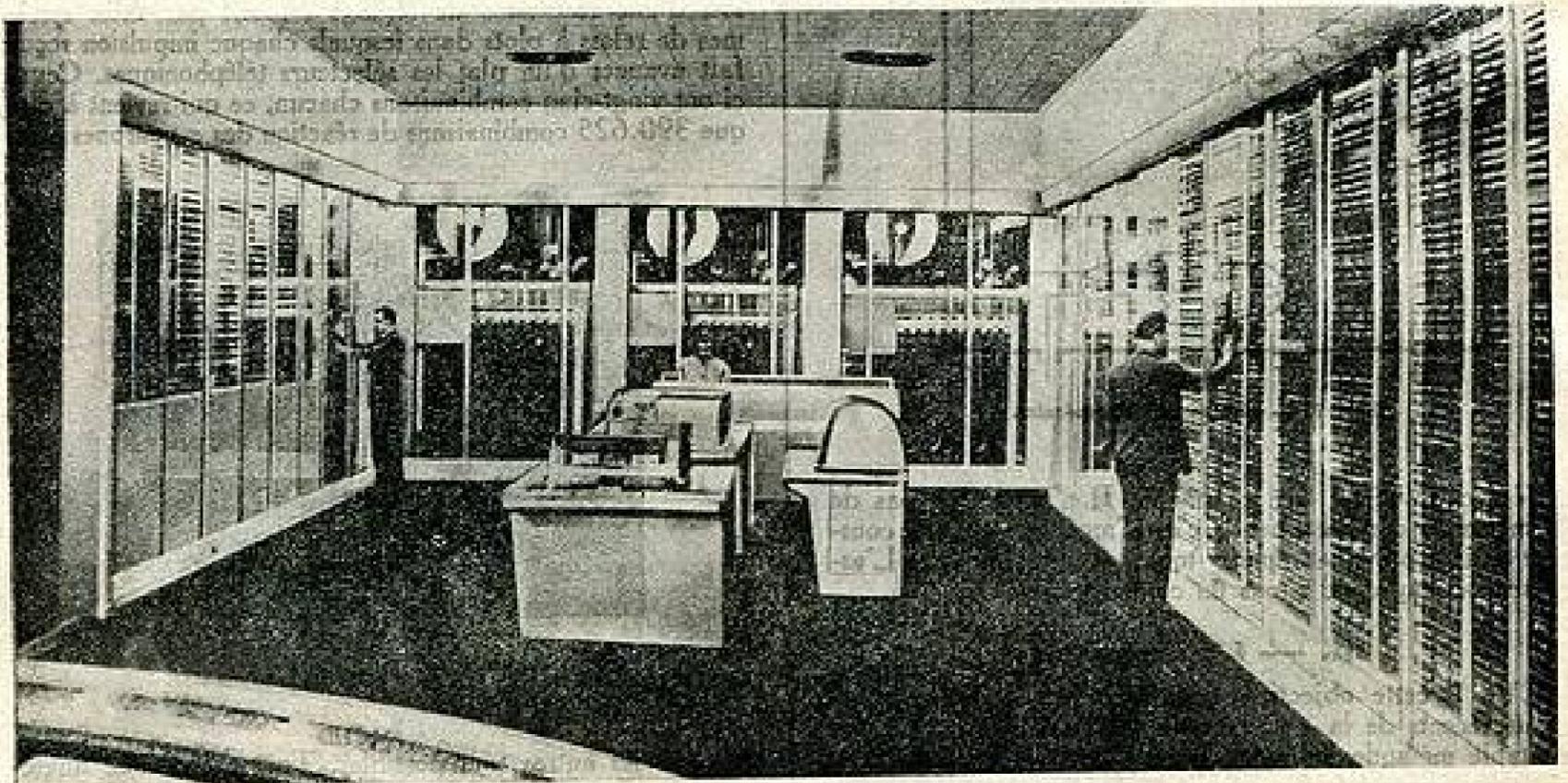


FIG. 6. — Le calculateur électronique tel qu'il est installé dans les bureaux de la corporation internationale des machines commerciales à New-York. Cette étonnante machine occupe une pièce de 40 sur 20 pieds (18 x 6 m.). Elle peut multiplier des nombres et enregistrer le résultat dans sa vaste mémoire et utiliser ce dernier pour résoudre un problème une semaine plus tard. Ce calculateur est le plus rapide du monde et fait une opération 250 fois plus rapidement que la précédente machine de ce genre mise en service en 1944. (Photo Keystone).

retrouve dans les machines qu'il a créés que ce qu'il y avait mis : ses propres formes de pensée.

Tous ces dispositifs ne se passent de l'intervention de l'homme que dans la mesure où l'ingénieur qui a réalisé la machine a pu résoudre algébriquement le problème et fournir à celle-ci un programme parfaitement précis des opérations qu'elle aurait à faire sur les données : la machine ne se crée pas d'elle-même un programme.

Ce qu'on peut surtout reprocher à ces analogies, et les adversaires de la théorie du comportement s'en étaient bien rendu compte il y a longtemps, c'est qu'il n'y a, en dépit de l'exemple précédent, qu'un nombre restreint de solutions participant du même principe, alors que dans les mécanismes psychologiques il est un grand nombre de solutions voisines donnant à peu près le même résultat.

L'ascenseur, si les deux portes sont fermées et pour peu qu'il fonctionne correctement, ne peut que s'arrêter

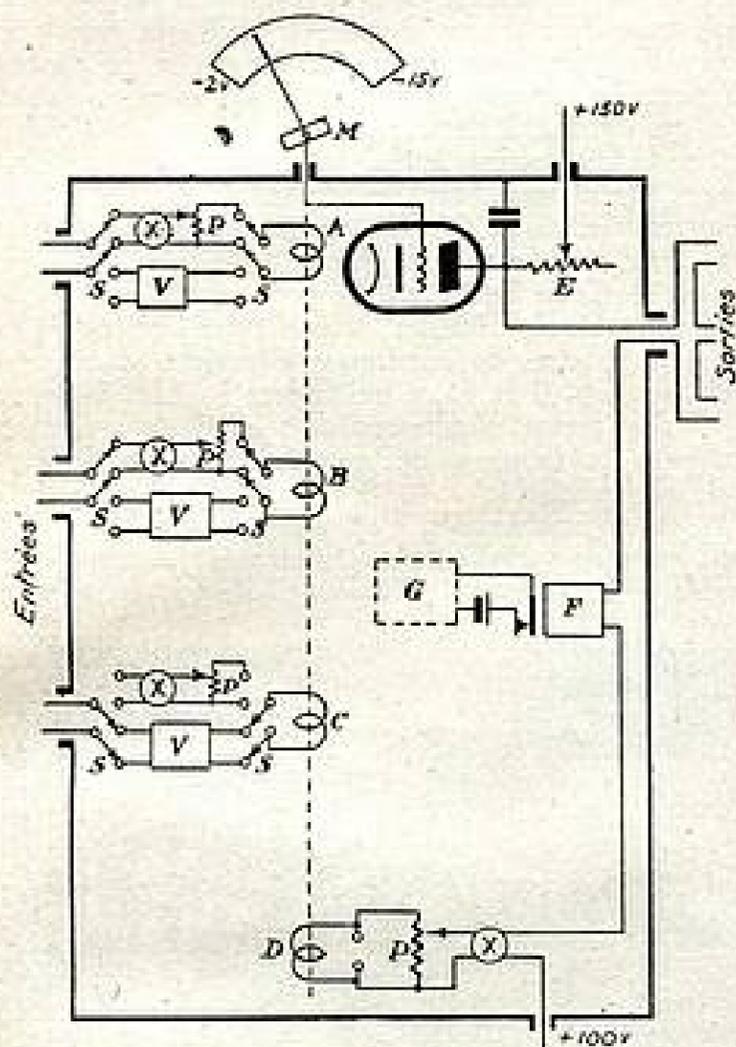


FIG. 7. — Schéma de l'homéostat.

à l'étage désiré ou être en panne. Il n'imaginera pas de lui-même un comportement : c'est l'ingénieur qui l'a construit qui a prévu et épuisé toutes ses possibilités. L'ascenseur « n'apprend » pas un comportement.

### III. — L'homéostat

C'est à cette objection que répondent les développements récents de la « Cybernétique » qui en ont fait une véritable méthode autonome pour l'étude de la psychologie sous l'impulsion de Ashby et Wiener.

Ashby a construit un appareil, l'« homéostat », qui cherche de lui-même son comportement pour répondre à des excitations données pouvant être fournies par l'intermédiaire d'une cellule photoélectrique, d'un thermomètre

ou d'un microphone, donc les excitations mêmes auxquelles réagit l'organisme humain.

Voici comment est réalisé l'homéostat. C'est un système d'éléments, quatre par exemple, dans la figure ci-dessous, tous identiques les uns aux autres comme les neurones d'une même zone cérébrale : le schéma de l'un d'eux est donné par la figure 7. L'âme de l'appareil est un galvanomètre à aimant mobile dans lequel le champ est créé par la somme des champs magnétiques provenant des quatre bobines composantes A, B, C, D représentées enroulées sur une même carcasse (photo figure 8).

L'équipage mobile du galvanomètre, constitué d'un aimant monté sur pivot M, se déplaçant sous l'action de la somme des champs magnétiques des bobines A, B,

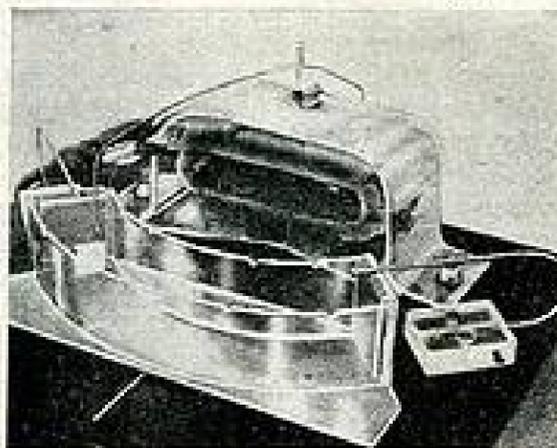


FIG. 8. — Photo élément d'homéostat.

C, D, est muni d'une aiguille et d'une palette qui sert de « potentiomètre liquide ». Celui-ci règle la tension d'entrée d'un amplificateur dont la sortie est reliée à l'un des autres éléments. Chacun des trois autres éléments se trouve relié à une bobine A, B ou C par l'intermédiaire soit d'une résistance de réglage P, soit par deux systèmes de relais à plots dans lesquels chaque impulsion reçue fait avancer d'un plot les sélecteurs téléphoniques. Ceux-ci ont vingt-cinq combinaisons chacun, ce qui revient à dire que 390.625 combinaisons de réaction des « neurones » les

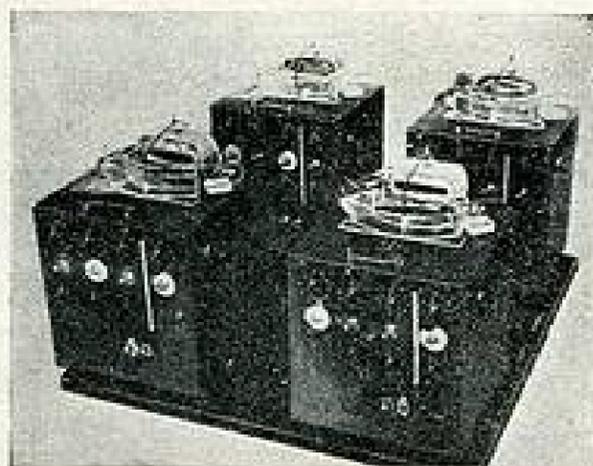


FIG. 9. — L'ensemble de l'homéostat.

uns sur les autres sont possibles. Tout ceci donne finalement une batterie de quatre auto-oscillateurs couplés.

Dans cet appareil, la réaction des éléments les uns sur les autres est un asservissement d'une fonction à une autre et il peut y avoir inhibition de l'un des éléments par l'autre. Or, la notion de réaction différentielle utilisant la dif-

férence entre le but à atteindre et le progrès déjà accompli vers la solution pour continuer cette action est le principe même du cheminement qui est une des marques des processus mentaux humains. Un tel appareil disposera donc de plusieurs solutions voisines, dont l'une est simplement un peu meilleure que les autres dans certains cas.

Le comportement de l'homéostat dans la recherche d'une solution est typique des réactions des organismes supérieurs : devant un besoin de manger, l'individu animal ou humain recherche une solution qui dépendra des circonstances extérieures : le chimpanzé auquel on propose une banane accrochée trop haut fera d'abord des essais infructueux pour l'atteindre, puis accomplira un acte complexe : aller prendre une caisse pour y monter, ce qui n'était pas immédiatement nécessaire ni prévisible.

De même, l'homéostat recherchera successivement tous les comportements possibles : s'il n'en trouvait pas, c'est que le problème serait impossible et il finirait par découvrir le ou les comportements adéquats. Si les mêmes données sont de nouveau introduites aux bornes de l'appareil, les circuits étant déjà préparés, la solution sera immédiate. L'appareil a procédé à un apprentissage par la méthode des essais et erreurs.

La différence entre un tel appareil et les grandes machines à calculer classiques est mise en évidence par la résolution d'un problème classique, celui de la partie d'échecs qui est assez complexe et sur lequel beaucoup

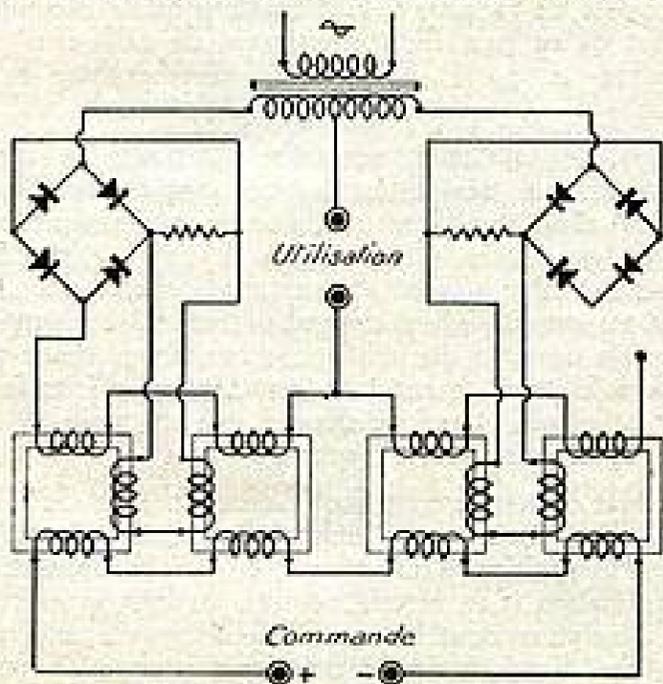


FIG. 10. — Schéma d'un amplificateur magnétique.

de chercheurs ont exercé leur ingéniosité. Un joueur d'échecs pourrait utiliser une machine à calculer pour prévoir les conséquences les plus lointaines de chaque coup : il accroît à la fois les possibilités de sa mémoire et ses facultés déductives, mais ses décisions ne restent subordonnées qu'à lui-même.

L'homéostat, au contraire, n'utilisera le joueur que comme un esclave destiné à déplacer les pions sur l'échiquier en attendant qu'il soit muni de leviers lui permettant de les déplacer lui-même. Il recherchera pour chaque coup un « comportement » adéquat vis-à-vis des règles du jeu qui lui auront été fournies et, doué de mémoire, fera de moins en moins d'erreurs au fur et à mesure de son entraînement jusqu'à devenir le joueur parfait. Cette possibilité d'apprentissage est le caractère essentiel de l'appareil d'Ashby qui n'est encore qu'un modèle de démonstration. Cette mémoire tient dans la fixation d'une solu-

tion par l'inertie des contacts qui la matérialisent et qui permettent ainsi l'intégration par limens successifs qui traduit le passage de plot à plot du sélecteur.

Quelle est alors la valeur d'un tel dispositif ? Il serait illusoire de lui demander le fonctionnement interne d'un neurone ou d'une aire cérébrale. Ashby ne prétend nullement que ce dispositif puisse être un modèle même grossier du fonctionnement interne du neurone, pas plus que le nerf artificiel de Lillie ne prétend représenter la fibre nerveuse.

Ashby n'affirme pas que le cerveau humain ressemble en quoi que ce soit à l'homéostat. Il démontre simplement

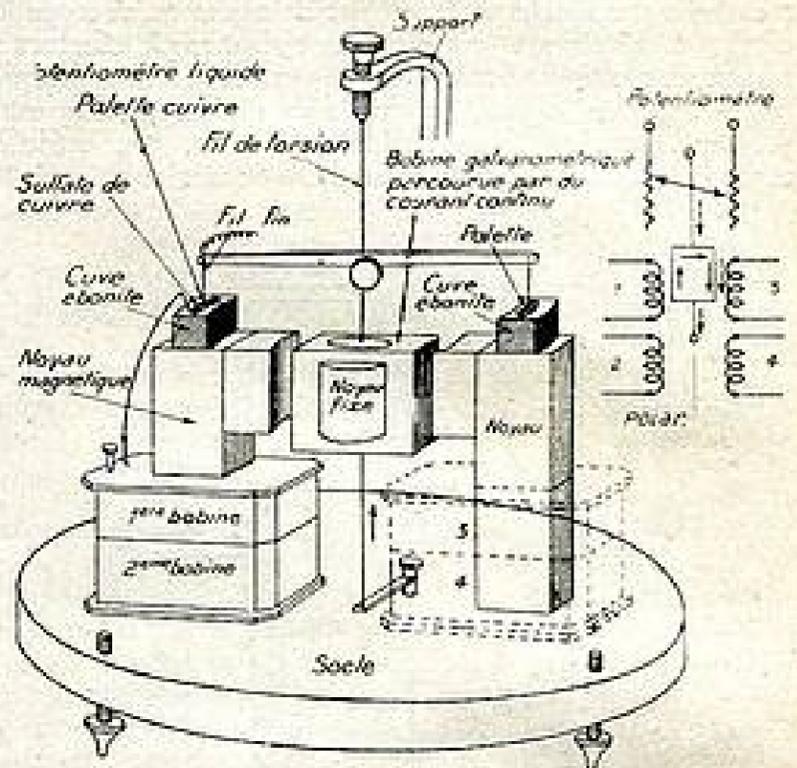


FIG. 11. — Un élément d'homéostat réalisé en laboratoire à partir d'un vieux galvanomètre à cadre mobile Deprez-d'Arsonval.

4 bobines ont été montées sur l'armature en tôle qui a remplacé l'aimant permanent (2 seulement sont représentées). Le couple directeur est conditionné par un courant de polarisation qui passe en permanence dans le cadre et permet d'ajuster la sensibilité générale de l'appareil. Sur le miroir on a fixé une tige transversale munie de 2 palettes plongeant dans 2 cuvettes en quart de cercle en ébonite pleines de sulfate de cuivre et constituant le potentielmètre liquide.

qu'il y a une solution purement mécaniste au problème de la recherche d'un comportement par essais et erreurs et que ce n'est pas seulement chez les animaux que l'on peut trouver des exemples d'un tel comportement.

PERFECTIONNEMENTS EN COURS. — Les possibilités variées de cet appareil conduisent à lui faire subir de nombreux perfectionnements. Ainsi son fonctionnement entièrement en courant continu autorise l'emploi d'un amplificateur magnétique moins encombrant et plus énergique que l'amplificateur à triode utilisé initialement (fig. 10).

La figure 11 représente un élément d'homéostat réalisé au laboratoire avec un vieux galvanomètre à cadre mobile (fig. 12) et dont nous donnerons une description plus précise dans un article prochain.

Enfin, il est possible de réaliser par des moyens purement électroniques des éléments d'homéostat en utilisant des tubes à plusieurs grilles et en assurant les réactions de sens convenables des circuits les uns sur les autres.

Un tel mécanisme, disions-nous, recherche par essais et erreurs une solution à son problème jusqu'à ce que cette solution soit quasi-parfaite. C'est le mécanisme de l'ap-

prentissage d'un réflexe conditionné dans les circonstances données. Mais le problème une fois résolu, l'appareil s'immobilise : si alors nous lui en posons un autre en modifiant les données, il prendra la résolution de ce nouveau problème et oubliera automatiquement l'ancien qui s'efface et disparaît. Seul l'expérimentateur peut noter la solution trouvée au premier problème, pour qu'au jour où il se posera de nouveau il n'ait qu'à préparer les circuits pour voir la solution numérique trouvée du premier coup.

C'est là qu'apparaît l'utilité de l'homéostat comme complément aux machines à calculer ou plutôt à cette partie essentielle des machines à calculer normales qu'on appelle « programmeur » et qui dicte les opérations à effectuer : additions, multiplications ou racines sur des chiffres fournis par la machine. S'il n'est capable de résoudre qu'un seul problème sous sa forme actuelle, il n'est pas difficile cependant de doter l'homéostat d'une « mémoire », c'est-

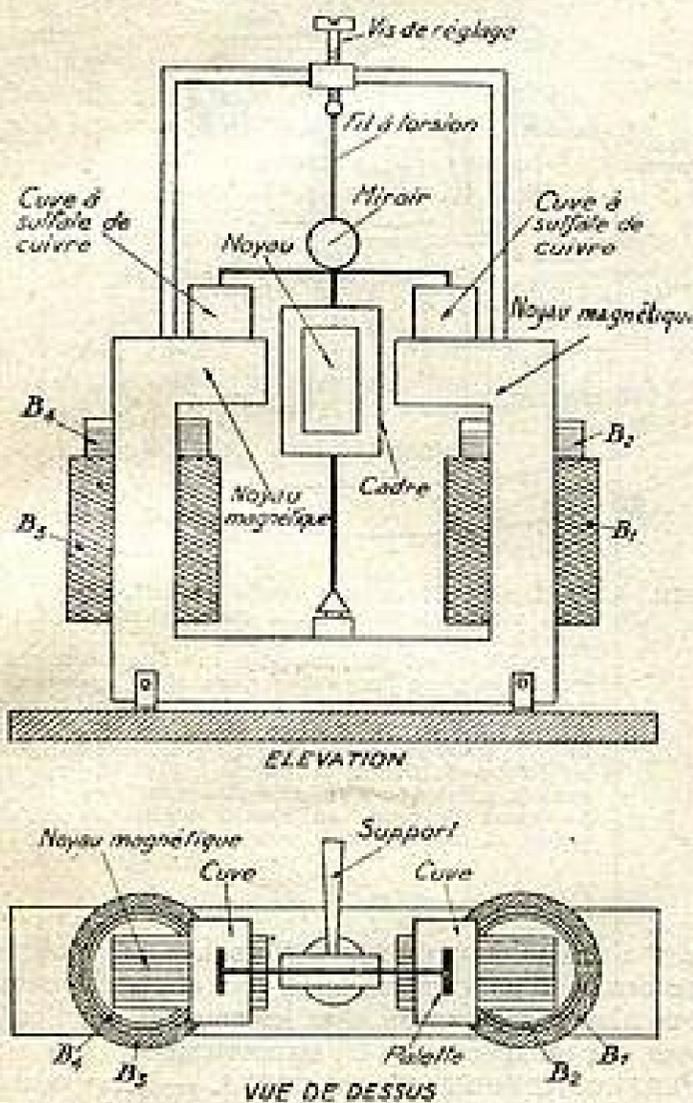


FIG. 12. — Notre élément d'homéostat.

à-dire de lui faire noter dans une section à part de l'appareil avec les données caractérisant le problème la solution qui lui a été apportée par la machine après recherches.

Qu'est-ce en effet que la « mémoire » ? Dans la psychologie du comportement elle apparaît comme l'analogue d'un fichier, d'un classeur soit d'images, ce qui paraît contestable, soit de connaissances et d'implications logiques de connexions entre éléments sensoriels perçus dans le passé. C'est dans cette voie que les résultats les plus fructueux ont été atteints.

Il existe dans le monde matériel d'innombrables exemples de mémoires. Chaque fois que l'état d'un système

dépend de la suite des états antérieurs, c'est-à-dire chaque fois que le système ne repart pas de zéro, mais d'une position initiale définie par les transformations qu'il a subies antérieurement, on peut parler de mémoire.

L'exemple le plus banal des transformations de ce genre est celui de l'évolution des systèmes chimiques ou cristallins où les transformations sont en général irréversibles toutes les fois qu'elles s'accompagnent d'un bilan énergétique négatif, mais on peut en citer beaucoup d'autres en physique : toutes les fois qu'il n'y a pas dans le système une « force de rappel » ramenant le système à son état initial de repos : une bille sur une table horizontale, l'aimantation d'un morceau d'acier, la recristallisation d'un alliage, la carte perforée de la machine à statistique, autant d'exemples de mémoire (changement de connexion d'un espace). Un cas plus rare mais très important est celui des systèmes dans lesquels on accumule de l'énergie que l'on peut utiliser ensuite. Citons en acoustique les chambres réverbérantes dont la mémoire des états antérieurs peut atteindre plusieurs secondes. Citons les aimants de Kammerling Ohnes constitués d'anneaux de plomb rendus supra-conducteurs en les plongeant dans l'hélium liquide et dans lesquels circule indéfiniment un courant sans dissipation d'énergie.

Mais ces systèmes sont très particuliers et ont l'inconvénient de dissiper de l'énergie quand on les utilise : s'il est possible de recourir à l'information qu'ils accumulent, ce n'est qu'au prix d'un épuisement de celle-ci : quand on ouvre la porte d'une salle réverbérante, le son s'éteint.

Aussi, les systèmes auxquels a recours le cerveau humain sont-ils très différents. Ce sont des oscillateurs constitués d'un amplificateur dont une certaine fraction de l'énergie de sortie est renvoyée à l'autre (réaction). Ils oscillent indéfiniment et leur mode d'oscillation (fréquence ou amplitude) ne dépend plus de l'énergie qui leur est fournie ou qui y est puisée, mais seulement de ce qu'on appellera le *taux de réaction*, pourcentage d'énergie renvoyée à l'entrée et qui ne dépend que du mode de connexion de ces circuits de réaction.

Ce sont de tels circuits dont Lorente de No, le célèbre physiologiste américain, a montré l'existence dans le cerveau : l'acquisition d'une donnée par la mémoire revient à la formation d'un certain nombre de liaisons entre éléments cérébraux dont les modalités de groupement représentent les divers types de données fournies. On peut y puiser une donnée sans pour cela altérer le système, puisque seules comptent les connexions établies et non l'énergie qui y circule. Il résulte de ce fait que la mémoire doit être limitée par le nombre de combinaisons que l'on peut faire entre les éléments cérébraux eux-mêmes en nombre limité.

Von Forster, dans son ouvrage *Das Gedächtnis* a montré qu'on pouvait estimer à  $10^{21}$  le nombre de combinaisons ainsi réalisables.

Devons-nous en conclure que la vieillesse est l'incapacité d'accumuler de nouvelles données dans la mémoire en d'autres termes l'incapacité d'apprendre, plus que la perte de souvenirs du fait d'un encombrement trop grand du tableau des connexions cérébrales, ce serait peut-être aller un peu loin, encore que les données de Forster résultent d'expériences très soignées sur l'apprentissage de syllabes dépourvues de sens.

Il émerge de ce parallèle entre machine à calculer telles que celles déjà réalisées en France par le laboratoire

Blaise Pascal dirigé par M. Couffignal, et le cerveau qu'il n'est pas impossible d'utiliser les uns pour éclairer le fonctionnement des autres. Pour tout nouveau problème, il est possible, comme cela a déjà été réalisé dans les grandes machines électroniques, de faire préalablement confronter celles-ci par la machine avec les divers problèmes déjà résolus et si par hasard les données étaient identiques, d'utiliser immédiatement la solution conservée dans la mémoire, ne reprenant le laborieux apprentissage de la solution que si le problème n'a jamais été posé à l'appareil. N'est-ce pas là le mécanisme du fonctionnement de l'esprit humain ?

#### IV. — Applications

Ainsi l'application de la Cybernétique (du grec : gouverner) à la psychologie consistera à construire et étudier des modèles mécaniques susceptibles de reproduire dans leurs caractères extérieurs certains systèmes de comportement, de fonctions psychologiques, sans se préoccuper de connaître la structure interne de ces fonctions.

L'homéostat se prête merveilleusement en raison de sa ressemblance étroite avec quelques-uns des mécanismes supérieurs de l'esprit humain à ce genre de recherche.

EXEMPLE 1. — Que se passe-t-il quand on donne à l'appareil des constantes telles qu'il trouve deux solutions alternatives et qu'il passe incessamment de l'une à l'autre par une série d'oscillations ? On dit alors que l'appareil est un oscillateur, tantôt il dépasse le but fixé, tantôt il revient en deçà sans pouvoir s'ajuster au comportement adéquat. C'est l'analogie en neuropathologie de l'ataxie ; celle-ci se traduit par un tremblement par exemple de la main voulant saisir un objet et incapable de coordonner les mouvements des muscles pour s'ajuster à la distance requise, tantôt dépassant l'objet, tantôt revenant en arrière elle se trouve frappée d'une paralysie virtuelle par défaut d'ajustement. Il apparaît maintenant que ce processus d'oscillations est dû aux mêmes causes que celles que l'on rencontre sur l'homéostat.

Or, les physiciens ont depuis longtemps déjà étudié les mouvements de ces systèmes oscillants et mis en évidence que les conditions dans lesquelles ils se produisent sont traduites par un certain critère découvert par Nyquist en 1928. On montre que ces oscillations s'éteignent après s'être amorcées si le système oscillant possède un « amortissement », c'est-à-dire une dissipation d'énergie suffisante et ce raisonnement peut se transposer mot pour mot dans le domaine physiologique, dans certaines conditions de l'organisme les oscillations ataxiques ne se produiront pas. C'est le cas des régulateurs de turbines hydrauliques.

EXEMPLE 2. — Supposons que, pendant que l'appareil recherche un comportement pour satisfaire à des conditions données, nous modifions brusquement ces données ; le dispositif partira à la recherche d'un autre comportement et se trouvera d'autant plus désorienté que la préparation des circuits qu'il avait déjà commencé à accomplir a été poussée plus loin, en d'autres termes que son conditionnement a été mieux établi et que la sollicitation nouvelle est plus différente.

C'est l'analyse de ces crises d'épilepsie expérimentales que l'on réalise couramment dans les laboratoires de psychologie animale en conditionnant des chiens pour deux types de comportements distincts et leur fournissant simultanément les deux excitations contradictoires telles que

réflexe d'aboyer devant une ellipse et de se coucher devant un cercle. Qu'advient-il quand l'ellipse s'arrondit pour devenir circulaire ?

Il est très remarquable que la période des oscillations obtenues sur l'homéostat quand on le soumet à des sollicitations contradictoires, puisse dans certaines circonstances reproduire exactement le rythme « spikes and waves » caractéristique de l'épilepsie en encéphalographie.

L'idée d'étudier les crises d'épilepsie sur l'homéostat d'Ashby s'impose : on attribuera les crises à des sollicitations contraires simultanées rejoignant fort indirectement la notion de complexe qui est au centre de toute la Tiers Psychologie. Mais nous disposerons alors d'un choix de sollicitations beaucoup plus vastes que nous pourrions à loisir étudier systématiquement quant à leurs résultats, ce qui eût été évidemment impossible *in vivo*.

Ainsi, apparaissent possibles des progrès rapides dans l'étude de l'épilepsie, progrès que l'encéphalographie avait fait espérer, mais avait rapidement déçu en voulant s'orienter dans la voie d'un décèlement de l'activité cérébrale qui ne peut être que grossier, les tensions apparaissant à la surface du crâne n'étant que les résultats de modifications de l'état électrique sur des aires entières du cerveau.

EXEMPLE 3. — On a déjà constaté que les machines à calculer électroniques douées d'une mémoire perdent lentement celle-ci quand on coupe le courant, mais restent susceptibles de fonctionner quelques instants par une sorte d'inertie. Il ne paraît pas impossible d'étudier le rôle de la destruction progressive des aires cérébrales en bloquant progressivement le fonctionnement normal d'un homéostat réalisant la diminution du nombre de combinaisons que peut fournir l'appareil, ce qui éclairera probablement les phénomènes de récupération qui ont été constatés après endommagement des hémisphères cérébraux ; problème qui déchira il y a quelques vingt ans les physiologistes en localisationnistes et non-localisationnistes.

La réalisation sur une grande échelle de pareilles machines peut entraîner des conséquences curieuses que Ashby a souligné non sans humour et qui ont provoqué outre-Manche des réactions variées. Supposant une machine perfectionnée munie d'un récepteur de téléimprimeur et d'un dispositif lui permettant de sélectionner des mots dans une mémoire pour en faire des lettres commerciales si on lui suggérait de résoudre le problème de son propre développement, il n'est pas interdit de penser que les commandes de lampes à l'usine des tubes électroniques et la fourniture du courant à la machine se mettraient à croître, mettant en évidence l'apparition de l'égoïsme dans les machines à calculer ! Ashby suggère que le meilleur moyen de voir ce qui se passera est d'essayer et c'est ce que nous avons cherché à faire en informant nos lecteurs des travaux des cybernéticiens et nous inspirant plus particulièrement de leurs publications. A nos lecteurs de construire des cerveaux !

A. MOLES.

#### BIBLIOGRAPHIE

- ASHBY. — Design for a Brain, *Electronic Engineering*.  
 McCULLOCH. — The Brain as a computing machine, *Electrical Engineering*, June 1949.  
 WERNER. — Cybernetics, Herman, Wiley and sons.  
 GASTAUD. — *La Semaine des Hôpitaux*, mars 1950.

## TECHNIQUE APPLIQUÉE :

# CONCEPTION, ÉTUDE, RÉALISATION ET MISE AU POINT D'UN RÉCEPTEUR « UP TO DATE » A HAUTE FIDÉLITÉ MUSICALE, ÉQUIPE DE TUBES MODERNES

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

Le récepteur comprend :

- Un étage H.F. équipé d'un tube à grande pente (6BA6);
- Un étage changeur de fréquence à deux tubes : penthode à grande pente mélangeuse (6BA6), triode oscillatrice (6J5);
- Un étage amplificateur M.F. symétrique équipé de tubes à grande pente (6BA6) avec transformateur à trois enroulements;
- Une détection symétrique;
- Une commande automatique de gain dérivée du système « à trois diodes »;
- Un amplificateur B.F. à haute fidélité avec tube amplificateur de tension à grande pente (6AU6), compensation de la distorsion de phase, étage de puissance symétrique.

### PREMIÈRE PARTIE : L'AMPLIFICATEUR B.F.

Notre collaborateur a voulu, sur l'exemple de cette réalisation, montrer la discussion d'un projet d'amplificateur B.F. en disant les raisons de son choix entre les solutions que les lecteurs de cette revue connaissent bien et que notre rédacteur en chef, Lucien Chretien, nos collaborateurs Louis Boé, Robert Aschen, etc., exposèrent tour à tour.

#### Conception.

##### 1° DÉTERMINATION DE LA PUISSANCE MODULÉE.

Notre but n'est pas d'obtenir une grande puissance de sortie, notre récepteur n'étant pas destiné à la sonorisation d'une salle de spectacle mais une haute fidélité musicale. *A priori*, il semblerait qu'une puissance de 3 ou 4 watts soit suffisante. Mais, la haute fidélité ne peut être obtenue que si l'on applique à l'amplificateur un taux de contre-réaction élevé. Or, ceci n'est possible qu'à la condition de disposer d'une réserve de puissance modulée. C'est pour cette raison que nous adopterons, pour la puissance de l'étage de sortie, le chiffre de 8 à 10 watts.

##### 2° DÉTERMINATION DE LA SENSIBILITÉ DE L'AMPLIFICATEUR.

Précisons, tout d'abord, ce que nous entendons par sensibilité d'un amplificateur: c'est la tension exprimée en volts (ou en millivolts) qu'il faut appliquer à l'entrée de l'amplificateur (grille du premier tube) pour obtenir la puissance modulée désirée.

La sensibilité est, évidemment, fonction de l'appareil utilisé à l'entrée (P.U., microphone, cellule photo-électrique, ligne P.T.T., détecteur).

Or, dans le cas qui nous intéresse ici, l'appareil d'entrée sera : soit l'étage détecteur du récepteur, soit un pick-up. Nous pouvons, étant donné la conception de la partie H.F., tabler sur une tension détectée de 1 ou 2 volts en moyenne; nous obtiendrons même beaucoup plus sur les stations locales ou puissantes. De même, un pick-up à haute impédance peut facilement donner 1 ou 2 volts.

##### 3° DÉTERMINATION DE LA BANDE PASSANTE.

Afin d'obtenir une haute fidélité musicale, notre amplificateur devra avoir une bande passante comprise entre les deux fréquences extrêmes : 30 et 10 à 12.000 c/s; de plus, la distorsion harmonique devra être très faible (1 ou 2 % au maximum), ce qui impose l'emploi de la contre-réaction.

##### 4° NÉCESSITÉ D'UN CONTRÔLE DE TONALITÉ EFFICACE :

La sensibilité de l'oreille humaine n'est pas constante sur toute l'étendue du spectre acoustique.

Elle est maximum pour les fréquences moyennes (2.000 à 2.500 c/s); elle décroît à chaque extrémité de la bande audible. D'autre part, le rendement du haut-parleur diminue aux fréquences basses (< 100 c/s); tandis que la sélectivité des circuits H.F., nécessaire pour séparer efficacement entre elles les stations d'émission de plus en plus nombreuses, a pour conséquence un affaiblissement considérable des fréquences élevées. En outre, lors de l'écoute d'une émission parlée, il est intéressant, pour augmenter l'intelligibilité des paroles, d'augmenter le niveau des fréquences élevées et de diminuer celui des fréquences basses.

Pour toutes ces raisons, il est nécessaire de pouvoir relever le niveau des fréquences extrêmes, ou, ce qui revient au même, de « creuser » le médium; par conséquent il faut disposer d'un dispositif correcteur de tonalité efficace.

Bien entendu, il n'est pas question d'utiliser dans un ensemble à haute fidélité, le dispositif classique constitué par un condensateur en série avec une résistance variable, et branché entre plaque et masse (ou H.T.) de l'étage final.

Ce système barbare n'a, du contrôleur de tonalité, que le nom; ce n'est, en réalité, qu'un « étouffeur » d'aiguës. Malheureusement nous le rencontrons encore sur de trop nombreux récepteurs.

Notre propos n'est pas de passer en revue ici tous les schémas possibles; ils sont trop nombreux.

Nous avons, quant à nous, adopté le dispositif de contre-réaction dite « compensée » ou « sélective »; autrement dit nous avons combiné la contre-réaction et le contrôle de tonalité. Ce système est sévèrement critiqué par certains techniciens, et non des moindres, qui vont jusqu'à le qualifier d'absurde! *Tel n'est pas notre avis*. Nous expliquerons pourquoi, en détail, plus loin.

##### 5° UN, DEUX OU TROIS CANAUX ?

Dans le n° 254 (décembre 1949) de cette Revue, nous avons décrit un ensemble absolument remarquable utilisant trois canaux (1) d'amplification B.F.; ensemble réalisé par notre ami, M. Laugier, et à la conception et mise au point duquel nous avons quelque peu

collaboré. Les résultats que nous avons pu juger sur place sont « étonnants ». Mais un tel ensemble conduit à un prix de revient prohibitif; de plus, le système est compliqué, sa mise au point délicate et longue.

Nous avons pensé que, sans prétendre à la perfection (qui, d'ailleurs, n'est pas de ce monde!), l'on pouvait obtenir des résultats excellents avec un schéma beaucoup plus simple, utilisant un seul canal d'amplification B.F.

Nos prévisions ont été pleinement confirmées par l'expérience.

Cependant, un seul haut-parleur peut difficilement reproduire correctement les fréquences basses et élevées; en effet, la reproduction des « graves » exige une grande amplitude de vibration, donc un haut-parleur de grand diamètre (au moins 27 cm); celle des « aiguës », au contraire, demande un ensemble mobile aussi léger que possible, ce qui conduit à un petit diamètre (≤ 17 cm) (2).

C'est pourquoi nous utilisons deux haut-parleurs: l'un de 27 cm de diamètre de membrane pour les fréquences basses et moyennes; l'autre de 17 cm pour les fréquences élevées. Ainsi nous avons deux reproducteurs à la sortie, au lieu de deux canaux dès l'entrée, et nous n'avons qu'un seul amplificateur.

#### Étude du schéma.

Nous sommes maintenant en mesure d'établir le schéma de l'amplificateur, en commençant par l'étage final et en remontant jusqu'à l'étage amplificateur de tension.

##### a) L'ÉTAGE FINAL. — CHOIX DES TUBES.

Nous nous sommes fixés au début de cet article une puissance modulée de 8 watts, obtenue avec une distorsion harmonique négligeable. Dans ces conditions, il serait tout indiqué d'utiliser des tubes triodes, dont la faible résistance interne permet d'affaiblir considérablement la résonance du ou des haut-parleurs. Mais, ces tubes sont très difficiles à trouver actuellement (nous le déplorons).

(2) Les établissements S.E.M. ont cependant réussi un haut-parleur unique satisfaisant dans la reproduction des fréquences extrêmes du spectre audible: le remarquable modèle à membrane exponentielle « X.F. 50 ».

(1) Il s'agit de trois amplificateurs distincts avec trois haut-parleurs.

De plus, un tube triode de puissance a une faible sensibilité : il exige pour fournir la puissance modulée maximum, une tension alternative d'entrée élevée (de l'ordre de 40 volts.) Or, un étage amplificateur de tension, même équipé d'un tube penthode ne peut donner sans distorsion une tension aussi élevée.

Par contre, une penthode de puissance (du type EL3-EL41), dont la pente est de 0,5 mA/V, ne nécessite qu'une très faible tension alternative d'entrée (de l'ordre de 4 V) ; mais alors, la distorsion produite est grande (10 %) et cette distorsion est presque entièrement constituée par l'harmonique trois, que le montage symétrique ne peut éliminer. Il ne nous reste plus alors qu'à utiliser des tubes tétrodes à distance critique et concentration électronique, dont la sensibilité est moins élevée que celle d'une penthode, mais dont la distorsion, plus faible, est presque complètement constituée par l'harmonique 2, et par conséquent, facilement annulée par le montage push-pull. La résistance interne reste élevée, mais un taux de contre-réaction important permet de la réduire considérablement. Notre choix s'est porté sur le tube 6AQ5. Bien entendu, nous adopterons la classe AB (sans courant grille), seule classe de fonctionnement rationnelle, pour un push-pull (1).

Conditions de fonctionnement de deux tubes 6AQ5 en push-pull classe AB1 :

|  |                 |
|--|-----------------|
| Tension anodique.....                          | 250 V           |
| — écran.....                                   | 250 V           |
| — de polarisation de grille.....               | - 15 V          |
| Tension de pointe B.F. de grille à grille..... | 30 V            |
| Courant anodique pour signal nul.....          | 70 mA.          |
| Courant anodique pour signal max.....          | 70 mA.          |
| Courant écran pour signal nul.....             | 5 mA.           |
| Courant écran pour signal max.....             | 13 mA.          |
| Résistance interne.....                        | 60.000 $\Omega$ |
| Pente.....                                     | 3,75 mA/V       |
| Impédance de charge.....                       | 10.000 $\Omega$ |
| (de plaque à plaque)                           |                 |
| Puissance modulée.....                         | 10 W.           |
| Distorsion totale.....                         | 5 %             |

La polarisation de l'étage sera du type automatique, par résistance cathodique non shuntée. En effet, si le montage symétrique est bien équilibré, aucune composante alternative ne traverse la résistance de cathode ; en supposant qu'un certain déséquilibre existe, la tension alternative qui en résulte, déterminera, dans la résistance, un certain taux de contre-réaction d'intensité tendant à rétablir la symétrie du montage. Le condensateur aux bornes de la résistance serait alors nuisible.

La charge de l'étage est constituée par un transformateur d'adaptation à haute fidélité, type BY345-L.L.E. (distribué par la S.M.E.A.)

Ce transformateur est muni : au primaire, de deux prises correspondant à deux valeurs d'impédance de charge : 8.000 et 10.000  $\Omega$  ; au secondaire, cinq prises, correspondant aux impédances de sortie suivantes : 3, 5, 8, 16 et 500 ohms.

Sa courbe de réponse est sensiblement linéaire de 30 à 12.000 c/s.

La H.T. disponible étant trop élevée (300 V), nous avons placé en série avec la ligne H.T. une résistance de 500 ohms-

20 watts, déconnectée par un condensateur de 8  $\mu$ F. De cette façon, la H.T. est ramenée à 250 V.

b) L'ÉTAGE DÉPHASEUR.

Pour attaquer correctement un étage symétrique, il faut disposer de deux tensions (alternatives) rigoureusement égales en valeur absolue, mais déphasées de 180°.

Il existe de nombreux dispositifs permettant d'obtenir ce déphasage de 180°. Le premier qui vient à l'esprit est le transformateur à prise médiane. Mais ce dernier doit être de haute qualité. Or, un excellent transformateur (équilibre rigoureux entre les deux demi-secondaires ; large bande passante ; faible distorsion) coûte très cher, de plus il est encombrant. D'autre part, l'emploi d'un transformateur rend très délicate l'application de la contre-réaction (rotations de phase).

Le meilleur déphaseur est alors, à notre avis, le « cathodyne », si l'on adopte le schéma de la figure 1. Il est équipé d'un tube de puissance EL41 monté en triode.

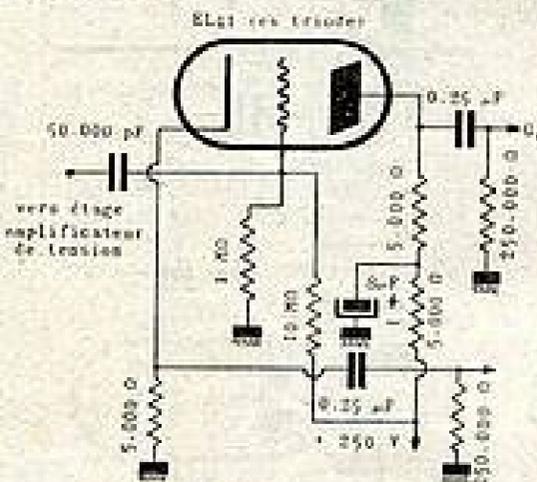


FIG. 1.

La caractéristique essentielle de ce montage réside dans le circuit de grille qui comporte deux résistances de fuite : une de 1 M $\Omega$  reliée à la masse ; l'autre de 10 M $\Omega$  reliée à la haute tension. Ainsi, au repos, la grille est portée à une tension positive, par rapport à la masse, de l'ordre de 25 V. D'autre part, le courant permanent de la lampe, en parcourant la résistance de 5.000  $\Omega$ , a pour effet de porter la cathode à un potentiel supérieur de quelques volts à celui de la grille ; la différence entre les deux potentiels constitue la polarisation (- 8,5V).

En raison de la contre-réaction de 50 % dont est muni le montage, la transmission s'effectue pratiquement sans distorsion, à condition, pourtant, que le point de fonctionnement n'atteigne ni la zone du courant grille, ni le coude inférieur de la caractéristique.

Le circuit plaque est énergiquement déconnecté au moyen d'une cellule à résistance capacité :

$$(R = 5.000 \Omega - C = 8 \mu F)$$

ce qui est nécessaire afin d'éviter le « motor-boating », particulièrement sur les fréquences basses.

c) L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR DE TENSION.

1° Choix du tube :

L'étage final demande une tension d'attaque de 30 Vmax. de grille à grille. D'autre part, nous avons vu plus haut que nous pouvions tabler sur une tension d'entrée d'au moins 1 volt. Il semblerait donc, a priori, qu'un gain en tension de

30 soit suffisant. Un tube triode genre 6Q7 ou 6AT6 conviendrait alors parfaitement.

Mais, pour obtenir une haute fidélité, il est nécessaire d'appliquer une contre-réaction importante. De plus, le contrôle de tonalité étant combiné avec la contre-réaction, il faut, pour pouvoir relever le niveau des « graves » et des « aigus », tout en maintenant sur ces fréquences un taux de contre-réaction suffisant, obtenir un facteur de réaction ( $\mu$ G) important (2), donc un gain d'amplification en tension, élevé (au moins 150). Il est donc nécessaire d'employer un tube penthode.

Pour transmettre correctement les fréquences élevées, il faut que la capacité parasite constituée par la somme des capacités : de sortie du tube, d'entrée du tube suivant, de câblage soit très petite. D'où l'intérêt d'un tube à faibles capacités inter-électrodes. D'autre part, la réactance de cette capacité (en shunt sur la charge) aura d'autant moins d'effet sur la transmission des fréquences élevées que la charge sera plus petite. D'où l'intérêt d'un tube à grande pente, de façon à pouvoir obtenir un grand gain avec une résistance de charge de valeur peu élevée.

Notre choix s'est porté sur le tube 6AU6 dont la pente atteint 5,2 mA/V et dont la capacité de sortie n'est que de 5 pF.

2° Détermination des éléments de liaison :

Pour la clarté de l'exposé qui va suivre, nous rappelons, figure 2, le schéma de principe de la liaison par résistance-capacité.

Les éléments influant sur la courbe de réponse en fréquence d'une telle liaison sont :

- a) pour les fréquences basses : le condensateur de liaison  $C_L$  ;
- b) pour les fréquences élevées : la capacité parasite  $C_p$ .

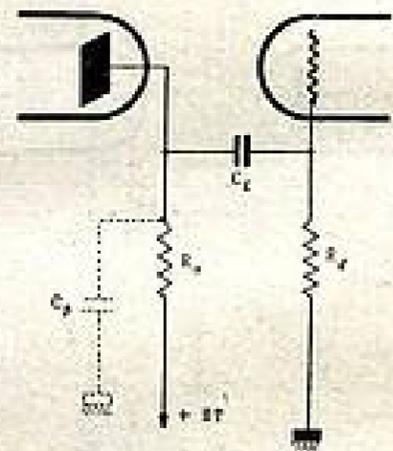


FIG. 2.

On démontre (et nous ne ferons pas ici la démonstration qui sortirait du cadre de cet article), que l'on obtient une bonne transmission des fréquences élevées en adoptant une constante de temps :  $R_g \cdot C_p$ , très petite ; de même la transmission des fréquences basses est bonne, si la constante de temps  $C_L \cdot R_g$  du circuit de liaison est très grande.

On peut également montrer que, dans ces conditions, les fréquences pour lesquelles l'affaiblissement est de 3 db. sont données par les expressions :

(2) Voir plus loin la discussion de la contre-réaction.

(1) Voir : L'Emploi des tubes électroniques, tome III. Circuits B.F., par Robert ASCHER et Louis BON.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_p}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_g \cdot C_1}$$

Il est alors facile de déterminer les éléments de la liaison pour obtenir une bande passante déterminée.

Nous prendrons :

$$R_1 = 100.000 \Omega; C_1 = 50.000 \mu F; R_g = 1 M\Omega; C_p = 50 \mu F.$$

Dans ces conditions, la fréquence la plus élevée qui subira un affaiblissement de 3 db. sera située aux environs de 20.000 p/s; à l'autre extrémité du spectre, ce sera aux environs de 3 c/s que se produira le même affaiblissement. On voit donc que la bande passante de cet étage sera largement suffisante!

**Remarque.** — Une étude approfondie (et compliquée) de la liaison par résistance-capacité montre que l'on obtient une distorsion de phase minimum et une excellente reproduction des transitoires, lorsque la constante de temps  $C_1 \cdot R_g$  du circuit de liaison est très grande (théoriquement infinie).

**Cas de la liaison étage déphaseur-push-pull final.**

La résistance de fuite de grille des tubes 6AQ5 (250.000  $\Omega$ ), étant relativement faible (par rapport à la résistance de fuite de grille de l'étage précédent) la valeur de  $C_1$  doit être notablement plus grande, afin de conserver une constante de temps élevée. Nous prendrons 0,25  $\mu F$ .

La valeur des condensateurs de liaison ne doit pas non plus être exagérée, car la capacité du corps du condensateur par rapport à la masse (en shunt sur la charge) peut devenir importante (un condensateur de grosse valeur est volumineux) et provoquer ainsi un affaiblissement supplémentaire des aigus.

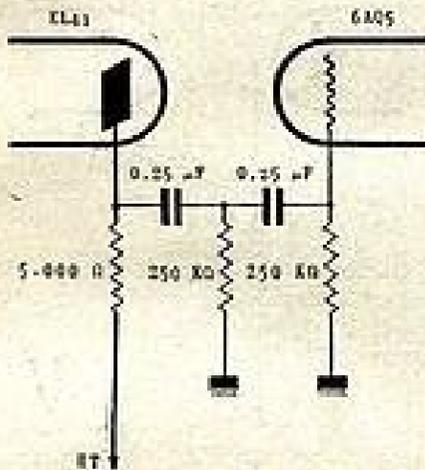


FIG. 3.

Il est indispensable que la résistance d'isolement de ces condensateurs soit extrêmement grande (> 1.000 M $\Omega$ ).

En effet, du point de vue continu, le système  $R_g$  — résistance d'isolement de  $C_1$  constitue un pont diviseur de tension.

Supposons que cette résistance soit égale à 100  $R_g$ . Il y aurait aux bornes de  $R_g$ , le 1/100 de la tension sur la plaque; si cette dernière est de 200 V, il y aurait 2 volts positifs aux bornes de  $R_g$ , donc sur la grille!

Dans le cas où l'on ne disposerait pas de condensateurs présentant un isolement suffisant, cas assez fréquent avec

des valeurs élevées de capacité, on peut réaliser le montage représenté figure 3; ainsi, en supposant que la résistance d'isolement de  $C_1$  soit toujours égale à 100  $R_g$ , nous n'aurons plus cette fois sur la grille que le 1/10.000 de la tension-plaque, ce qui est négligeable. Quant à la transmission des fréquences audibles, elle n'est pas sensiblement affectée. Mais on augmente alors la capacité parasite entre les organes de liaison et la masse.

**3° Compensation de la distorsion de phase aux basses fréquences.**

Lorsqu'on applique une contre-réaction importante à l'amplificateur, les rotations de phase peuvent provoquer un amorçage d'oscillations parasites. Il est donc intéressant de compenser la distorsion de phase.

On utilise pour cela la cellule de découplage  $R_d - C_d$  du circuit anodique (figure 4). On démontre alors qu'il y a

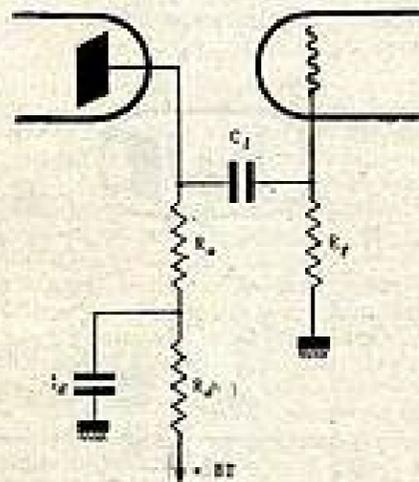


FIG. 4.

compensation de la distorsion de phase lorsque la condition :

$$R_d \cdot C_d = C_1 \cdot R_g,$$

est réalisée. D'où l'on tire :

$$C_d = \frac{C_1 \cdot R_g}{R_d}$$

Dans le cas qui nous intéresse :

$$C_d = 0,5 \mu F$$

La résistance  $R_d$  doit avoir une valeur très grande (théoriquement infinie). Mais on est limité dans cette voie, par la chute de tension, diminuant la tension effective sur l'anode. Pratiquement on prendra pour  $R_d$  une valeur égale à dix ou vingt fois la réactance de  $C_d$  à la plus basse fréquence à transmettre. Nous avons adopté : 100.000 ohms.

On obtient également une compensation de la distorsion de fréquence, la charge du tube approchant de  $R_s + R_d$ , c'est-à-dire, ici, de 2  $R_s$ .

**4° Influence des condensateurs de découplage d'écran et de cathode sur la courbe de réponse de l'étage.**

On peut montrer que les condensateurs de découplage de cathode et d'écran provoquent un affaiblissement des fréquences très basses, par suite de l'effet de contre-réaction d'intensité. La réactance de capacité devra donc être négligeable, à la plus basse fréquence à transmettre, devant la résistance. Elle pourra être au plus égale à la moitié ou au tiers de la résistance. Les considérations précédentes nous ont conduit à adopter : 0,1  $\mu F$  pour l'écran et 50  $\mu F$  pour la cathode.

Le schéma complet de l'étage est alors conforme à la figure 5.

Le gain en tension est de l'ordre de 170.

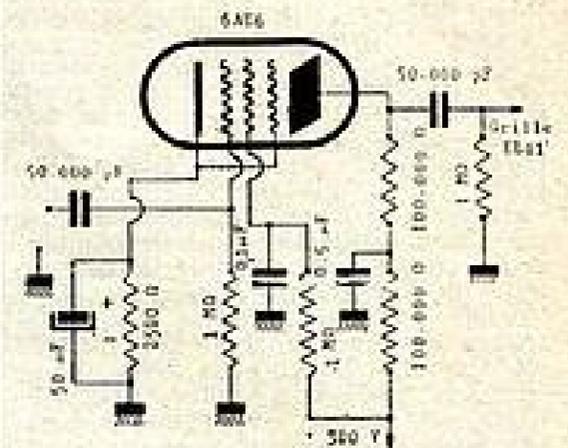


FIG. 5.

**La contre-réaction.**

Celle-ci agit sur la totalité de l'amplificateur. Elle est appliquée entre le secondaire du transformateur de sortie (enroulement 16 ohms) et la cathode du tube 6AU6 (figure 6).

**Calcul de la contre-réaction.**

On peut raisonner comme suit :

Le détecteur fournira une tension d'au moins 1 à 2 volts. D'autre part, l'impédance de l'enroulement de contre-réaction est de 16 ohms. La puissance modulée étant de 10 watts (en supposant le rendement du transformateur de sortie égal à 100 %), cela correspond à une tension :

$$E = \sqrt{PR} = \sqrt{10 \cdot 16} = \approx 13 \text{ V}$$

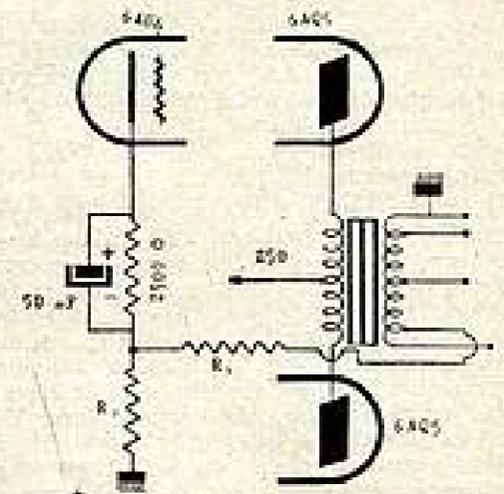


FIG. 6.

Il suffira donc que le gain en tension entre l'étage détecteur et l'enroulement de contre-réaction, soit de  $\frac{13}{1} = 13$ .

On peut montrer que le gain d'un amplificateur à contre-réaction est égal à :

$$G = -\frac{1}{r}$$

$r$  étant le taux de contre-réaction. D'où :

$$13 = -\frac{1}{r}$$

$$r = 0,076, \text{ soit } 7,6 \%$$

Nous prendrons pratiquement, 10 %

On peut maintenant déterminer facilement  $R_1$  et  $R_2$ , sachant que :

$$-r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

et que :

a)  $R_2$  doit être faible par rapport à la résistance de polarisation, de façon à n'introduire qu'un très faible taux de contre-réaction d'intensité.

b) La somme  $R_1 + R_2$  doit être relativement grande, pour que la perte de puissance modulée soit négligeable.

Nous prendrons  $R_2 = 25 \Omega$ ; d'où :

$$-0,10 = \frac{25}{R_1 + 25}$$

$R_1 = 225 \Omega$ , soit pratiquement  $250 \Omega$ .

Dans ces conditions, la distorsion sera égale à :

$$d = \frac{D}{1 + rG} = 0,27 \%$$

done négligeable.

Et la résistance interne :

$$r' = \frac{\rho}{1 + rG} \approx 3.000 \text{ ohms}$$

done faible.

**Le contrôle de tonalité.**

Il est combiné avec la contre-réaction. Il suffit de rendre le taux de contre-réaction variable avec la fréquence. Il faut que pour les fréquences dont on veut relever le niveau, la contre-réaction diminue. Ceci s'obtient très facilement à l'aide de condensateurs.

« graves », et un potentiomètre de  $250 \Omega$ , en série avec le condensateur des « aigus », permettent de doser le niveau des fréquences extrêmes.

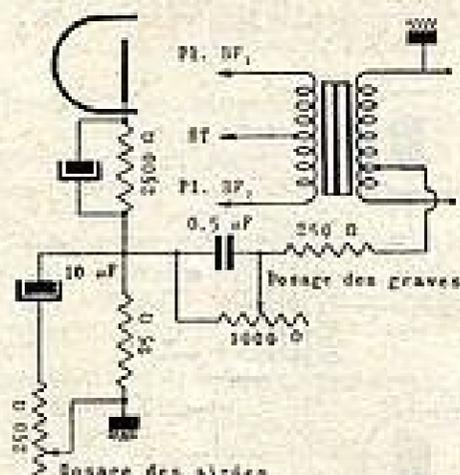


FIG. 7.

Un tel système a pu paraître illogique, voire absurde, car avec ce dispositif on diminue le taux de contre-réaction, donc, on augmente la distorsion sur les fréquences que l'on désire favoriser. L'argument ne résiste pas à un examen approfondi de la question.

En effet, on peut très bien obtenir une contre-réaction suffisante pour que la distorsion reste négligeable sur toutes les fréquences, y compris sur celles dont on relève le niveau. Cela est même facile. Il

que si l'on dispose d'une réserve suffisante de gain en tension et de puissance modulée.

Nous avons dit que la distorsion est réduite dans le rapport du degré d'efficacité égal à  $1 + rG$ . Si  $rG$  conserve, sur les fréquences « corrigées », une valeur suffisante, la distorsion restera négligeable.

Les détracteurs du système tiennent le raisonnement suivant :

La contre-réaction n'est intéressante que dans la mesure où elle réduit la résistance interne de l'amplificateur, de façon à amortir la résonance du haut-parleur. Or, avec votre dispositif, vous augmentez la résistance interne sur les fréquences extrêmes et la résonance du haut-parleur réapparaît. De plus, il n'y a pas intérêt à augmenter la contre-réaction au delà de 6 db., de sérieux inconvénients pouvant en résulter.

Un tel raisonnement ne nous satisfait pas. Il limite arbitrairement les propriétés de la contre-réaction.

De plus, tout comme la distorsion, la résistance interne de l'amplificateur est réduite dans le rapport du degré d'efficacité  $1 + rG$ . Il suffit encore une fois, de conserver une valeur suffisante au facteur de réaction  $rG$  sur toutes les fréquences.

Enfin, ce qui limite l'augmentation du taux de contre-réaction, c'est la distorsion de phase. Or, nous l'avons vu, il est facile de la compenser. Il y a, au contraire, selon nous, tout intérêt, à avoir un facteur élevé de contre-réaction,

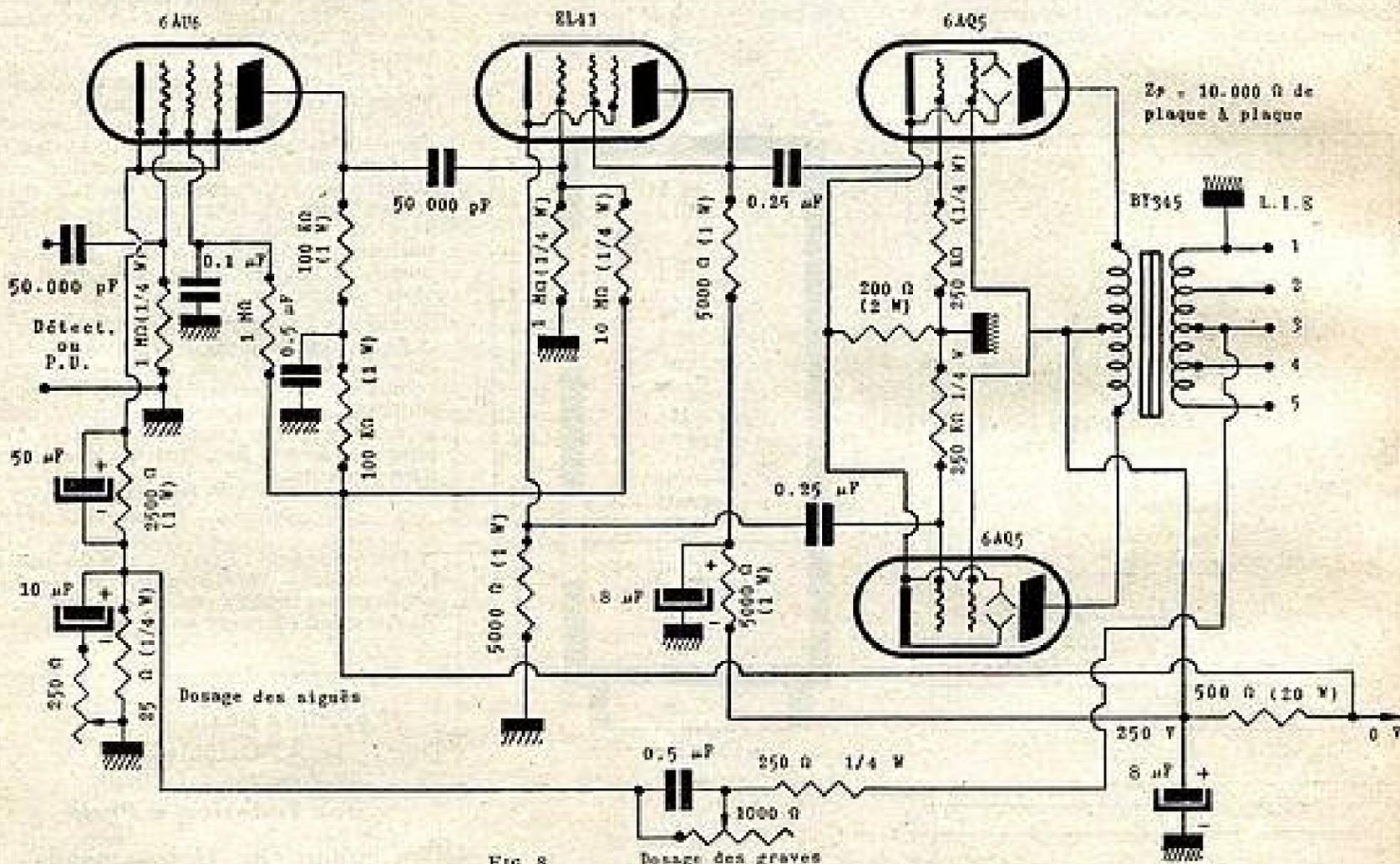


FIG. 8.

Le schéma de la figure 6 est alors modifié comme indiqué figure 7. La valeur des condensateurs n'est pas critique. Elle dépend de « l'effet » que l'on désire obtenir. Un potentiomètre de  $1.000 \Omega$ , branché aux bornes du condensateur des

suffit d'avoir un *facteur de réaction*  $rG$  élevé, ce qui implique :

- 1° un gain  $G$  en tension, élevé ;
- 2° un taux de contre-réaction  $r$ , élevé ;  $r$  ne pouvant lui-même être grand

Les résultats pratiques sont d'ailleurs concluants. Nous n'avons pas de résonance du haut-parleur, sur les graves.

Nous pouvons, maintenant, tracer le schéma définitif de l'amplificateur. Celui-ci est représenté par la figure 8.

**Les haut-parleurs.**

Il nous reste à étudier la question des haut-parleurs. Ceux-ci doivent être d'excellente qualité.

Nous utilisons un haut-parleur de

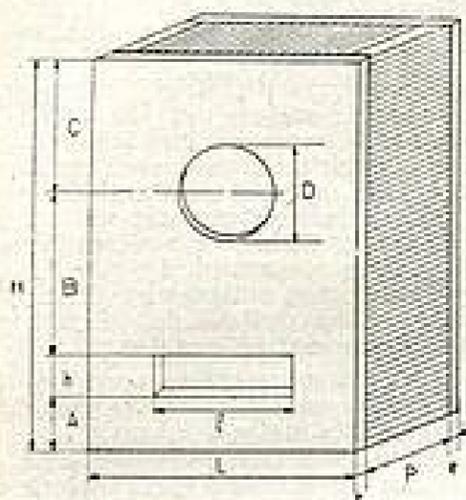


FIG. 9a.

grand diamètre pour les graves et le médium : le 27 cm de la C.I.T. et un haut-parleur de petit diamètre pour les aigües : le 17 cm à aimant permanent « Ticonal » S.E.M.

Le haut-parleur de 27 cm, dont la bobine mobile a une impédance de 5 ohms, sera branché aux bornes de l'enroulement 5 ohms du secondaire du transformateur de sortie; l'autre, dont

la bobine mobile possède une impédance de 2,8 ohms sera branché aux bornes de l'enroulement 3 ohms.

Ces deux haut-parleurs seront montés dans deux « baffles » infinis type « Jensen » représentés figures 9a et 9b.

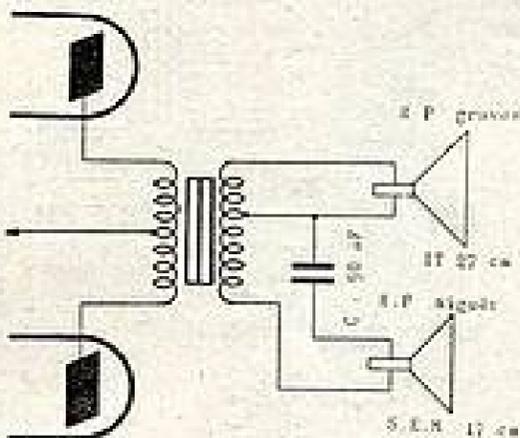


FIG. 10.

Les cotes sont les suivantes :

a) Pour le haut-parleur de 27 cm :

|            |            |
|------------|------------|
| L = 505 mm | A = 125 mm |
| H = 655 mm | h = 115 mm |
| P = 275 mm | B = 215 mm |
| D = 243 mm | C = 195 mm |
| l = 280 mm | c = 15 mm  |

b) Pour le haut-parleur de 17 cm :

|            |            |
|------------|------------|
| L = 355 mm | h = 65 mm  |
| H = 500 mm | A = 110 mm |

|            |            |
|------------|------------|
| P = 225 mm | V = 140 mm |
| D = 153 mm | C = 185 mm |
| l = 250 mm | c = 15 mm  |

L'intérieur sera garni d'isolant ou de toute autre matière absorbante, du feutre par exemple.

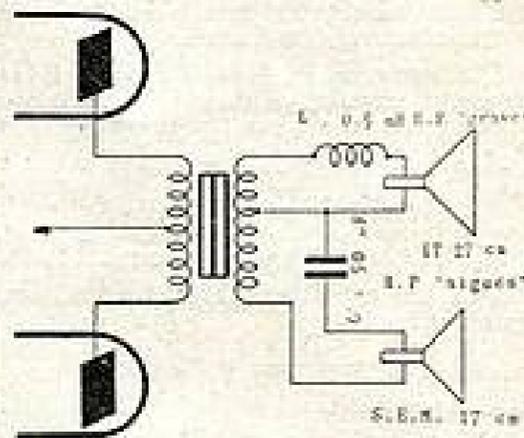


FIG. 11.

L'intérêt d'un tel dispositif a été clairement exposé par Serge Bertrand dans le n° 255 (janvier 1950) auquel nous renvoyons nos lecteurs. Tant que les constructeurs s'obstineront à enfermer le haut-parleur dans l'ébénisterie du récepteur, il sera difficile de parler de haute fidélité.

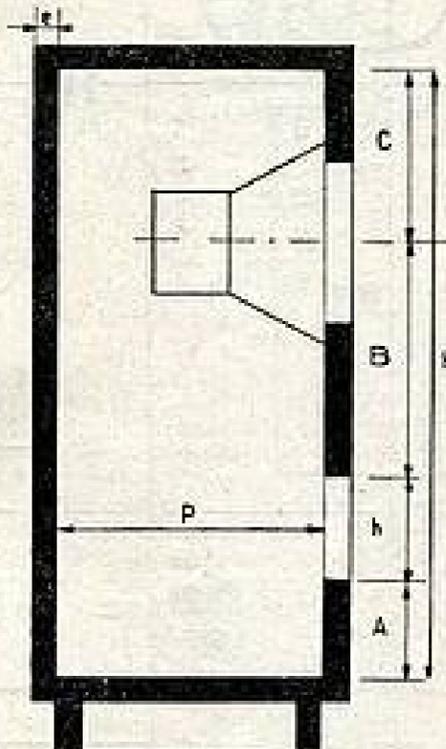
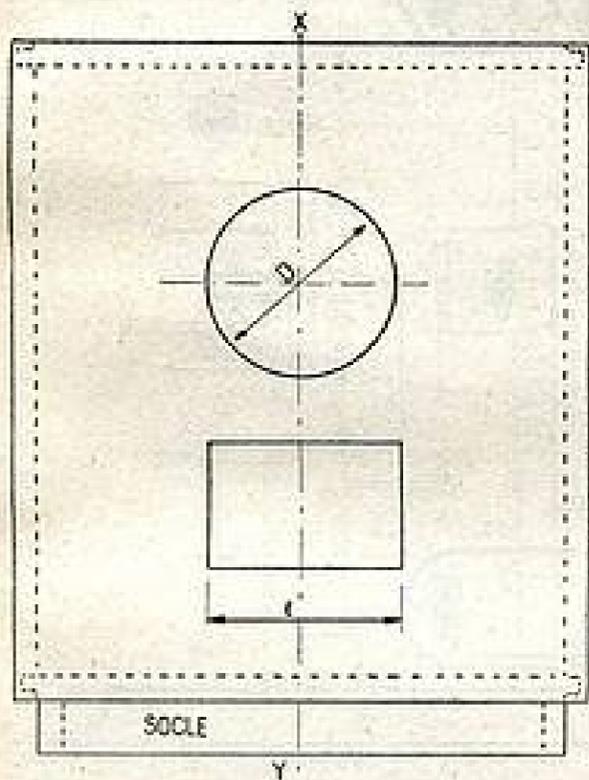
Il est indispensable que seules les fréquences élevées parviennent au petit haut-parleur, et que seules les fréquences basses et moyennes parviennent au gros haut-parleur.

Le système le plus simple consiste à disposer un condensateur de grosse valeur (50 µF) en série avec la bobine mobile du petit haut-parleur (fig. 10). Un autre procédé, plus perfectionné, utilise une bobine de self-induction de 0,5 mH, jouant le rôle de filtre passe bas, en série avec la bobine mobile du gros haut-parleur; un condensateur de 50 µF, jouant le rôle de filtre passe haut est alors disposé en série avec la bobine mobile du petit haut-parleur (figure 11).

Enfin, on peut également utiliser un filtre passe bas et un filtre passe haut complets. Ce dernier procédé ne peut toutefois être utilisé avec succès qu'à la condition que l'impédance de la bobine mobile soit la même pour les deux haut-parleurs.

Jack ROUSSEAU.

Prochainement : Les circuits de haute fréquence. — L'alimentation. — Le schéma complet du récepteur. — Réalisation et mise au point.



Coupe X Y

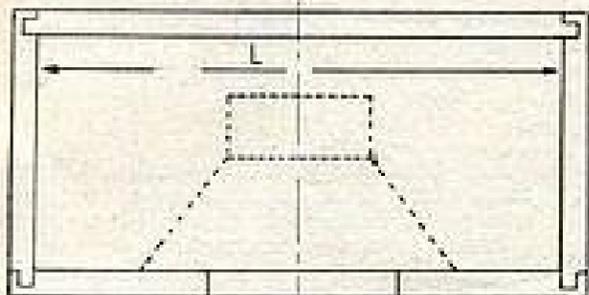


FIG. 9b.

Baffle « infini » pour haut-parleur : les dimensions de l'ouverture rectangulaire sont à respecter rigoureusement.

**N'oubliez pas...**

Le 15 Octobre 1950  
de 9 heures à 17 heures  
aux Tuileries, à Paris

**Concours de Télécommande  
des modèles de navires**

organisé par l'A.F.A.T.  
avec prix offerts  
par notre Revue

# CONTRE-REACTION MIXTE ; EN INTENSITE ET EN TENSION

## Applications pratiques

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

Dans le numéro 263 de septembre 1950 de la « T.S.F. », notre collaborateur a étudié les propriétés des montages à contre-réaction mixte : en intensité et en tension (montages en pont). Dans le présent article, il étudie les réalisations pratiques desdits montages.

J. R.

Nous avons eu l'occasion d'utiliser le montage en pont de la figure 4 (voir n° 263, p. 319) pour des réalisations pratiques d'amplificateurs à très haute fidélité destinés à la Radiodiffusion.

Dans ce but, nous avons « généralisé » ce montage, en remplaçant les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $r$  par des impédances complexes (résistances plus réactances, — selfiques ou capacitives) correspondantes  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_0$  (fig. 10).

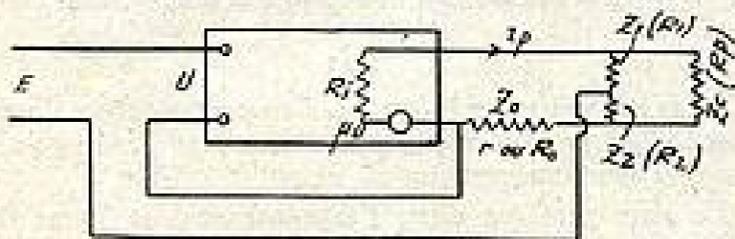


FIG. 10.

Le calcul montre que l'impédance de sortie  $R'_1$  du circuit de la figure 4 est égale, si  $R_1 + R_2 \gg R_p$  à  $\frac{r}{\beta}$  ce que l'on vérifie facilement en faisant varier  $R_0$ .

Le gain  $G$  du système est, d'autre part, défini par :

$$G = \frac{R_p}{r + \beta R_p}$$

les formules données n'étant pratiquement utilisables que si  $\mu_0 \beta \geq 30$  ; si  $\mu_0 \beta < 30$  elles donnent néanmoins le sens et l'ordre de grandeur des phénomènes, réduisant ainsi les tâtonnements dans les réalisations.

### Réalisations pratiques

En général, pour une réalisation, on se donne le gain et l'impédance de sortie, soit deux quantités. Comme on dispose ici de deux variables, le coefficient  $\beta$  de contre-réaction en tension, et la valeur de la résistance  $r$  servant à la C.R. d'intensité, le problème est entièrement déterminé par les formules :

$$R'_1 = \frac{r}{\beta} \quad G = \frac{R_p}{r + \beta R_p}$$

d'où l'on tire les valeurs de  $r$  et  $\beta$  :

$$r = \frac{1}{G} \cdot \frac{R'_1 \cdot R_p}{R'_1 + R_p} \quad \beta = \frac{R_p}{R'_1 + R_p} \times G$$

Avant d'utiliser ces formules, examinons une question d'intérêt pratique :

### Application de la contre-réaction à des amplificateurs dont la sortie ne doit pas être mise sous tension

A titre d'exemple, on examinera le montage de la fig. 4. Le type le plus simple d'amplificateur à transformateur utilisant la contre-réaction en pont est celui représenté

fig. 11, qui avec un taux de C.R. de 25 (28 db) nous a permis d'obtenir, de 30 à 15.000 pps, une impédance de sortie constante à  $\pm 6\%$  près ; les variations d'impédances devaient, en effet, être maintenues dans d'étroites limites, l'appareil devant alimenter une ligne de transmission, avec un minimum de pertes d'énergie par réflexions dues aux irrégularités d'impédance.

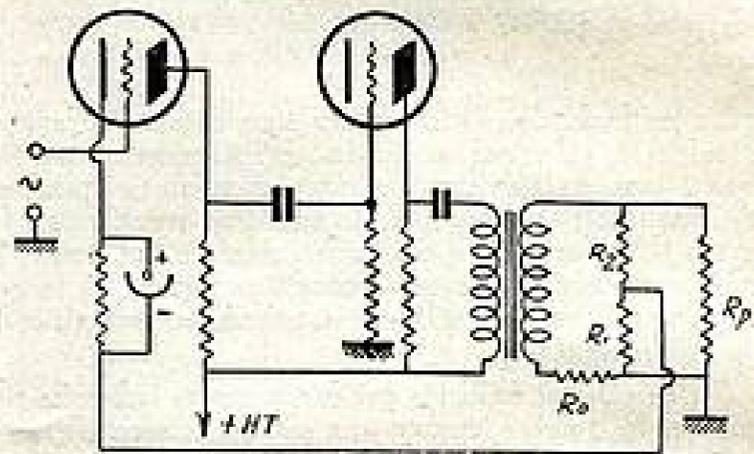


FIG. 11.

Schéma d'un montage amplificateur à deux lampes, avec contre-réaction en pont.

Ce montage, relativement simple, offre malheureusement l'inconvénient — souvent prohibitif — de soumettre la ligne à une légère tension continue. Il est difficile de le modifier sans risque d'accrochage ; aussi indiquerons-nous deux dispositions évitant cet inconvénient :

Dans le cas où la lampe finale débite sur un transformateur découplé — pour éviter le passage du courant continu dans le primaire — par résistance-capacité (fig. 12), la C.R. d'intensité se fait sur le primaire du transformateur, et la C.R. de tension sur un secondaire auxiliaire baptisé « tertiaire ».

Quand la lampe de sortie débite sur un transformateur découplé par self et capacité, même le montage avec tertiaire provoque des accrochages (1). On est alors obligé de provoquer la contre-réaction sur le primaire seul, suivant le montage de la fig. 13.

Malheureusement, ce montage donne des résultats beaucoup moins satisfaisants que celui de la fig. 11, à cause des couplages plus ou moins parfaits (selfs de fuite) entre les enroulements des transformateurs.

Le montage de la fig. 12, réalisé, donnait lieu à des variations d'impédance atteignant jusqu'à 17% entre 30 et 15.000 pps ; celui de la fig. 13 est encore plus mauvais, les variations atteignant 10% entre 30 et 3000 pps, et jusqu'à +100% vers 15.000 pps, à cause de la self de fuite du transfo de sortie.

(1) Il s'agit, vraisemblablement, d'une question de phase.

Il est toutefois possible, grâce à des circuits correcteurs appropriés, d'obvier à ces inconvénients ; mais nous allons d'abord étudier la détermination des éléments dans le cas des montages des figures 11, 12 et 13, en supposant les transformateurs parfaits ; l'existence de transfo à plusieurs enroulements distincts complique, en effet, quelque peu les calculs.

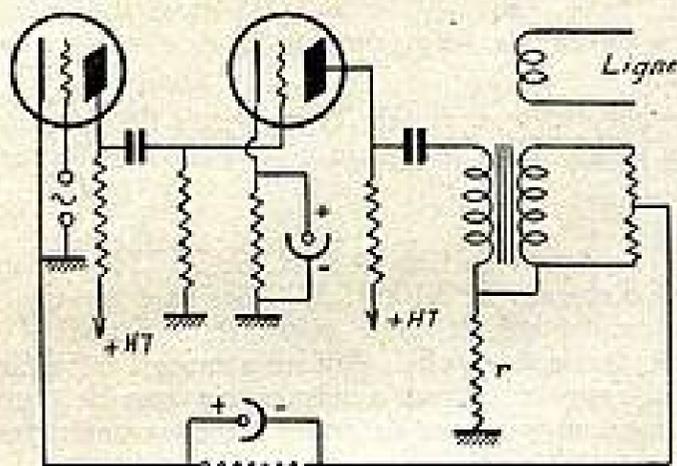


FIG. 12. — Montage à deux lampes à contre-réaction croisée.

La méthode de calcul la plus sûre consiste à ramener le calcul à celui qui a été fait précédemment, en renvoyant tous les éléments du transformateur au primaire, et n'oubliant pas que, dans le cas d'un transfo de rapport  $n$  abaisseur, il faut multiplier, dans ce but, toutes les impédances aux bornes des secondaires par  $n^2$ , et le gain par  $n$ . Les valeurs des selfs seront multipliées par  $n^2$ , celles des capas par  $1/n^2$ .

On calcule les éléments par les formules indiquées plus haut, et les ramène ensuite aux différents secondaires en multipliant leurs valeurs, suivant les cas, par  $n^2$  ou  $1/n^2$ .

Il est alors possible de procéder à la :

A) Correction des variations de l'impédance de sortie d'un amplificateur.

On a vu plus haut que dans le cas du montage de la fig. 4, on avait

$$R'_1 = \frac{r}{\beta} \quad G = \frac{R_p}{r + \beta R_p}$$

Dans le cas du montage de la fig. 10, on a

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

et

$$R'_1 = \frac{R_0}{R_1} \cdot (R_1 + R_2) ; \quad G = \frac{R_p}{R_0 + R_p \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

D'autre part, les formules données plus haut nous indiquent que :

- 1° L'impédance de sortie augmente si  $\beta$  diminue ;
- 2° Le gain augmente si  $\beta$  diminue ;
- 3° L'impédance de sortie augmente si  $R_0$  augmente ;
- 4° Le gain diminue si  $R_0$  augmente.

D'autre part, rien ne s'oppose, dans les formules ci-dessus, à ce que l'on remplace  $R_0$  (1),  $R_1$ ,  $R_2$  respective-

(1) Qui remplace la résistance  $r$  de la figure 4.

ment par  $Z_0$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$ , pour l'étude du circuit de la fig. 11, et  $R_p$  par une impédance de charge  $Z_c$ , conformément au schéma de la figure 10.

On peut donc modifier l'impédance de sortie en faisant varier soit  $\beta$ , soit  $Z_0$  seuls, mais le gain variera en sens inverse, ce qui est gênant.

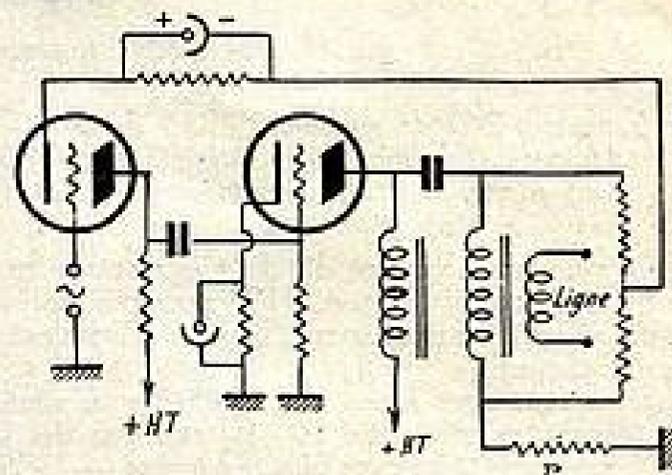


FIG. 13. — Autre montage à deux lampes à contre-réaction croisée.

Mais nous allons montrer que l'on peut modifier l'impédance de sortie de l'amplificateur sans modifier le gain, si l'on agit simultanément sur  $Z_0$  et sur  $\beta$ .

Le gain peut, en effet, s'exprimer sous la forme très commode :

$$\frac{1}{G} = \frac{Z_0}{Z_c} + \beta$$

d'où l'on déduit,  $Z_c$  étant constant par hypothèse :

$$-\frac{dG}{G^2} = \frac{dZ_0}{Z_c} + d\beta$$

Comme  $g$  est, par hypothèse, constant — c'est le résultat que l'on cherche à obtenir — on a simplement à observer la condition :

$$\frac{dZ_0}{Z_c} + d\beta = 0 \quad \text{ou} \quad d\beta = -\frac{dZ_0}{Z_c}$$

$dZ_0$  et  $d\beta$  étant de petites variations simultanées de  $Z_0$  et de  $\beta$ .

D'autre part, l'impédance de sortie  $R'_1$  est donnée par la relation :

$$R'_1 = \frac{Z_0}{\beta} \quad \text{, en prenant la dérivée dite « logarithmique » de cette relation on trouve l'expression :$$

$$\frac{dR'_1}{R'_1} = \frac{dZ_0}{Z_0} - \frac{d\beta}{\beta}$$

ou, en remplaçant  $d\beta$  par sa valeur  $d\beta = -\frac{dZ_0}{Z_c}$

$$\frac{dR'_1}{R'_1} = dZ_0 \left( \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{\beta R'_1} \right)$$

L'impédance sera constante si  $dR'_1 = 0$ , c'est-à-dire si la parenthèse est nulle ( $Z_0$  étant, par hypothèse, variable), ce qui nous donne la relation :

$$Z_0 = R'_1 \times \beta$$

Au point de vue théorique, on peut donc considérer le problème comme complètement résolu.

En revenant à la pratique, nous dirons que si l'on veut modifier l'impédance tout en gardant un gain, il faut :

a) Pour éviter la croissance de l'impédance de sortie (ou la diminuer) :

Augmenter  $\beta$  et diminuer  $Z_0$ , ou, si  $Z_2 \gg Z_1$  :

Augmenter  $Z_1$  et diminuer  $Z_0$

ou diminuer  $Z_2$  et  $Z_0$ .

b) Pour éviter la décroissance de l'impédance de sortie (ou l'augmenter) :

Diminuer  $\beta$  et augmenter  $Z_0$ , ou, si  $Z_2 \gg Z_1$  :

Diminuer  $Z_1$  et augmenter  $Z_0$

ou augmenter  $Z_2$  et  $Z_0$ .

En étudiant de près la question, on constate que, pratiquement, il n'est pas possible, si l'on fait varier l'impédance de sortie dans une certaine bande de fréquences,

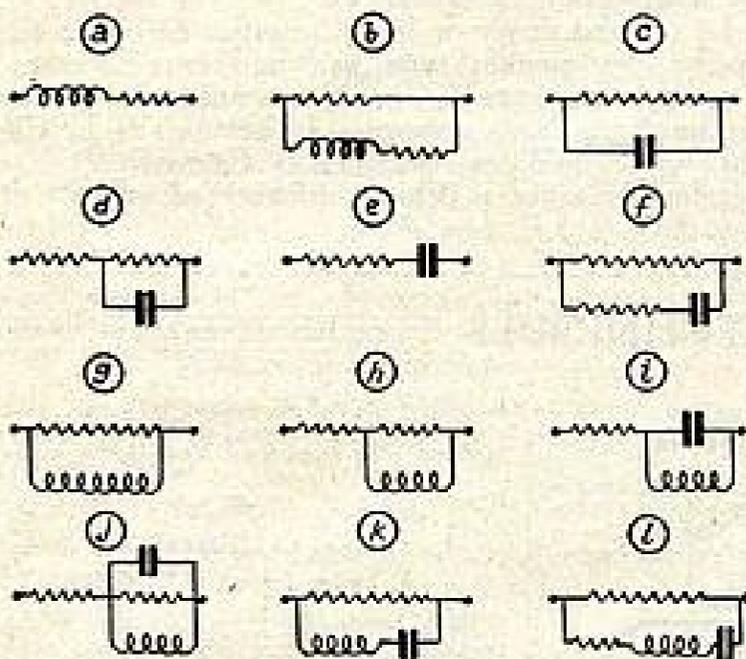


FIG. 14. — Types d'impédances variables pour circuits à contre-réaction.

de maintenir le gain rigoureusement constant dans ladite bande, ou même simplement d'obtenir un gain et une impédance rigoureusement constants dans une grande gamme de fréquences.

Il est possible, toutefois, d'atténuer les variations de ces paramètres en choisissant judicieusement, dans la bande de fréquences considérée, les deux fréquences où ils auront des valeurs égales.

**Moyens pratiques de constituer des impédances variant en fonction de la fréquence**

Ils sont classiques :

Nous allons les décrire brièvement, en nous reportant aux schémas de la figure 14 :

Réalisation d'une impédance croissant constamment avec la fréquence.

On utilisera :

a) Une self en série avec une résistance, ou

b) Un circuit à 2 branches, avec une résistance et une self en série d'une part, une résistance seule d'autre part.

Réalisation d'une impédance décroissant constamment quand la fréquence croît.

On utilisera :

c) Une capacité en parallèle avec une résistance, ou

d) Une résistance en série avec une résistance shuntée par un condensateur.

Réalisation d'une impédance croissant constamment quand la fréquence diminue.

On utilisera :

e) Une capacité en série avec une résistance pure, ou

f) Un circuit à 2 branches avec, dans l'une une résistance, et dans l'autre une résistance en série avec une capacité.

Réalisation d'une impédance décroissant constamment quand la fréquence diminue.

On utilisera :

g) Une self en parallèle avec une résistance, ou

h) Une résistance en série avec une self shuntée par une résistance.

Réalisation d'une impédance présentant un maximum (en module) pour une fréquence donnée.

On utilisera :

i) Une résistance, en série, un circuit bouchon, ou

j) Le même montage, mais le circuit bouchon étant shunté par une 2<sup>e</sup> résistance.

Réalisation d'une impédance présentant un minimum

On utilisera :

(en module) pour une fréquence donnée.

k) Une résistance shuntée par un circuit résonant série, ou

l) Le même circuit, mais une résistance étant placée en série avec le circuit résonant (1).

RÉSULTATS OBTENUS EN PRATIQUE par ces divers procédés de correction.

Nous sommes parvenus à redresser simultanément la courbe d'impédance et la courbe de réponse de divers amplificateurs destinés à la Radiodiffusion.

En fait, les taux de contre-réaction étant limités par les risques d'accrochage, les ajustement d'impédance sont, dans la pratique, limités en amplitude ( $\pm 50\%$  en module).

On peut, suivant des principes analogues à ceux exposés ci-dessus, procéder également à la :

B) Correction de la courbe de réponse d'un amplificateur sans modification de l'impédance de sortie.

Le gain G de l'amplificateur, et son impédance de sortie  $R'_1$  ; étant donnés par les formules :

$$\frac{1}{G} = \frac{Z_0}{Z_c} + \beta \quad \text{et} \quad R'_1 = \frac{Z_0}{\beta}$$

l'on voit immédiatement que si l'on fait varier simultanément  $Z_0$  et  $\beta$  en maintenant leur rapport constant (donc dans le même sens) il sera possible de faire varier le gain d'un amplificateur à l'intérieur d'une bande de fréquences données sans modifier son impédance de sortie.

Si nous posons, ce qui est légitime dans la plupart des cas rencontrés en pratique :

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_2} \quad \text{on peut écrire alors :} \quad R'_1 = \frac{Z_0}{Z_1} \cdot Z_2$$

Si les impédances  $Z_1$  et  $Z_0$  sont constituées par des circuits semblables (par exemple 2 circuits du type b" de

(1) Remarque : les circuits b, d, f, h, j et l ne permettent que des variations d'impédance limitées en module.

la figure 14) la condition d'impédance constante pourra être satisfaite — théoriquement à toutes les fréquences — tandis que le gain sera donné par la formule :

$$\frac{1}{G} = \frac{Z_0}{Z} + \frac{Z_1}{Z_2}$$

Il arrivera fréquemment, dans la pratique, que l'amplificateur doive débiter sur une résistance pure (ligne), et l'on pourra alors poser  $Z=R$ . Comme, d'autre part, le rapport  $\frac{Z_1}{Z_2}$  doit être égal à une constante  $b$ , et que

l'on prend souvent, comme impédance  $Z_2$  une résistance  $R_2$ , la formule donnant le gain prend la forme :

$$\frac{1}{G} = \frac{Z_0}{R} + \frac{Z_1}{R_2} = \frac{Z_0}{R} \left[ 1 + b \frac{R}{R_2} \right] = \lambda \cdot \frac{R}{Z_0}$$

Il suffira alors de déterminer les éléments de l'impédance  $Z_0$  en s'aidant de la fig. 14, pour avoir une courbe amplitude-fréquence déterminée ; ceux de l'impédance  $Z_1 = bZ_0$  s'obtiendront en multipliant par «  $b$  » les selfs

et résistances de  $Z_0$ , par  $\frac{1}{b}$  les capacités.

### Résultats pratiques

Nous avons réalisé deux prototypes d'amplificateurs B.F. qui ne différaient que parce que l'un d'eux — placé à la suite d'un microphone à ruban — devait présenter une pointe d'amplification dans une certaine gamme de fréquences.

Il résulte des mesures que les courbes impédance/fréquence des deux amplis ne différaient que de  $\pm 1\%$ , quantité de l'ordre des erreurs de mesure.

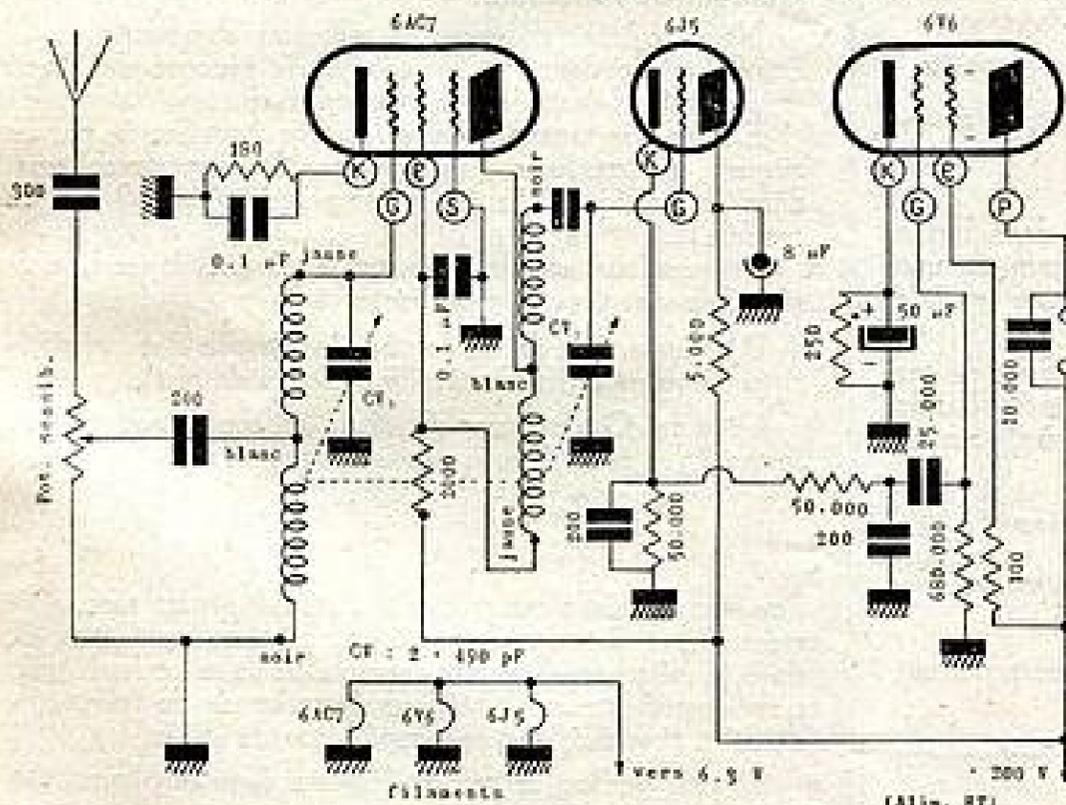
L'étude qui précède montre donc que la contre-réaction est un procédé très souple qui permet de réaliser des amplificateurs devant satisfaire à des conditions très complexes, et quelquefois très dures.

Le cas plus simple de la « Correction de la courbe de réponse des amplificateurs par la Contre-Réaction » — sans tenir compte de l'impédance de sortie — ne sera pas traité ici. Nous renvoyons à l'ouvrage de L. Chrétien : « Ce qu'il faut savoir de la Contre-Réaction, ou Réaction Négative » (Chiron, éditeur) ou aux n° déjà cités de la *T.S.F. pour Tous*.

## INFORMATIONS TECHNIQUES

### Récepteur simple et musical pour la réception des locaux

*Radio Bulletin* (Bussum-Hollande) publie un schéma de C. L. Zaalberg pour un récepteur simple comportant une détectrice cathodique genre Sylvania. Nous publions ce schéma ori-



ginal. Pour l'adapter, la réalisation étant simple à tenter, nous avons seulement modifié le type du dernier tube, celui de Geco préconisé étant rare en France. Nous avons adopté le 6V6 tétrade B.F. Par ailleurs, nous avons adapté comme bobinages nos selfs à noyaux magnétiques « Vedettes » ; on choisira deux « Vedettes O.C. », ou deux « Vedettes P.O. », ou deux « Vedettes G.O. » selon la gamme que l'on veut recevoir.

Alimentation classique : un transformateur 2 x 200 volts. G. G.

### Les ultra-sons des chauves-souris

Le radar ultrasonore de la chauve-souris a été étudié par le Docteur Donald R. Griffin de la Société Américaine d'Acoustique à Washington. Le cri strident de la chauve-

souris se compose d'impulsions de 1 m/s environ à la fréquence de répétition de 50 Hz. Dans l'intervalle de 0,02 seconde, l'animal écoute les échos de son cri réfléchis par les obstacles. La fréquence ultra-sonore varie, du début à la fin du cri, de 80 kHz à 40 kHz. Mesurée au microphone à quelques centimètres de sa bouche, l'intensité atteint 110 décibels, contre 70 décibels pour un orchestre symphonique. Ce niveau de bruit est supérieur à celui du bruit dans la cabine d'un avion militaire. Cependant l'émetteur d'ultrasons — en l'espèce

le larynx de la chauve-souris — ne mesure que 5 mm. de longueur. (*Bulletin du Syndicat National des Industries Radioélectriques*.)

### Haut-parleur à très haute fidélité

Jensen (Chicago, U. S. A.) sort le G-610 triaxial à 3 moteurs concentriques indépendants comprenant deux moteurs à chambre de compression et un à rayonnement direct avec 3 circuits électriques à filtres. Il couvrirait une gamme de fréquences « très étendue ». Le prix doit être sérieux.

### Liaisons O.T.C. pour le secours en montagne

C'est à Grenoble, aux Laboratoires de l'Institut Polytechnique, que, sous la direction du distingué professeur M.-P. Benoît, ont été mis au point les émetteurs-récepteurs sur 10 mètres de longueur d'onde affectés au Secours en Montagne. Les essais furent conduits par les équipes du Secours en Montagne, le professeur Benoît, l'Aéro-Club, avec le concours du journal *Le Dauphiné libéré*.

### Salon International du Matériel Radioélectrique 1950-1951

La Fédération Française de l'Industrie, de l'Artisanat et du Commerce Radioélectriques annonce que le Salon International du Matériel Radioélectrique 1950-1951 se tiendra à Paris, au Centre Marcelin-Berthelot (Maison de la Chimie, 28 bis, rue Saint-Dominique, Paris 7<sup>e</sup>), du vendredi 13 au lundi 16 octobre.

### AVIS A NOS LECTEURS

Les conditions pour recevoir par lettre une consultation technique, pour les abonnés, sont désormais les suivantes :

100 fr. en timbres par question ou 300 fr. par mandat (aux Editions GHI-RON) si un schéma doit être fourni par nous.

# EMPLOI DE NOTRE MONITEUR APERIODIQUE DE DEPANNAGE EN HAUTE FREQUENCE

par Robert ASCHEN, Ing.-docteur

La description de notre moniteur-analyseur aperiodique (*T.S.F. pour Tous* n°s 253 et 255) semble avoir intéressé vivement nos lecteurs si j'en juge d'après le nombre de lettres reçues.

Nous avons déjà décrit son emploi en basse fréquence (n° 255) ainsi qu'un résumé concernant son emploi en haute fréquence.

Dans ce dernier cas, il est possible d'analyser un récepteur en l'accordant tout simplement sur une station. Mais comment ? Si le récepteur est en panne, nous effectuerons un signal tracing en commençant par le circuit H.F. couplé à l'antenne. On connecte l'analyseur avec la grille du premier tube qui peut être un tube H.F. ou changeur de fréquence et on tourne les C.V. pour accorder le circuit sur une station. Au moment de l'accord, le voltmètre du moniteur-analyseur dévie et il sera facile de mesurer la tension H.F. aux bornes du circuit.

Si nous avons un seul signal dans l'antenne, on peut le mesurer en connectant l'analyseur à l'antenne.

Le rapport des deux tensions nous indique le coefficient de surtension du circuit d'entrée.

Dans le cas où le voltmètre n'indique rien, malgré la présence d'un ou de plusieurs signaux à l'antenne, le circuit d'entrée est coupé ou court-circuité.

Continuons cette analyse en passant à l'entrée du premier transfo M.F., ensuite au secondaire du même transfo et mesurons chaque fois le gain.

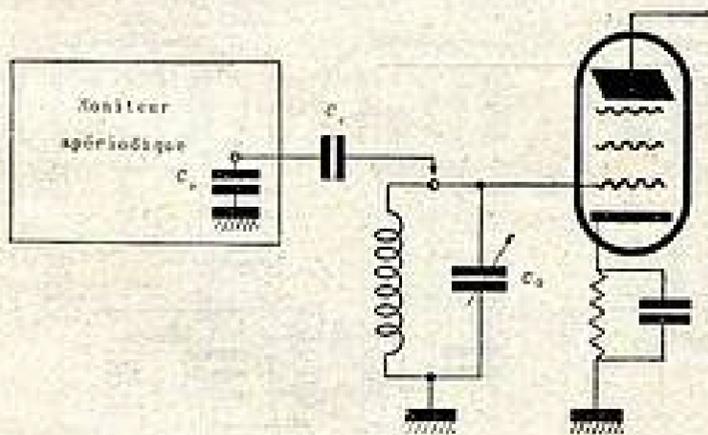


FIG. 1.

On continuera par le deuxième transfo M.F. et ensuite par la mesure des tensions appliquées aux diodes. On analyse de cette manière toute la partie H.F. et M.F. du récepteur.

Le contrôle de l'oscillateur se fera de la même manière en reliant l'analyseur au bobinage oscillateur à l'aide d'un petit condensateur à air de 1 picofarad.

Pour les autres mesures, on peut employer un condensateur de couplage de 5 pF.

On remarque la faible valeur de ce condensateur et on comprend que la sensibilité diminue dans ces conditions.

## Pourquoi un couplage aussi faible ?

Ce condensateur se trouve connecté à un point chaud du circuit à vérifier. Si sa valeur est élevée, elle risque de dérégler le circuit, ce qui entraîne une diminution de sa surtension et une erreur dans la mesure du gain. La capacité d'entrée de l'analyseur n'est pas négligeable, elle se trouve donc connectée plus ou moins avec le circuit à analyser, d'où désaccord et diminution du gain.

Le désaccord  $\Delta f$  peut atteindre dans les conditions

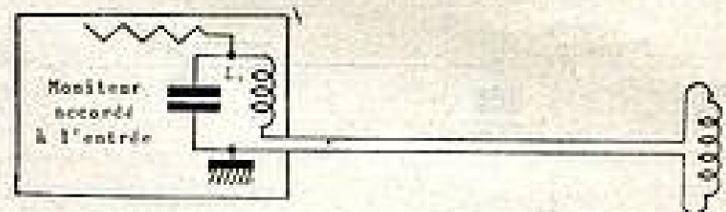


FIG. 2.

les plus mauvaises une valeur telle que la surtension tombe de plus de 50 % et ceci avec un condensateur de couplage de 10 pF seulement. L'erreur maximum en fréquence s'écrit :

$$\frac{\Delta f}{F_0} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + C_c/C_0}}$$

où  $F_0$  est la fréquence d'accord du circuit,  $\Delta f$  le désaccord,  $C_c$  le condensateur de couplage et  $C_0$  la capacité aux bornes du bobinage.

On voit que l'erreur diminue lorsque  $C_c$  est faible et  $C_0$  élevé. Il existe néanmoins des circuits pour ondes courtes où  $C_0$  est de l'ordre de 50 pF. Si nous employons un condensateur de couplage de la même valeur, l'erreur peut atteindre

$$\frac{\Delta f}{F_0} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 50/50}} = 30 \%$$

Il sera impossible de faire une mesure dans ces conditions, car le gain va diminuer considérablement. En employant un condensateur de couplage de 0,5 pF, l'erreur tombe à 1 %, mais la sensibilité tombe également, ce qui ne facilite pas les mesures des signaux faibles. Il faut donc chercher un compromis et corriger certains résultats à l'aide de la formule ci-dessus.

## Quel est le type de couplage à employer ?

Beaucoup de lecteurs nous ont demandé si l'on ne peut pas employer un circuit accordé à l'entrée de l'analyseur comportant une self exploratrice.

Au lieu du couplage de la figure 1 (capacitif), ils préconisent le couplage de la figure 2 en remplaçant le circuit aperiodique à l'entrée par un circuit accordé avec une self exploratrice  $L_2$  montée en série avec la self principale  $L_1$ .

Ce schéma augmente la sensibilité de l'analyseur, mais le désaccord peut persister. Si la self  $L_2$  est près d'une

masse métallique, par exemple près d'un blindage, sa valeur diminue à cause de l'induction mutuelle  $M$  entre bobine et blindage.

L'erreur atteint :

$$\frac{\Delta f}{F_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - M/L_2}} - 1$$

On peut éviter ce défaut en employant une self  $L_2$  très faible par rapport à  $L_1$ , par exemple  $L_2 = 0,04 L_1$ . Dans le cas le plus défavorable où  $M = 0,5 L_2$ , l'erreur devient :

$$\frac{\Delta f}{F_0} = \frac{1}{\sqrt{1 - 0,5L_2/L_1 + L_2}} - 1 \approx 0,96 \%$$

Ceci correspond à un rapport  $L_2 : L_1 = 0,04$ . La sensibilité reste encore très bonne, car nous pouvons augmenter le couplage entre la self exploratrice et le circuit à mesurer.

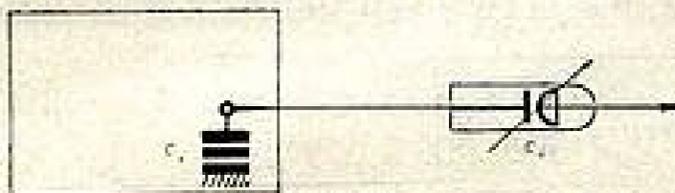


FIG. 3.

Malheureusement, un tel couplage n'est pas toujours facile à réaliser, car il faut induire une certaine tension dans la self  $L_2$ , ce qui exige souvent l'absence de blindage. On peut effectuer ces mesures sur des récepteurs en fin de chaîne en montant seulement les blindages après contrôle, mais ceci demande du temps.

Pour le dépannage nous préférons le couplage à l'aide d'un condensateur à air de faibles dimensions et variable si possible.

Une sonde à piston étalonnée en décibels (fig. 3) est certainement la solution la plus logique (Millivoltmètre

**Contrôle des câbles H. F.**

On peut employer l'analyseur pour la mesure des câbles. La mesure de l'affaiblissement consiste à relever la tension à l'entrée et à la sortie du câble en chargeant celui-ci convenablement. La charge peut être celle de l'analyseur ; il suffit de relier le câble avec la cathode d'un tube de couplage dont la grille doit être reliée à la masse. Le schéma est celui de la figure 4, où  $R_c$  est la résistance de cathode et  $Z_0$  l'impédance caractéristique du câble. Pour une pente  $S$  du tube de couplage on doit obtenir la meilleure adaptation pour :

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{1/S}$$

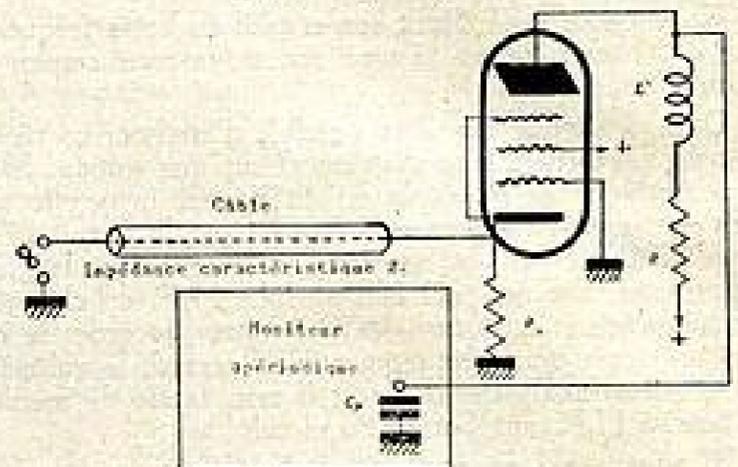


FIG. 4.

Dans le cas d'un câble de 75 ohms on trouve que  $R_c$  une résistance de 300 ohms en employant un tube ayant une pente de 10 mA/V.

Le circuit d'entrée de l'analyseur se trouve ainsi adapté à l'impédance du câble à mesurer, mais ce circuit exige un tube supplémentaire dont le circuit anodique est à relier avec l'analyseur proprement dit.

Ce montage est très intéressant pour la mesure des

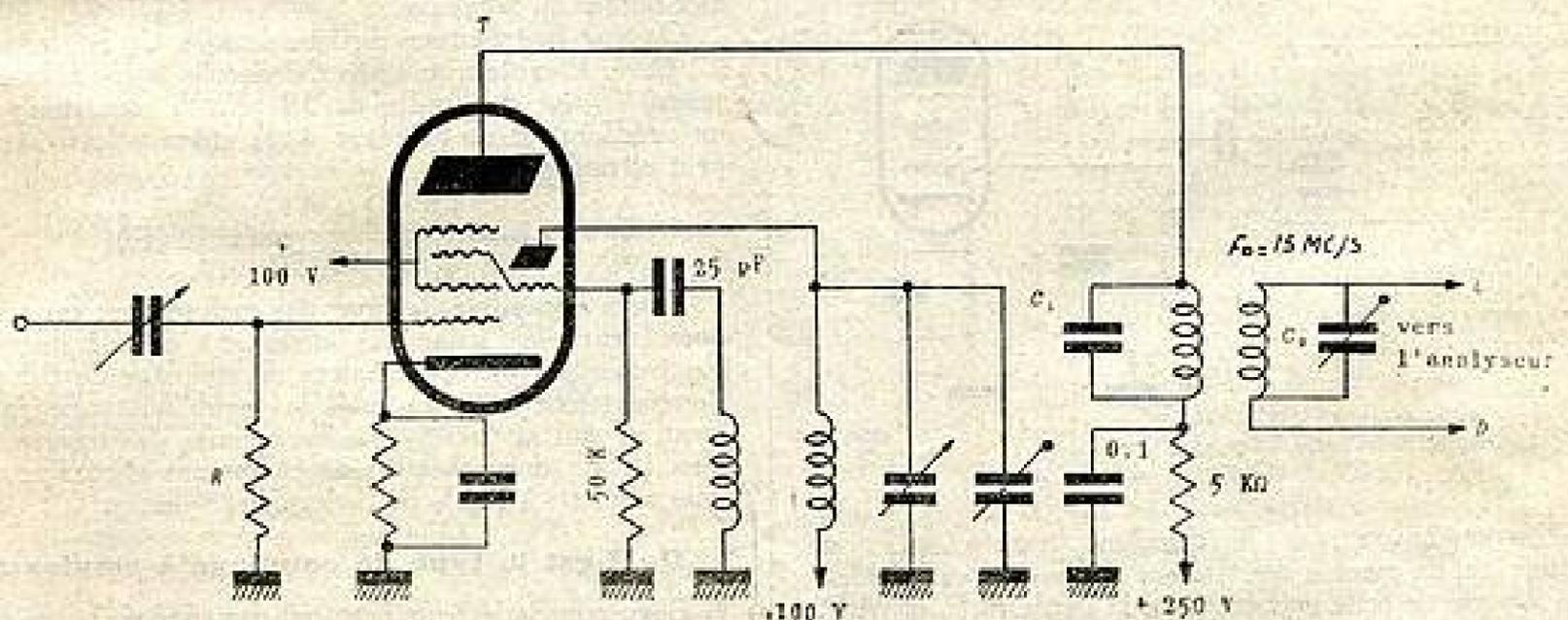


FIG. 5.

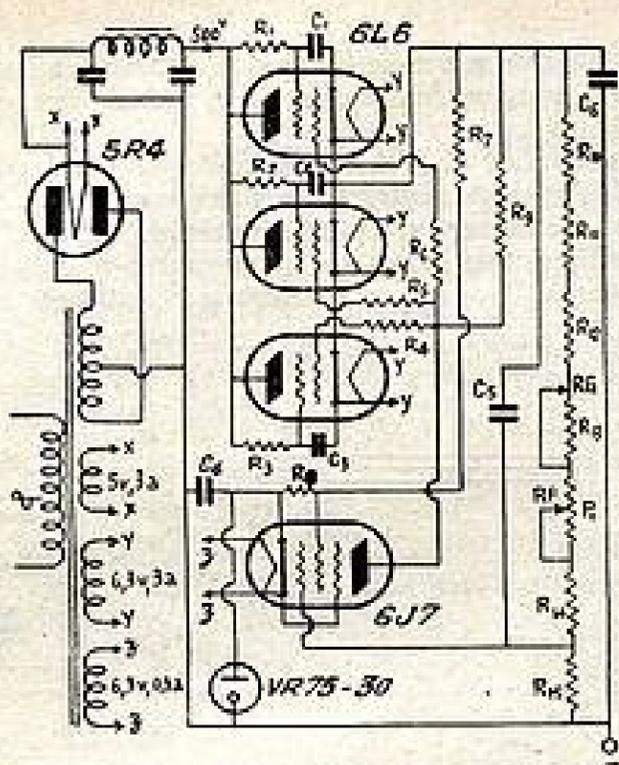
Philips 6006), mais elle demande une réalisation mécanique très soignée.

Le couplage par self exploratrice est indiqué dans les récepteurs de télévision et F.M. Il présente ici des avantages lorsque le circuit d'entrée est accordé, car nous pouvons mesurer en même temps la fréquence des circuits à vérifier, ce qui réduit le temps de la mise au point.

lignes, antennes, câbles et circuits d'entrée des téléviseurs. Je pense que ces quelques renseignements faciliteront les mesures avec l'analyseur sur les circuits haute fréquence et moyenne fréquence.

N'oublions pas que le schéma décrit ne concerne qu'une amplification jusqu'à 20 Mc/s. Au-dessus il faut changer certaines valeurs et accorder le circuit d'entrée.

## VALEURS DES ÉLÉMENTS DE NOS ALIMENTATIONS STABILISÉES



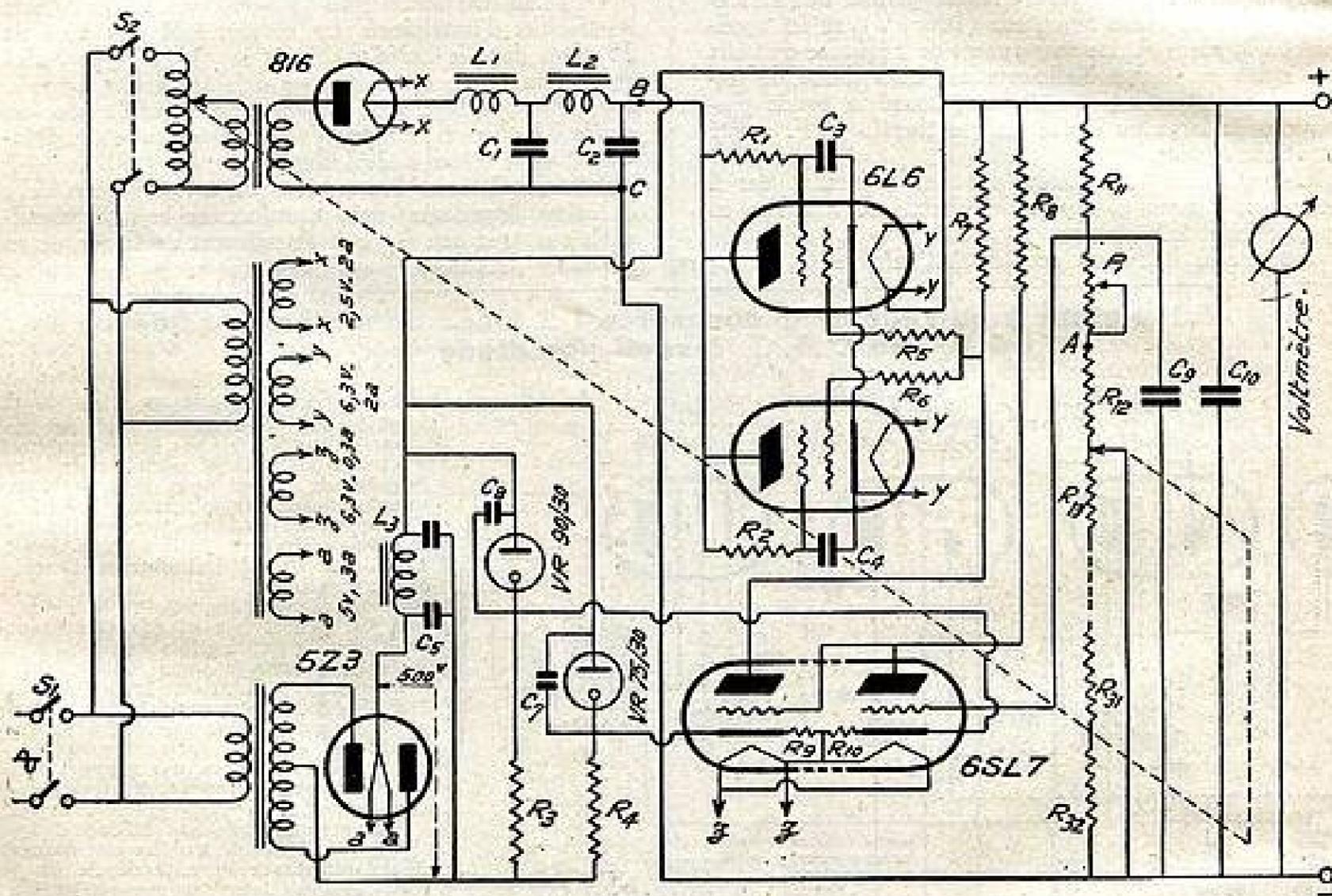
Dans le numéro 263 de cette revue, notre collaborateur M. Jacques Lignon a publié une très intéressante étude sur la réalisation d'une alimentation stabilisée à tension de sortie variable.

Nous complétons, ci-dessous, cet article par l'indication de la valeur des éléments.

*Alimentation stabilisée variable 150 à 350 volts, 100 mA.*

Valeur des éléments :

- $R_1, R_2, R_3 = 10 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 5 \text{ w}$
- $R_4, R_5, R_6 = 1.000 \Omega \pm 10 \%, 1/4 \text{ w}$
- $R_7 = 8 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 10 \text{ w}$
- $R_8 = 4 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 5 \text{ w}$
- $R_9 = 2 \text{ M}\Omega \pm 10 \%, 1 \text{ w}$
- $R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13} = 40 \text{ k}\Omega \pm 2 \%, 2 \text{ w}$
- $R_{14} = 75 \text{ k}\Omega \pm 2 \%, 4 \text{ w}$
- $R_{15} = 75 \text{ k}\Omega \pm 2 \%, 2 \text{ w}$
- $P_1 = 50 \text{ k}\Omega, 2 \text{ w (bobiné)}$
- $C_1, C_2, C_3 = 0,01 \mu\text{F}, 500 \text{ v}$
- $C_4 = 0,5 \mu\text{F}, 200 \text{ v}$
- $C_5 = 1 \mu\text{F}, 300 \text{ v}$
- $C_6 = 1 \mu\text{F}, 500 \text{ v}$



*Alimentation stabilisée variable 90 à 1.000 volts, 100 mA.*

Valeur des éléments :

- $C_1, C_2 = 2 \mu\text{F}, 1.500 \text{ v, papier}$
- $C_3, C_4 = 0,01 \mu\text{F}, 500 \text{ v, papier}$
- $C_5, C_6 = 8 \mu\text{F}, 900 \text{ v, électrolytique}$
- $C_7, C_8 = 0,5 \mu\text{F}, 300 \text{ v, papier}$
- $C_9 = 1 \mu\text{F}, 1.000 \text{ v, papier}$
- $C_{10} = 1 \mu\text{F}, 1.500 \text{ v, papier}$
- $R_1, R_2 = 10 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 5 \text{ w}$

- $R_3 = 60 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 4 \text{ w}$
- $R_4 = 70 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 4 \text{ w}$
- $R_5, R_6 = 1.000 \Omega \pm 10 \%, 1/4 \text{ w}$
- $R_7 = 300 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 2 \text{ w}$
- $R_8 = 500 \text{ k}\Omega \pm 5 \%, 2 \text{ w}$
- $R_9, R_{10} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10 \%, 1/2 \text{ w}$
- $R_{11} = 90 \text{ k}\Omega \pm 1 \%, 2 \text{ w}$
- $R_{12}, R_{13}, \dots, R_{31}, R_{32} \text{ env. } 40 \text{ k}\Omega, 1 \text{ w, à ajuster}$
- $P_1 = \text{potentiomètre } 50 \text{ k}\Omega, 2 \text{ w, bobiné}$
- $S_1 = \text{interrupteur chauffage}$
- $S_2 = \text{interrupteur haute tension}$



# VALEURS DE LA FREQUENCE INTERMEDIAIRE EN TELEVISION

par Serge BERTRAND, ingénieur

Le problème du changement de fréquence en télévision se pose pour les récepteurs à grande sensibilité en moyenne définition, par exemple pour l'écoute à grande distance, et pour les récepteurs destinés à la haute définition.

Dans le premier cas il devient difficile, pour ne pas dire acrobatique (nous n'avons pas dit impossible) de construire un amplificateur direct à plus de 4 lampes en cascade. Aussi, est-il préférable de faire appel au changement de fréquence qui nous amène dans des gammes plus maniables.

Dans le second cas la question ne se pose pas, compte tenu de la bande passante et de la sensibilité à obtenir, le changement de fréquence s'impose d'office.

## Choix de la moyenne fréquence

Après détection du signal MF, il apparaît (1) en plus du signal injecté  $f_0$  les harmoniques  $f_2, f_3, f_4, \dots$ , dont le filtrage est assuré par un filtre rudimentaire constitué par la capacité shunt du circuit détection.

La M.F. étant en général de valeur assez élevée, si nous considérons que le rayonnement électro-magnétique est proportionnel à la fréquence, les risques de réaction se trouveront multipliés eu égard à l'amplification mise en jeu. Autrement dit si un des harmoniques issus de la détection correspond à une fréquence contenue dans la bande reçue, et s'il existe un couplage quelconque (par rayonnement direct ou par les circuits d'alimentation) entre la sortie et l'entrée du récepteur, il y aura réaction pour cette fréquence, en particulier dans le cas de la modulation.

Supposons par exemple que nous voulions recevoir l'émission à moyenne définition sur 46 Mc/s s'étendant de 42,5 à 49,5 Mc/s, et que nous ayons choisi une M.F. de 16 Mc/s pour notre récepteur. Nous voyons que la porteuse ne risquera pas d'être gênée par les effets de la détection, mais que par contre l'harmonique 3 de la M.F. pourra interférer avec le 48 Mc/s lorsque l'émetteur modulera.

Cet inconvénient se traduira sur l'image par des raies obliques que les spécialistes dénomment « vermicelle ».

Pour y remédier on peut blinder l'étage détecteur et surveiller les circuits de découplages. Cette méthode n'est pas toujours efficace ; aussi est-il plus élégant de choisir la M.F. de telle sorte que les harmoniques produits tombent en dehors des gammes à recevoir.

Les abaques que nous avons établis (2) pour le 455 et le 819 lignes permettent de choisir la valeur de la M.F. en fonction de la fréquence à recevoir et des harmoniques à éliminer.

Le tracé a été fait jusqu'à l'harmonique 8 ; au-dessus, les fréquences multiples sont suffisamment atténuées et ne risquent pas d'apporter de perturbations sensibles.

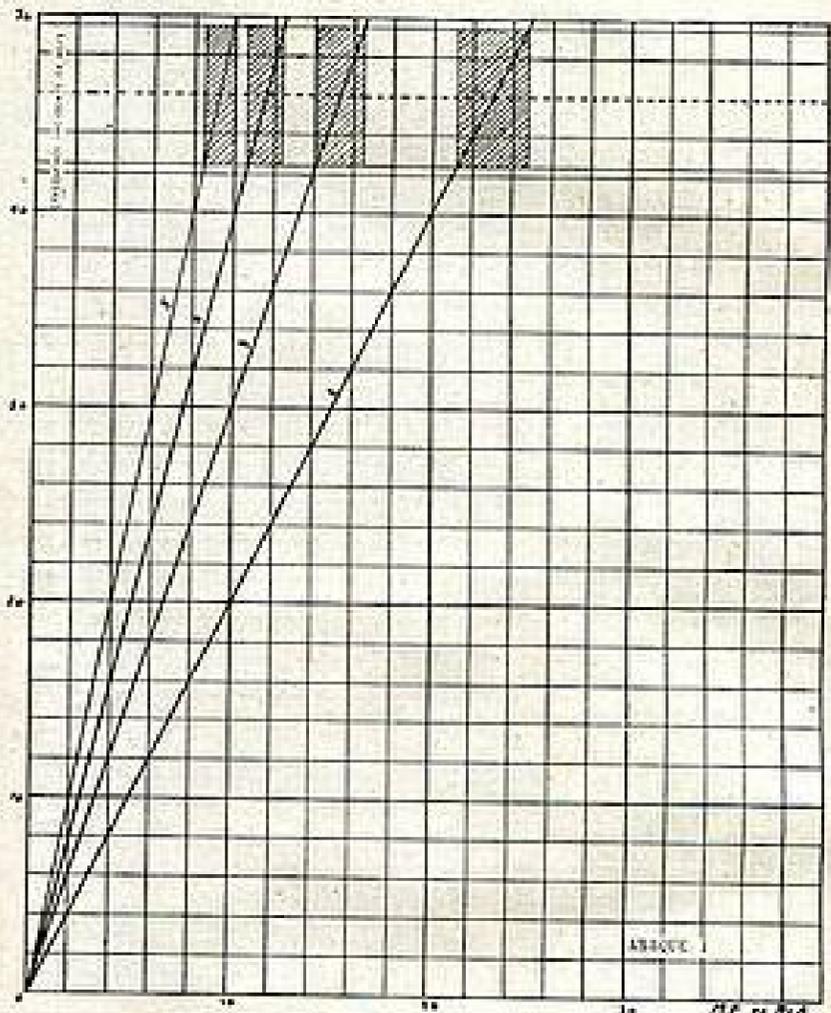
Quelques explications sont nécessaires pour l'usage de ces courbes qui sont d'un emploi très commode.

### 1) Récepteurs à moyenne définition (455 lignes).

Sur l'abaque 1 nous avons tracé deux lignes horizon-

tales correspondant aux ordonnées 42,5 et 49,5 Mc/s. Le trait interrompu représente la porteuse sur 46 Mc/s. Elles sont coupées transversalement par les obliques représentant les harmoniques successifs de la M.F. et les deux points de rencontre donnent en abscisse une bande M.F. dont les valeurs sont à rejeter. Les zones restantes contiennent les valeurs cherchées.

On a l'habitude, pour plus de lisibilité, de représenter



les surfaces correspondant aux zones indésirables en sombre et les secondes en blanc.

On voit tout de suite que les surfaces blanches utilisables sont limitées aux valeurs suivantes :

- 1 — 9,4 à 10,62 Mc/s
- 2 — 12,37 à 14,16 —
- 3 — 16,5 à 21,25 —

Que l'on reçoive une ou deux bandes latérales, il est préférable de choisir pour la M.F. la valeur médiane d'une de ces trois bandes, à seule fin d'avoir une marge suffisante de réglage et pour prévoir les instabilités toujours possibles de l'oscillatrice locale. Pour cette dernière raison, la bande 1 trop étroite n'est pas employée.

### 2) Récepteurs à haute définition (819 lignes).

L'abaque 2 a été tracé sur le même principe que l'abaque 1.

Nous avons, par contre, quatre canaux numérotés sur la figure de 1 à 4 dont les fréquences sont :

Canal 1 : 162 à 174 Mc/s. Porteuse : —

Canal 2 : 174,10 à 188 Mc/s. Porteuse : 185,25 Mc/s.

(1) Lorsqu'une oscillation HF  $v = V \sin \omega t$  est appliquée à un système non linéaire on obtient un courant détecté complexe qui est de la forme :

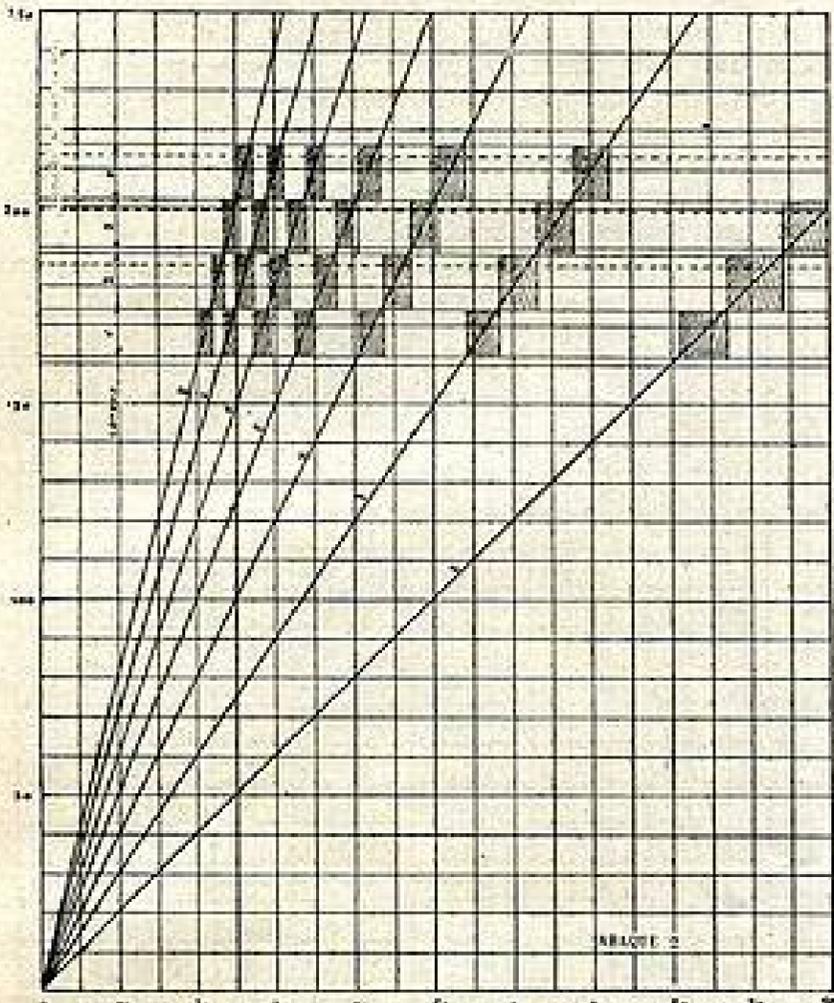
$$id = f(U) + V f'(U) + \frac{V^2}{2} f''(U) + \frac{V^3}{6} f'''(U) + \frac{V^4}{24} f^{(4)}(U) + \dots$$

(2) Ces abaques ont été tracés pour la première fois par Bedford.

Canal 3 : 188,10 à 199,25 Mc/s. Porteuse : 199,25 Mc/s.

Canal 4 : 202,10 à 216 Mc/s. Porteuse : 213,25 Mc/s.

Les surfaces sombres indiquent toujours comme précédemment les valeurs à rejeter.



On voit que le problème est différent et plus compliqué, suivant que l'on désire recevoir un seul ou la totalité des canaux. Dans ce dernier cas on voit que la bande utilisable est limitée aux valeurs ci-dessous :

— 72 à 81 Mc/s,

dont la valeur médiane de 76,5 Mc/s représente une fréquence déjà élevée et qui n'est pas amplifiable sans précautions particulières.

Pour l'instant, le problème se pose différemment, attendu que le seul canal utilisable est le n° 2 ; on a donc le choix entre les valeurs suivantes :

— 31,33 à 34,82 Mc/s. Fréquence médiane : 33,07 Mc/s.

— 37,6 à 43,52 Mc/s. Fréquence médiane : 40,56 Mc/s.

— 47 à 58,03 Mc/s. Fréquence médiane : 52,51 Mc/s.

— 62,66 à 87,05 Mc/s. Fréquence médiane : 74,85 Mc/s.

La fréquence de 74,85 Mc/s, trop élevée, n'est pas employée ; celle de 33,07 Mc/s, située dans une bande trop étroite, non plus ; reste le choix entre celle de 40,56 ou de 52,51 Mc/s.

C'est cette dernière que l'on choisit habituellement pour raison préventive. En effet, lorsque les canaux 3 et 4 seront mis en service — le canal 1 ne devant pas être employé dans un avenir immédiat — on sait que les nouvelles limites de fréquences seront :

— 43,2 à 43,52 Mc/s. Fréquence médiane : 43,36 Mc/s.

— 54 à 58,03 Mc/s. Fréquence médiane : 56,01 Mc/s.

— 72 à 87,05 Mc/s. Fréquence médiane : 79,52 Mc/s.

Donc en employant une M.F. comprise entre les valeurs de 52,51 et 56,01 Mc/s on satisfait la situation présente tout en se réservant une porte de sortie pour les émissions futures.

Bien entendu, la fréquence de sécurité reste celle de 76,5 Mc/s, mais qui n'est pas non plus sans inconvénients, comme nous le disions ci-dessus.

Lorsque les quatre canaux fonctionneront, il sera toujours possible, le moment venu, de conserver une M.F. aux environs de 55 Mc/s et de blinder confortablement l'étage détecteur.

#### Moyenne fréquence des récepteurs son

Le problème est beaucoup moins grave et moins critique que pour les récepteurs image.

En général, on adopte une valeur comprise entre 5 et 10 Mc/s en évitant également — comme précédemment — que les harmoniques de la détection tombent sur la fréquence incidente, et, d'autre part, que la M.F. choisie ne tombe pas sur une émission télégraphique ou de radiodiffusion à forte puissance, ce qui risquerait non seulement d'apporter des interférences gênantes, mais aussi un fond sonore qui ne serait pas du plus heureux effet dans ce cas-là.

Le choix d'une M.F. comprise entre 5 et 10 Mc/s n'a pas été fait au hasard, mais est fonction de la bande passante à recevoir.

Si nous voulons « passer » jusqu'à 15 Kc/s — la modulation du son de la télévision s'étendant jusqu'à 14 Kc/s — et que nous admettions 1 db d'affaiblissement au maximum pour un poste de luxe, la bande passante nécessaire doit être de 30 Kc/s. En employant un étage au minimum, soit deux transfos, nous devons avoir pour chacun d'eux un  $\Delta f_0$  de 30 Kc/s à 1/2 db.

En accordant seulement le primaire (1) et en admettant un coefficient de surtension de 50 — ce qui est normal aux environs de 10 Mc/s — on obtient la valeur suivante :

$$f_0 = Q \Delta f = 50 \times 0,03 \text{ Mc/s} = 1,5 \text{ Mc/s à 3 db.}$$

A 1/2 db et en admettant toujours un Q moyen de 50, déterminons la nouvelle fréquence de conversion :

Nous savons que le coefficient Q d'un circuit oscillant est donné par la formule

$$Q = \sqrt{s^2 - 1} \cdot \frac{f_0}{\Delta f}$$

s étant la sélectivité.

Nous pouvons en extraire le paramètre qui nous intéresse, c'est-à-dire la fréquence  $f_0$ , soit :

$$f_0 = \frac{Q \Delta f}{\sqrt{s^2 - 1}}$$

Pour  $s = 1,06$  (1/2 db)

$$Q = 50$$

et  $\Delta f = 0,03 \text{ Mc/s}$ , on trouve :

$$f_0 = \frac{50 \times 0,03 \cdot 10^6}{\sqrt{0,12}} = 4,35 \text{ Mc/s}$$

Par sécurité ou si l'on emploie plusieurs étages d'amplification, il est donc sage d'adopter une fréquence supérieure, ce qu'il fallait démontrer.

S. B.

(1) Il est inutile de faire appel au transformateur accordé pour obtenir la bande passante nécessaire, attendu qu'il est plus simple de choisir une valeur de MF en conséquence.



« dangereuses » (grille et plaque) sont ainsi très courtes, ce qui diminue les risques d'accrochages.

Le châssis est en tôle et les prises de masse sont directement soudées sur celui-ci. La figure 2 donne le détail de deux étages moyenne fréquence. Les condensateurs de découplage n'y sont pas représentés sur le deuxième pour rendre le dessin plus clair, alors que le premier étage est démunni des résistances. Nous avons personnellement employé un condensateur anglais de trois fois 500 pF qui est particulièrement pratique pour les câblages réduits. Il se présente sous la forme d'un tube de céramique de

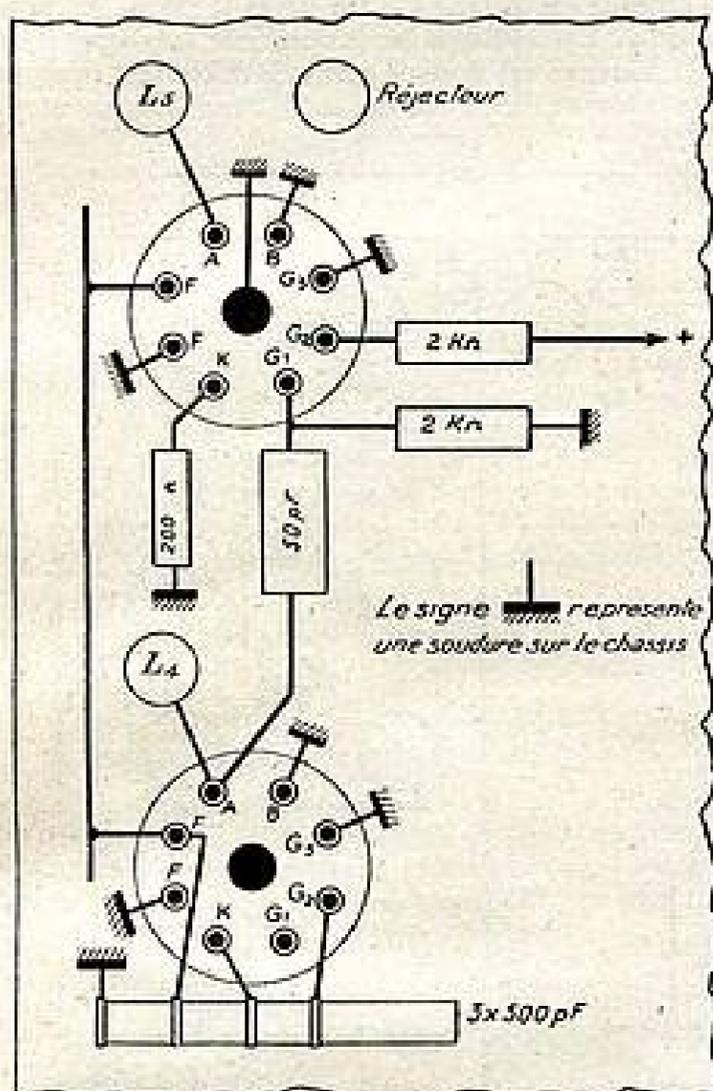


FIG. 2.

5 mm. de diamètre environ et 25 de long. Quatre fils y sont sertis. L'un est le fil commun que l'on soude à la masse et les trois autres vont respectivement sur l'écran, la cathode et le filament. Ces condensateurs sont en vente chez quelques revendeurs français.

Les bobinages sont fixés verticalement sous le châssis, de manière à ce que le noyau soit réglable du dessus. Pour les ajustables, prévoir des trous, pour le réglage, sur les côtés (son) ou l'arrière (image) du châssis.

Le transformateur moyenne tension, ainsi que les deux valves 5Y3GB, est monté sur un petit châssis indépendant, ce qui permet de le placer dans l'ébénisterie à l'endroit le plus favorable pour éviter les inductions sur le tube. Par contre, le transformateur très haute tension est fixé sur le châssis général. En effet, ce transformateur travaille à induction très réduite et n'est pas gênant. Nous n'avons eu, sur notre réalisation, aucunement besoin de blinder le tube.

Les potentiomètres autres que ceux indiqués sur le croquis seront disposés sur la face arrière du châssis.

Le tube est fixé sur le châssis, au centre, par un collier d'aluminium sous lequel est glissée une bande de feutre. Ce collier est maintenu par une équerre (figure 3). A l'arrière, le culot est monté sur une plaquette de tôle recourbée à la demande. Le cône du tube repose sur le châssis par l'intermédiaire d'une languette de feutre. Le croquis montre que la lampe qui se trouve sous le tube a suffisamment de place pour être enlevée ou remise dans son support sans avoir à démonter le tube.

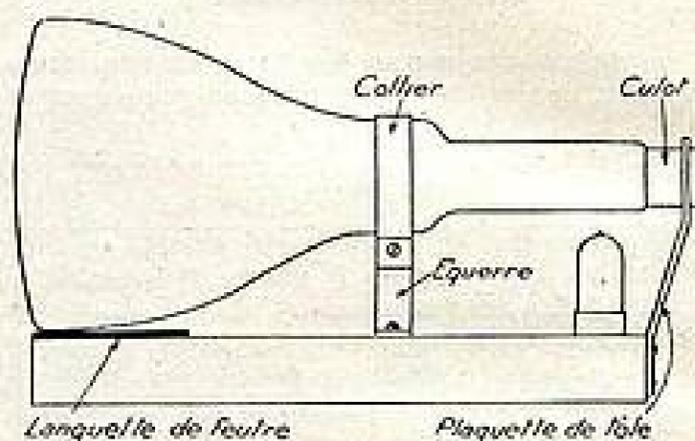


FIG. 3.

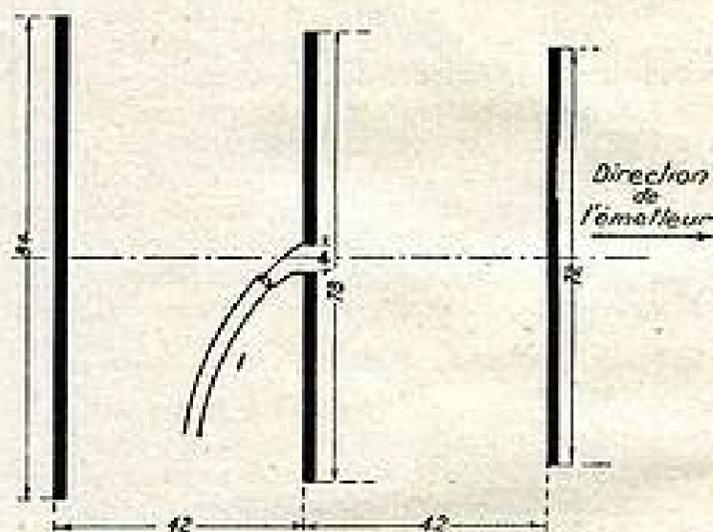


FIG. 4.

Les connexions allant au culot du tube traversent l'arrière du châssis par l'intermédiaire de « passe-fils ». Celles de ces connexions qui sont « chaudes » (cathode, X et X') seront éloignées de la masse et des autres connexions. Bien isoler également A2, Y et Y' à cause de la tension élevée (2.500 volts). On peut donc torsader les deux connexions du filament, le Wehnelt et A1 d'une part, cette torsade étant ensuite passée sous souplisio et enfileur séparément K, X et X' sous deux ou trois souplisios de diamètre croissant afin de diminuer les capacités parasites.

#### XI. — Mise au point

Il est presque impossible de faire une mise au point correcte de ce récepteur sans disposer d'un générateur, tout au moins pour les moyennes fréquences. La plupart des générateurs ne « montant » qu'à 50 Mc/s, il sera nécessaire d'utiliser les harmoniques.

Nous admettons que le récepteur est « démarré », c'est-à-dire que les tensions sont correctes sur toutes les lampes, que le tube s'allume et que le balayage fonctionne sur des fréquences quelconques pour le moment. En injectant une tension de l'ordre du 1/10 de volt aux bornes de la résistance de détection, sur une fréquence d'environ 1 Mc/s (non modulée), on voit apparaître un pointillé sur l'écran du tube. Si on dispose d'un voltmètre à lampe, mesurer la tension de sortie et vérifier si le gain est bien de l'ordre de 150.

Attaquer ensuite la grille de la troisième moyenne fréquence avec une tension d'environ 1/10 de volt sous 58 Mc/s (non modulée). Un microampèremètre en série avec la résistance de détection (côté froid) nous permettra de contrôler l'accord de L6 (maximum de déviation).

Attaquer ensuite la grille de la deuxième moyenne fréquence avec une tension de 10 millivolts environ sous 52 Mc/s et régler L5. Puis la grille de la première moyenne fréquence avec 1 millivolt sous 58 Mc/s pour régler L4 et enfin la grille de la mélangeuse (L1 étant débranché) avec une centaine de microvolts sous 52 Mc/s, ce qui permet de régler L3.

Pour régler les moyennes fréquences son, il suffit d'injecter du 43,85 Mc/s sur la grille de la deuxième puis de la première moyenne fréquence en agissant successivement sur l'ajustable de L13 puis sur celui de L12. L'accord se fait à l'oreille, car la précision n'a pas besoin d'être grande. Le chiffre de 43,85 Mc/s est d'ailleurs tout théorique. L11 sera réglé en attaquant la grille de la mélangeuse.

Ce dernier circuit fait office de réjecteur son pour l'image. Pour régler le deuxième réjecteur, on injecte la fréquence M.F. son sur la grille de la deuxième moyenne fréquence avec un niveau suffisant pour faire dévier le microampèremètre et on agit sur l'ajustable du réjecteur de manière à diminuer le plus possible cette déviation. En injectant du 58 Mc/s, retoucher L5 qui a pu se dérégler. Puis recommencer la manœuvre du réjecteur et ainsi de suite. En trois ou quatre retouches, on arrive à ce que L5 soit correctement réglé sur 58 Mc/s et le réjecteur sur 43,85 Mc/s.

L'amplificateur moyenne fréquence est ainsi réglé. Il ne reste plus qu'à attendre une émission, à moins que l'on dispose d'un générateur U.H.F., ce qui est encore assez rare. En attendant, s'assurer que l'oscillateur fonctionne. Pour cela, mesurer la consommation de la EF42 en insérant un milliampèremètre entre la résistance de 20 K $\Omega$  et la haute tension. En court-circuitant l'ajustable, le courant doit augmenter très nettement. Lorsque l'émetteur fonctionne, en agissant sur cet ajustable on doit voir apparaître le signal VF, et entendre le son, puisque l'étage changeur de fréquence est commun.

En retouchant aux potentiomètres de fréquences lignes et images, l'image doit se stabiliser. Sinon, vérifier l'étage séparateur. Si l'une des deux fréquences seules ne se cale pas, vérifier la liaison séparation-multivibrateur.

Il reste ensuite à régler les dimensions du balayage et la linéarité. Pour cela, utiliser une mire électronique ou attendre que l'émetteur passe une mire de linéarité.

#### a) Réglage de la base de temps ligne.

Débrancher l'EF41. En jouant sur la valeur de la résistance de plaque ECC40 (environ 2 M $\Omega$ ), arriver à ce que le balayage n'occupe que le quart de l'écran, sans

s'occuper de la distorsion. Rebrancher l'EF41. En agissant sur le potentiomètre de polarisation, amener le balayage à sa dimension correcte (16 cm.). La linéarité doit être satisfaisante. Sinon, modifier la valeur de la résistance de plaque (environ 30 K $\Omega$ ) et retoucher à la polarisation. Si ce moyen ne réussit pas, ou que les valeurs obtenues s'écartent trop de celles données sur le schéma, vérifier le pont de capacité (rapport 1/4), une des capacités peut fuir ou être claquée, etc..., l'EF41 peut également être défectueuse.

#### b) Base de temps image.

Le processus est le même. Le diviseur de tension étant à résistance, on peut pour les essais le remplacer par un potentiomètre de 5 M $\Omega$ , mais c'est inutile en général.

Lorsque tout fonctionne bien, on peut « signoler » les réglages en vue d'obtenir la plus grande finesse d'image possible, notamment l'accord de L1 et les selfs de correction.

L'antenne décrite par M. Lignon dans le n° 261-262 de la *T.S.F. pour Tous* peut convenir à ce récepteur, mais est peut-être d'une réalisation difficile. La figure 4 donne un type d'antenne qui nous a donné toute satisfaction.

Les deux brins du dipôle, le brin du directeur (le plus court) et le brin du réflecteur seront fixés ensemble au moyen d'une planchette. Le plan de l'ensemble doit être horizontal, et non pas vertical comme c'est le cas en 455 lignes. Le diamètre des tubes est de 20 mm. au moins. Le coaxial doit théoriquement avoir une impédance de 50 ohms, mais le 75 ohms classique convient bien.

Si le champ de l'émetteur est suffisant, on peut supprimer le directeur (l'impédance remonte à 60 ohms, mais le gain diminue de 3 db), et même le réflecteur ( $Z = 70$  ohms, le gain diminue de 4 db). A Paris, au troisième étage d'un immeuble situé à Belleville, nous avons utilisé ce simple dipôle avec succès.

Mais le réflecteur est le seul moyen pour éviter les échos (images fantômes). La directivité, c'est-à-dire le rapport entre la sensibilité dans les deux directions) passe de 0 à 8 db avec réflecteur et 18 db avec réflecteur et directeur. En d'autres termes, l'ensemble réflecteur-directeur, par rapport au dipôle simple, équivaut à doubler largement la sensibilité du récepteur pour le signal utile et à diviser sa sensibilité par 8 pour les échos venant de l'arrière.

## XII. — Conclusion

Nous espérons que beaucoup d'amateurs ou de petits constructeurs entreprendront la réalisation de ce récepteur. Nous sommes, comme toujours, à leur disposition pour tous renseignements complémentaires (1) et nous terminerons en leur souhaitant bonne chance.

Pierre ROQUES,

Directeur technique de la Société Méditerranéenne de Télévision.

(1) Prière d'envoyer 100 francs en timbres, adresser les demandes à l'adresse de la Revue (Courrier Technique de la T. S. F., 40, rue de Seine, Paris (6<sup>e</sup>)).

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

## LES BRUITS DE SURFACE

par Serge BERTRAND, ingénieur

### Bruit de surface des disques

Il est caractérisé à l'audition d'un disque par un bruissement caractéristique et bien connu, qui s'étend sur une bande de fréquences assez étendue, mais localisée généralement aux environs de 4.000 à 8.000 c/s. Ce bruit provient principalement du frottement de la pointe reproductrice sur les rugosités de la surface du disque.

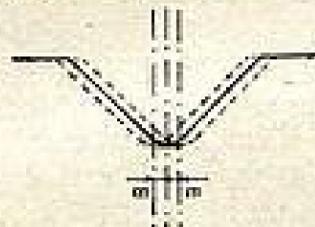


FIG. 15

Les pick-up employés actuellement sont construits pour fonctionner avec un déplacement latéral de l'aiguille, la gravure étant faite suivant ce principe et non en profondeur ou en relief, cette dernière méthode ayant été expérimentée dernièrement.

On peut donc dire que le bruit sera fonction principalement des surfaces portantes latérales du sillon et que la pression de l'aiguille sur le fond du sillon n'aura que peu d'effet (fig. 15).

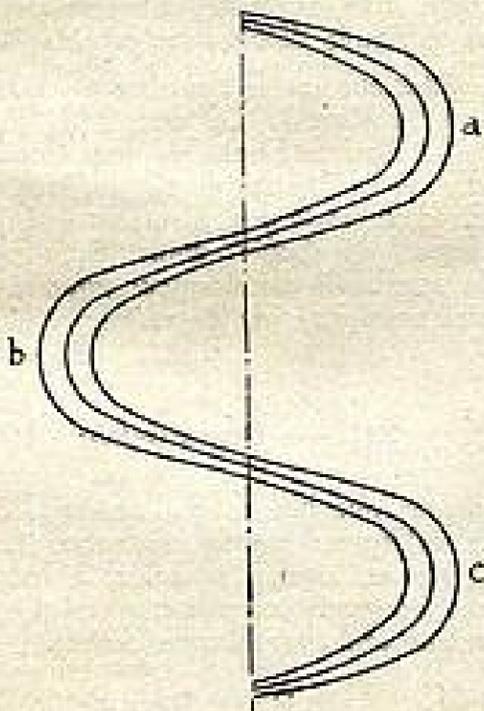


FIG. 16

L'expérience est facile à faire d'une manière très simple : avant de commencer l'audition d'un enregistrement, on pose la pointe du pick-up successivement sur la partie lisse du disque située entre le bord extérieur et le commen-

cement de la gravure, puis dans les premiers sillons morts non utilisés on constate acoustiquement une différence de bruit de fond très marquée.

La pression du pick-up sur le disque influe donc peu sur le bruit de surface, mais y contribue par suite de l'augmentation de la surface portante provoquée par l'usure rapide de l'aiguille.

L'intérêt des aiguilles et des saphirs permanents est de plus en plus évident.

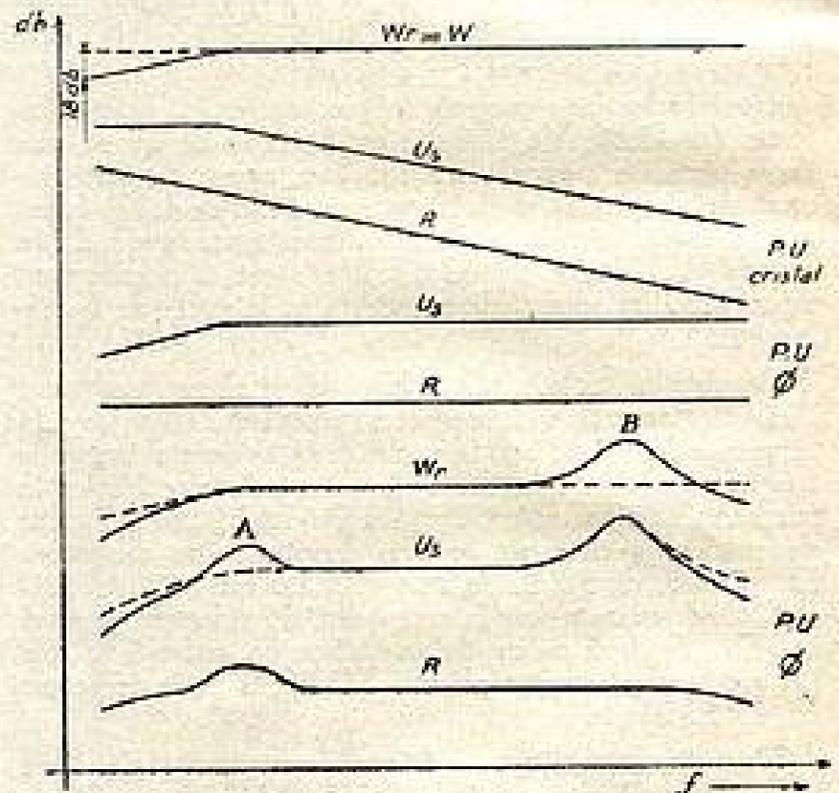


FIG. 17

Une autre cause de bruit qui n'est pas à négliger, principalement dans l'emploi des aiguilles, provient de la largeur du sillon qui ne reste pas constante tout le long de son chemin (fig. 16). (Cette remarque avait été faite dans notre précédent article, à propos de la profondeur de la gravure dans les fréquences aiguës.)

Dans les courbes a, b, c, la surface de frottement, plus importante, tend à renforcer le bruit de surface à la fréquence du signal et principalement dans les aiguës, là où les écarts de largeur sont plus prononcés.

Dans un prochain article, nous verrons les méthodes à employer pour atténuer le bruit de fond à l'audition d'un enregistrement, problème simple en apparence, mais en vérité délicat. (1)

Disons tout de suite que l'emploi des aiguilles non métalliques (bambou, épine, ou autres), n'est qu'un pis aller, elles jouent le rôle de filtre passe-bas et donnent l'impression d'une audition dénuée de bruit de fond.

(1) Voir T.S.F. pour Tous n° 251, la réalisation de G. Collet : Suppresseur dynamique de bruit de surface.

**Relevé de la courbe de réponse des pick-up par l'emploi du disque de fréquences**

Les disques de fréquences sont très commodes pour se rendre compte de la fidélité d'un pick-up et en déceler les résonances parasites.

Ceux que l'on trouve dans le commerce comportent une série de fréquences repérées et dont les niveaux correspondant à la courbe  $W$  sont donnés. Mais il est bon de signaler que cette courbe, que nous qualifierons de « Technico-commerciale », ne donne pas le reflet exact de la courbe de gravure, car elle ne tient pas compte des résonances parasites et de la réponse du graveur ; il est préférable de relever la courbe réelle enregistrée par la méthode de la lumière parallèle que nous avons indiquée dans notre précédent article.

A chaque fréquence étalonnée, on mesure la largeur de la bande lumineuse, ce qui permet de tracer la caractéristique vraie.

Habituellement, la gravure des disques de fréquences est faite à amplitude constante jusqu'à 250 c/s et à vitesse constante au-dessus ; l'affaiblissement de 30 à 250 c/s est égal au rapport de ces fréquences, c'est-à-dire à environ 18 db.

Pour relever la caractéristique de fréquences d'un pick-up, on mesure les niveaux de sortie pour les différentes fréquences à l'aide d'un voltmètre à lampes, branché

directement aux bornes du traducteur et on tracera la courbe de niveaux  $U_s = f(f)$ .

On la comparera ensuite, en corrigeant les écarts correspondants, avec la courbe de gravure vraie  $W_r$  relevée par la méthode indiquée ci-dessus.

En se reportant à la figure 17, on y voit à la partie supérieure la courbe  $W_r$  (nous la supposons idéale, c'est-à-dire superposable à la courbe  $W$  pour faciliter le raisonnement), en dessous sont figurées les caractéristiques  $U_s$  et les comparaisons  $R = U_s = W_r$  des deux principales catégories de pick-up.

Dans la partie inférieure de la figure 16, on a représenté une courbe  $W_r$  en forme de « toupie » rencontrée couramment sur les disques de fréquences, et en dessous la courbe de niveaux  $U_s$  et enfin la véritable courbe de réponse  $R$  d'un pick-up électromagnétique.

Remarquons en A une résonance du pick-up et en B une déformation due au graveur n'apparaissant pas sur la caractéristique finale.

En conclusion, nous pouvons dire que la reproduction musicale de qualité exige l'emploi d'un matériel approprié et ne souffrant pas la médiocrité. Les perfectionnements récents apportés à la technique phonographique ont rendu ces conditions de plus en plus sévères, et nous espérons que le lecteur trouvera dans cet exposé les éléments nécessaires pour les remplir au mieux et suivant ses désirs.

Serge BERTRAND.

**AU LABORATOIRE ET A L'ATELIER DE CONSTRUCTION**

**Gravure des Panneaux de Réglage, Cadres, Plaquettes, etc...**

Tous les industriels et artisans des industries électroniques doivent remettre à des graveurs, hors de leurs ateliers, le plus souvent, des inscriptions à effectuer : les baies et racks d'émetteurs, de récepteurs, d'amplis de sonorisation — les panneaux de réglages — les cadrans des appareils de mesure avec les graduations linéaires, logarithmiques ou arbi-

tailles, en place exacte, réaliser soi-même les plaquettes signalant les organes de réglage, et même les plaquettes « marque de fabrique », cela est désormais possible facilement, et sur les matériaux les plus divers.

La nouvelle machine à graver « Scripta » résout tous ces problèmes (1). Nous publions sa photographie en couverture de ce numéro.

Un système très simple de pantographe, avec rapport de réduction déterminé, reproduit dans la dimension choisie des caractères homothétiques à ceux d'un alphabet-guide que l'utilisateur suit, sans difficulté, sans avoir aucun apprentissage. Le style des inscriptions, est choisi selon besoin : des dessins gravés en creux (labels, marques, etc...) servent aussi de modèles. Ces jeux de gabarits sont fournis par la fabrication de la « Scripta ».

L'outil de travail est une fraise montée sur une broche de précision entraînée par un moteur tournant à grande vitesse.

Par un changement de mécanisme effectué sur demande au constructeur, il est possible de convertir la machine pour :

1. La gravure à l'acide par pointe sèche ;
2. La gravure au diamant ;
3. L'électrogravure par arc électrique.

La pièce à graver est fixée sur la table de travail à l'aide d'un étai ; celui-ci peut d'ailleurs être remplacé par des accessoires spéciaux permettant la gravure dans des cas particuliers tels que surfaces courbes, cadrans, cylindres, objets fragiles, etc... Signalons dans les accessoires, l'étai de centrage automatique, le régulateur de profondeur, l'étai pour objets non plans, le diviseur horizontal pour graver les cadrans cylindriques, le touret à affûter les fraises, etc...

Le réglage, la fixation de la pièce, la composition du texte ou la mise en place du modèle à reproduire sont autant d'opérations simples permettant d'exécuter toutes sortes de gravures dans un temps très court.

Rapport de réduction : 1/1.  
Dimensions de la table : 400x200.

CARACTÉRISTIQUES DE LA MACHINE :  
Dimensions maxima des pièces à graver : 600x600 ; hauteur 0,2 à 205 mm.

Dimensions de la surface que l'on peut graver en une seule fois : 40x100.

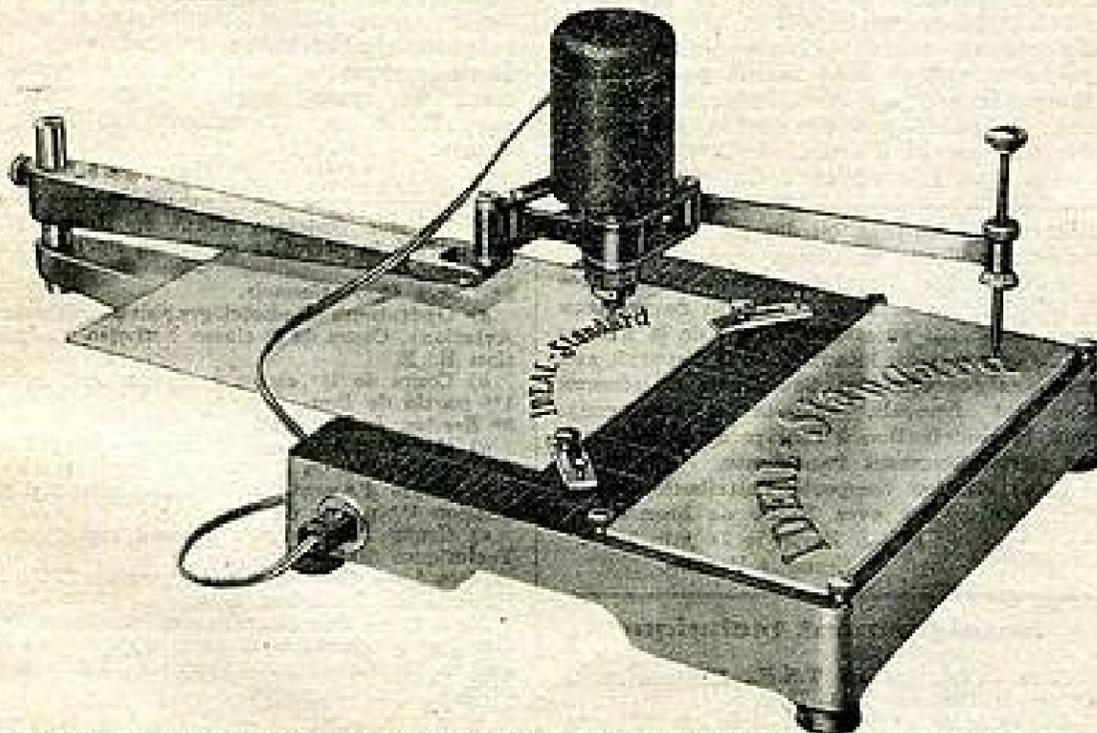
Poids total de la machine : 32 kg.  
Alimentation du moteur : courant monophasé 110 ou 220 volts.

traires, les repères, posent chaque fois des problèmes.

Les inscriptions standard des appareils de grande série ne peuvent convenir aux réalisations d'appareils de précision. Graver soi-même, lettres, chiffres, graduations et repères d'une façon nette, élégante, en différentes

Sur tous les objets, en matériaux aussi divers que : acier, acier trempé, aluminium, or, argent, matières plastiques (ivoire, nacre, verre, plexiglass, bois, une gravure nette et profonde est obtenue.

Voici quelques précisions sur le fonctionnement de la « Scripta » de Wayolle :



(1) Scripta, Els Wayolle, 11, rue Louis-Français, Paris (13<sup>e</sup>).

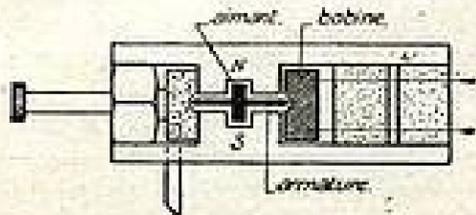
# LES NOUVEAUX GRAVEURS A CRISTAL

par Pierre HEMARDINQUER, Ingénieur-Conseil

Ainsi que nous l'avons noté, les progrès de la gravure des disques, et, en particulier, de l'inscription électromécanique directe, résident essentiellement aux Etats-Unis dans l'emploi de nouveaux graveurs et, tout spécialement, de graveurs à cristal.

On utilise normalement des appareils magnétiques, et des modèles à cristal, dont les qualités dépendent surtout des détails de construction.

Les graveurs magnétiques à basse impédance peuvent être reliés au secondaire du transformateur de sortie des amplificateurs à la place de la bobine d'un haut-parleur, ce qui simplifie beaucoup le montage. Un des plus récents modèles de ce type comporte une armature équilibrée sans dispositif mobile pivotant, ce qui évite tout souci d'alignement et de centrage.



Graveur magnétique équilibré.

L'armature élastique à haute perméabilité est disposée au centre de l'appareil; elle est reliée rigidement au cadre qui maintient le système mobile aligné avec les pièces polaires.

De tels modèles sont robustes, et leur fonctionnement est presque indépendant des conditions atmosphériques et de la température. Pratiquement, il est avantageux de placer le point de pivotement du couteau graveur aussi près que possible de la surface du disque, et il est bon de pouvoir ajuster la valeur de la pression et l'angle de gravure. Il existe, également, des graveurs de haute précision à usage professionnel, fonctionnant sur des gammes de fréquences très

étendues : de 50 à 10.000 cycles/seconde, et adaptés de façon que leur sensibilité ne varie pas de plus de 2 décibels à plus de 1.000 cycles par seconde. L'armature est équilibrée; elle est centrée au moyen d'un ressort d'acier trempé ajustable, elle est supportée par des couteaux, et les pièces polaires sont en alliage nickel-aluminium.

On utilise normalement ces graveurs dans une chambre à température constante; la réponse de fréquence varie légèrement avec la température, mais elle est pratiquement constante entre 18° et 27°.

Le graveur à cristal présente, de son côté, des avantages très précieux pour l'inscription directe; par suite de la rigidité propre du cristal et de la pointe du stylet, l'amplitude et la réponse de fréquence sont indépendantes de la profondeur de la gravure et des variations de résistance de la matière du disque.

L'amplitude des vibrations du stylet est proportionnelle à la tension appliquée, et, pour cette raison, les disques à amplitude constante peuvent donc être gravés sans compensation. Les enregistrements à vitesse constante peuvent être exécutés en choisissant simplement les circuits de couplage à l'amplificateur. La réponse de fréquence est à peu près uniforme entre 50 et 9.000 cycles/seconde.

Le graveur placé à la sortie d'un amplificateur constitue une charge capacitive, dans laquelle l'impédance décroît d'une façon inversement proportionnelle à la fréquence. En conséquence, on utilise, de préférence, des amplificateurs de puissance en classe A ou AB, avec des lampes de sortie triodes. L'utilisation de pentodes ou de lampes de puissance à concentration électronique exige l'emploi d'un circuit de contre-réaction, et le shunt du circuit de sortie avec une résistance de valeur convenable pour stabiliser l'impédance de charge. En général, la puissance de sortie sans distorsion est de l'ordre de 3 watts.

Lorsque l'impédance du graveur est

élevée par rapport au circuit de couplage, le dispositif fonctionne à amplitude constante; lorsqu'on diminue cette impédance, le graveur fonctionne à vitesse constante au-dessus d'une certaine fréquence critique, et à amplitude constante au-dessous de cette fréquence. En choisissant convenablement un transformateur ou une résistance de couplage, la fréquence critique peut être déterminée n'importe où sur le spectre de fréquences.

Ces différents enregistrements peuvent être reproduits avec les mêmes pick-up, mais, pour les inscriptions à vitesse constante, une compensation est nécessaire dans le circuit de reproduction.

Lorsqu'on emploie des pick-up à cristal à aiguilles d'acier, la fréquence critique choisie est généralement plus élevée que pour les enregistrements commerciaux habituels, et, pour assurer une bonne réponse en fréquence, et une gravure très nette à profondeur constante, il est nécessaire d'observer certaines précautions pratiques.

On prévoit, en particulier, des dispositifs permettant de régler la profondeur de la gravure, par exemple, au moyen d'un ressort maintenu sous tension; l'inertie de l'équipage mobile doit également être réduite au minimum, de façon à pouvoir régler exactement la pression du stylet. Le graveur est, d'ailleurs, en général enfermé dans son bras-support.

Les cristaux piézo-électriques peuvent donc être considérés aussi bien comme des générateurs dans les microphones et les pick-ups, que comme des moteurs dans les graveurs, et la construction des différents modèles d'appareils à cristaux électro-acoustiques a encore pu être complètement transformée par l'avènement des nouvelles compositions de cristaux naturels ou synthétiques, qui viennent de faire leur apparition aux Etats-Unis; c'est là, une question absolument essentielle sur laquelle nous reviendrons.

P. HEMARDINQUER.

## INFORMATIONS

Nous sommes heureux de porter à la connaissance de nos lecteurs, le texte de la citation, à l'ordre de la brigade, comportant l'attribution de la Croix de guerre avec Etoile de bronze, de M. Eugène POIRROT, éminent et sympathique Directeur de l'École Centrale de T. S. F., à qui nous adressons nos vives et chaleureuses félicitations.

### CITATION

Décision n° 852

LE MINISTRE DE LA DÉFENSE NATIONALE  
CITE : A L'ORDRE DE LA BRIGADE  
POIRROT Eugène-Charles-Fernand

« Engagé volontaire malgré son très jeune âge en 1917 (seize ans) a repris du service dans la Résistance en 1942. Grâce à ses connaissances très approfondies en radio-électricité, a rendu au réseau Darus d'incalculables services en le fournissant, au péril de sa vie, d'appareils émetteurs-récepteurs, d'agents techniques et d'opérateurs. Admirablement documenté dans le domaine de sa spécialité et mû par un patriotisme indéfectible, a

apporté une coopération des plus efficaces au travail clandestin du réseau.

« A, de plus, aidé de nombreux réfractaires à échapper au S. T. O., a fourni de précieux renseignements au gouvernement de la France Libre et offert les locaux dont il disposait aux réunions des Chefs et Sous-Chefs de réseaux. Excellent français, modeste et courageux, dont la contribution à l'œuvre de libération a été particulièrement importante.

Cette citation comporte l'attribution de la Croix de guerre avec Etoile de bronze.

Fait à Paris, le 24 juin 1950.

Signé : PLÉVEN.

### Enseignement technique

ECOLE CENTRALE DE T.S.F., 12, RUE DE LA LUNE, PARIS, CENTRAL 78-87.

La date de rentrée est fixée au 12 octobre 1950.

Inscriptions jusqu'à cette date pour les cours suivants :

1° Enseignement Général.

a) Divisions Préparatoires, allant du Certificat d'Etudes Primaires au Brevet Élémentaire.

b) Division Spéciale, allant du Brevet Élémentaire à la première partie du Baccalauréat Technique.

2° Cours Professionnels.

a) Opérateurs Radiotélégraphistes (Marine, Aviation). Cours de 2° classe : niveau d'admission B. E.

b) Cours de 1° classe : niveau d'admission 1° partie de Bac.

3° Section Industrielle.

a) Cours d'Aligneur Metteur au point : niveau d'admission B. E.

b) Cours d'Agent Technique : niveau d'admission 1° partie de Bac.

c) Cours Supérieur : réservé aux Agents Techniques diplômés.

Note 1. — Ces Cours préparent au C. A. P. National de Radioélectricité.

Note 2. — Des Bourses sont attribuées aux familles nombreuses et aux victimes de la guerre. Se renseigner auprès de l'École à ce sujet.

AVIS IMPORTANT. — L'Institut National Polytechnique ayant cessé ses cours sur place, a confié à l'École Centrale de T.S.F. la formation technique de ses élèves.

Les Laboratoires de l'Annexe Grenelle sont à la disposition des Industriels et peuvent être visités sur simple rendez-vous téléphonique.

## RÉALISATION D'UN ÉMETTEUR TOUTES BANDES :

# L'ANTENNE DE NOTRE ÉMETTEUR

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 supposons donc la construction de notre émetteur terminée ; en attendant la visite de contrôle de l'Inspecteur de l'Administration, il convient d'en faire la mise au point : réglages des circuits, ajustages des tensions d'alimentation, etc... Cette mise au point doit être faite sur antenne fictive, c'est-à-dire sur un circuit permettant de charger l'émetteur comme le fera l'antenne proprement dite, mais circuit n'amenant aucun rayonnement dans l'éther.

En fait, il est absolument inutile d'encombrer les bandes si étroites avec les crachements et sifflements de toutes sortes inévitables au moment de la première mise en service ; d'autre part, l'antenne (rayonnante), ne doit être connectée qu'après le reçu de l'autorisation de la Direction générale des Télécommunications.

L'antenne fictive la plus simple est celle que nous schématisons sur la figure 1. Elle comporte un circuit oscillant L C, accordé sur la même fréquence que le dernier circuit L C V<sub>1</sub> de l'émetteur (voir fig. 1, T.S.F. n° 261) ; la ligne torsadée basse impédance est naturellement connectée à la ligne torsadée identique de sortie de l'émetteur.

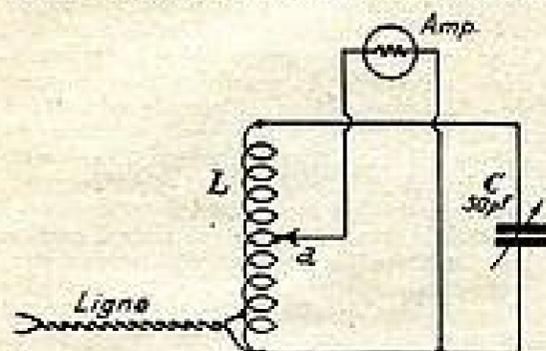


FIG. 1.

Ce système d'antenne fictive permet, de plus, de se faire une idée de la puissance haute fréquence disponible à la sortie de l'émetteur. Il suffit, en effet, de connecter sur la bobine L, une résistance pure convenablement adaptée, qui charge les tubes 807 du P.A. dans les conditions requises. Cette charge déterminée, il suffira, par la suite, avec l'antenne rayonnante, d'ajuster son couplage afin d'obtenir exactement la même charge (même courant plaque de l'étage P.A. à la résonance). La résistance chargeant le circuit L.C. est, en l'occurrence, une simple ampoule d'éclairage Amp, d'une puissance égale ou légèrement supérieure à celle supposée disponible à la sortie de l'émetteur (disons une soixantaine de watts).

On ajuste la prise *a* suivant la tension d'alimentation de la lampe (ampoule de phare d'automobile ou de lumière 110, 220 volts) : plus cette tension est élevée, plus *a* se rapproche de l'extrémité supérieure de L. L'évalua-

tion de la puissance se fait par comparaison de l'éclairage d'une ampoule identique alimentée d'une façon normale, par batterie ou secteur, suivant le cas.

On pourra constater une légère composante réactive (self-induction ou capacité), suivant l'ampoule employée ; cette composante réactive provoque un léger dérèglement du circuit final P.A. de l'émetteur, préalablement réglé sans charge. Dans le cas présent (antenne fictive), ce phénomène est sans grande importance ; il suffira de ramener le circuit final P.A. à la résonance (minimum de mAs) par une légère retouche du condensateur variable CV<sub>1</sub> (voir T.S.F., n° 261).

A l'aide de notre antenne fictive, nous nous sommes efforcés d'utiliser au mieux les 50 ou 100 watts alimentation (selon la bande), en les transformant en watts H.F. avec un rendement maximum. Mais, il faut maintenant « envoyer » ces watts H.F. chez les correspondants éventuels, sans trop de gaspillage. Il serait ridicule par exemple, de disposer de 70 watts H.F. (pour 100 watts alimentation), si seulement une faible partie de cette puissance était rayonnée dans l'éther.

Le rayonnement optimum que nous souhaitons est confié à l'antenne que nous allons décrire maintenant, et qui devra être réalisée avec un soin tout particulier ; car, répétons une fois de plus, le fameux slogan : « Tant vaut l'antenne, tant vaut le poste. »

En fait, une antenne d'émission doit être calculée et construite pour une fréquence donnée ; il est bien évident qu'un aérien « pompera » davantage sur sa fréquence de résonance propre que sur une fréquence différente de 100 k c/s, par exemple. Néanmoins, les antennes d'amateur n'ont pas une résonance « pointue » au point d'interdire le déplacement de l'émission dans les limites des bandes... fort heureusement d'ailleurs ; mais il est aisé de constater le maximum de rayonnement aux environs de la fréquence (ou des harmoniques) pour laquelle l'antenne a été établie. Aussi, chaque amateur ayant une préférence pour telle ou telle fréquence sur chaque bande, nous ne donnerons aucune dimension pour la construction de l'aérien ; nous indiquerons simplement la marche à suivre, avec les formules, en laissant le plaisir à l'amateur de calculer lui-même son antenne (calculs d'ailleurs fort simples) !

Puisque nous avons construit un émetteur multibande, il va de soi qu'il nous faut établir également une antenne multibande. Or, il existe fort peu d'aériens répondant à ces conditions. Nous dirons, tout de suite, que nous avons adopté l'antenne Conrad-Windom, antenne multibande excellente, vibrant facilement sur harmoniques, sans la moindre modification.

Lorsque la longueur *l* du brin rayonnant est environ égale à  $\lambda/2$ , on dit que l'antenne vibre en demi-onde ;

lorsque  $l = \lambda$ , l'antenne vibre en onde entière ; lorsque  $l = 2\lambda$ , l'antenne vibre en double onde, etc...

Naturellement, pour chaque mode de vibration de l'antenne, le diagramme de rayonnement change : pour le fonctionnement en demi-onde, les régions favorisées se situent dans les directions perpendiculaires à la direction de l'antenne (champ maximum) ; tandis que plus le brin rayonnant « contient » un nombre important de longueurs d'onde, plus les directions favorisées se confondent avec la direction de l'antenne.

Revenons sur le mode de vibration harmonique d'un aérien d'émission. Il ne faut surtout pas croire qu'un fil rayonnant oscillant en demi-onde sur 7.100 k c/s par exemple, vibrera en onde entière sur 14.200 k c/s, ou en double onde sur 28.400 k c/s... Le problème serait trop simple ! Sur harmoniques, la fréquence de vibration est toujours légèrement supérieure à la fréquence indiquée par le multiple rond ; il y a un facteur de correction qui intervient. Ainsi dans l'exemple précédent, les fréquences de vibration seront de 14.569 k c/s et 29.522 k c/s. Voici, d'ailleurs, le facteur par lequel il faut multiplier la fréquence de vibration fondamentale d'un fil sur harmonique est donnée par la formule :

- Harmonique 2 = 2,052.
- Harmonique 3 = 3,106.
- Harmonique 4 = 4,158.
- Harmonique 8 = 8,39.

D'une manière générale, la fréquence de vibration d'un fil sur harmonique est donnée par la formule :

$$F = \frac{150.000 (k - 0,05)}{l} \quad \text{(formule 1)}$$

D'autre part, si l'on veut déterminer la longueur d'un fil à établir pour qu'il vibre sur harmonique sur une fréquence donnée, on emploie la formule suivante :

$$l = \frac{150.000 (k - 0,05)}{F} \quad \text{(formule 2)}$$

formules dans lesquelles on a :

F = fréquence en kilocycles ;  
l = longueur du brin rayonnant en mètres ;

k = nombre de demi-ondes dans la longueur du fil (selon le mode de vibration, ou le rang de l'harmonique) ; par exemple, dans un fil vibrant en double onde,  $k = 4$ .

En conséquence, dans le calcul d'un brin rayonnant multibande, il y a lieu de déterminer soigneusement sa longueur ; ceci, afin d'éviter qu'une fréquence de vibration harmonique tombe en dehors de la bande considérée. De plus, il est intéressant de connaître ces fréquences de vibrations harmoniques avec précision, de façon à faire correspondre, autant que possible, la

fréquence d'émission ; on s'arrangera toujours pour que l'antenne vibre, sur chaque bande, aussi près que possible de sa fréquence propre. Aussi la longueur d'un brin rayonnant multibande n'est-elle pas facile à déterminer ; souvent, il faut aboutir à un compromis sacrifiant légèrement la vibration fondamentale (fil trop long). On aboutit alors aux fameux « 20,55 mètres », longueur classique de la plupart des antennes multibandes fonctionnant en demi-onde sur 40 m, en onde entière sur 20 m et en double onde sur 10 m (1).

Naturellement, si une antenne doit être construite pour une seule et unique bande, on la calculera pour cette bande sans se préoccuper des vibrations harmoniques ; on adopte alors le fonctionnement demi-onde et la longueur du brin rayonnant est donnée par la formule :

$$l = 0,95 \frac{150.000}{F}$$

$l$  en mètres et  $F$  en  $k$  c/s.

L'antenne multibande Conrad-Windom de notre émetteur est schématisée sur la figure 2. La longueur du brin rayonnant AB est calculée à l'aide de la formule 2 ; puis, on vérifie les fréquences propres de résonance harmoniques à l'aide de la formule 1. Cet aérien est excité par un feeder  $F$  unique à ondes progressives, qui attaque le brin AB au point C, point qui doit être ni un ventre, ni un nœud de tension ou d'intensité. Ce feeder doit s'éloigner perpendiculairement du brin rayonnant et ne faire, nulle part, des coudes brusques. Le point d'attaque est tel que l'on a :

$$AC = 0,33 AB.$$

Si l'émetteur et l'antenne ne doivent fonctionner que sur une seule bande, on fait  $AC = 0,36 AB$ .

Pour la mise au point de l'antenne, il n'y a pas lieu de revenir sur la longueur du brin AB, lorsque celui-ci a été calculé convenablement. C'est sur le point d'attaque du feeder que certaines retouches sont parfois nécessaires. Le feeder  $F$  doit fonctionner en ondes progressives, c'est-à-dire que l'intensité H.F. dans le fil doit être constante quel que soit le point où est effectuée la mesure. En conséquence, un ondemètre à absorption promené à une distance assez proche, mais constante, du feeder, ne doit accuser ni ventre, ni nœud (l'éclaircissement de la lampe indicatrice de l'ondemètre doit rester le même). S'il n'en est pas ainsi, c'est que le point d'attaque C du feeder n'est pas convenable et un certain pourcentage d'ondes stationnaires est décelé dans le fil pourvoyeur : de l'énergie réactive est transportée, d'où pertes et difficultés de réglage du P.A. de l'émetteur.

Il convient alors de rechercher un autre point d'attaque sur le brin rayonnant (centimètre par centimètre) jusqu'au moment où toute trace d'ondes stationnaires sera disparue ; l'impédance caractéristique du feeder (voisine de 600  $\Omega$ ), coïncide avec l'impédance du brin rayonnant au point considéré. A ce moment seulement, le fee-

der fonctionnera bien en ondes progressives et il pourra avoir une longueur quelconque. Il est cependant prudent d'éviter que cette longueur soit exactement égale à un nombre entier de quart d'onde.

D'autre part, il est nécessaire de dégager le feeder de toutes les masses absorbantes voisines ; car, pratiquement, le feeder d'une antenne Conrad rayonne... oh ! naturellement, bien moins que l'antenne elle-même (si tout est bien réglé)... mais il rayonne tout de même. Il est donc peu indiqué de lui laisser gaspiller de l'énergie H.F., qui sera bien mieux utilisée dans le brin rayonnant AB.

Pour obtenir un fonctionnement correct de l'antenne Conrad-Windom, il est recommandé de l'installer au-dessus d'un sol bon conducteur ; il est d'ailleurs possible, comme nous le verrons plus loin, d'améliorer la conductibilité de la terre, si besoin est.

Naturellement, le brin AB est tendu d'une manière aussi dégagée que possible ; il est isolé aux extrémités par des isolateurs type pyrex. Brin rayonnant et feeder sont constitués par du fil de cuivre émaillé de 16 à 20/10 de mm.

La figure 2 montre, en outre, le circuit de couplage d'antenne  $L_s CV_s$ , cir-

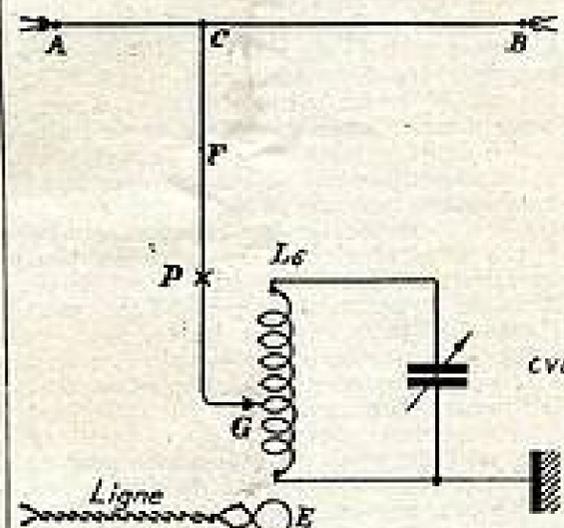


FIG. 2.

cuit excité par une ligne basse impédance terminée par une simple boucle E. Cette ligne est évidemment connectée à la ligne de sortie de l'émetteur (fig. 1 ; T.S.F. 261). La base du circuit est reliée à la masse de l'émetteur, ce circuit étant monté, bien entendu, sur le même châssis que le P.A. D'autre part, on a :  $L_s = L_1$  et  $CV_s = 50$  pF.

Le réglage se fait de la façon suivante, le circuit  $L_s CV_s$  étant naturellement accordé sur la même fréquence que le circuit  $L_1 CV_1$  :

On commence par un couplage très faible (E relativement écarté de  $L_s$ ).

Pour ledit couplage, on recherche, en déplaçant la prise G tour par tour sur  $L_s$  et en commençant par la base, le point pour lequel le transfert d'énergie H.F. est maximum. Dès que cette énergie n'augmente plus, il convient d'arrêter l'opération et de revenir à la spire où l'on a plafonné.

Ensuite, on pourra vérifier si les circuits  $L_1 CV_1$  et  $L_s CV_s$  sont toujours

bien réglés à la résonance (les retoucher très légèrement, si besoin est, par  $CV_1$  et  $CV_s$ ).

Maintenant, il ne reste qu'à doser le couplage (en approchant E de  $L_s$ ) de façon à obtenir la charge permise (courant anodique normal du P.A.).

Le transfert d'énergie dans l'antenne est mis en évidence par une ampoule (type cadran) de 0,3 A ou 0,5 A, ou par un milliampèremètre thermique intercalé à la base du feeder, au point P.

Comme nous l'avons dit précédemment le brin AB sera installé le plus haut possible, entre deux pylônes, entre un immeuble et un pylône, etc. (l'emplacement et la disposition des lieux guident l'installation). Si l'on utilise des pylônes haubannés, précisons que l'on a avantage à couper les haubans de loin en loin par des isolateurs ordinaires, afin d'éviter qu'ils vibrent sur la fréquence d'émission ou sur harmoniques) absorbant ainsi inutilement une partie de l'énergie H.F. rayonnée. Mais, éviter d'avoir entre deux isolateurs, une distance égale à une demi-longueur d'onde.

Rappelons que l'antenne Conrad-Windom requiert une bonne prise de terre pour un fonctionnement correct. De ce fait, la masse de l'émetteur sera réunie à la terre au moyen d'un gros fil de cuivre (20/10 de mm, environ). Dans les agglomérations, une prise de terre très suffisante peut être faite en connectant le fil au tuyau de la canalisation d'eau (distribution urbaine). En campagne, on enfouit à 1,50 ou 2 mètres de profondeur, une plaque de fer galvanisé, de zinc, ou mieux de cuivre, de 2 mètres carrés de surface. Une solution encore plus recommandée, consiste à enterrer un réseau de fils parallèles distants de 1 à 2 mètres, sous l'antenne et dans la même direction ; on place ainsi une dizaine de fils débordant d'autre part, largement, la longueur de l'antenne. Ces fils sont connectés entre eux à une extrémité par un fil transversal soudé allant au poste. Il est nécessaire d'employer du fil de cuivre de 20/10 de mm, de diamètre au moins, à cause de l'oxydation.

Naturellement, cette antenne présente les mêmes caractéristiques de fréquences de résonance, de directivité, etc., ... à la réception qu'à l'émission. Aussi est-il tout indiqué de l'utiliser également avec le récepteur décrit précédemment (T.S.F. 257). Un simple inverseur à faibles pertes permettra de diriger l'antenne, soit sur le récepteur, soit sur l'émetteur.

Le mois prochain :

MODE OPÉRATOIRE DE TRAFIC.

## PETITES ANNONCES

Monteur-dépanneur radio-électricien cherch. placé rég. Indiff., sér. référ. S'adr. LE MOEL, BOUHEHO (C.-du-N.). Visa VII-22-35.

Firme appareils de mesures recherche Ingénieurs d'études avant bonne pratique et capable de diriger fabrication, en Haute-Savoie. Curriculum vitae et prétentions à la Revue, qui transmettra. (N° 26.078).

Constr.-Dépann., 20 ans expérience, cherche travaux radio ou dépann. série. Ecrite Etass, 3 bis, rue Albert-Joly, LE VESINET (Seine-et-Oise).

(1) La bande 80 m. est de plus en plus abandonnée par les amateurs en raison de l'intense QRM télégraphique qui y sévit.

# Empoigner

## DANS VOTRE POCHE...

# tout... UN LABORATOIRE

*avec...*

### ● LE CONTROLEUR DE POCHE 450 à ohmmètre incorporé

NOUVEAU, PRÉCIS, ROBUSTE ET BON MARCHÉ !  
C'est l'outil idéal pour le dépannage et les mesures radioélectriques : il comporte

#### 18 SENSIBILITÉS

Résistance interne : 2.000 ohms par volt. — Tensions : 4 sensibilités cont. et 4 alt. de 0 à 750 V. — Intensité : 4 sensibilités cont. et 4 alt. de 0 à 1,5 A. — Ohmmètre : 2 sensibilités de 0 à 1 M $\Omega$ . Livré avec accessoires.

### ● LE CONTROLEUR DE POCHE 451

POUR L'ELECTRICITE INDUSTRIELLE A 19 SENSIBILITES

Résistance interne 400 ohms par volt. TENSIONS : 4 sens. cont. et alt. de 0 à 750 V. INTENSITES : 4 sens. cont. et alt. de 0 à 15 A. — OHMMETRE 1 sens. de 0 à 5.000  $\Omega$ . Prise pour shunts extérieurs jusqu'à 750 A. — Pince transformateur. Livré en mallette avec accessoires.

TOUS RENSEIGNEMENTS sur notre gamme de contrôleurs et documentation complète sur nos nombreuses fabrications T. S. F. 1.050 sur demande à la

## COMPAGNIE GÉNÉRALE DE MÉTROLOGIE

S. A. R. L. au  
capital de  
6.500.000 fr.  
Téléph. : 8-61  
Téleg. MÉTRIX



Siège social  
Chemin de la  
Croix-Rouge  
ANNECY  
(Hte-Savoie)

Agents PARIS, SEINE et SEINE & OISE : R. Metzger, 15, Fbg. Malesherbes. PARIS-9, PRO. 79-00 — Agences : STRASBOURG, M. Bismuth, 15, Place des Mottes — LILLE, M. Collaert, 81, Rue des Faires — LYON, D. Auriant, 8, Cours Lafayette — TOULOUSE, Tolayrol, 10, Rue Alexandre-Cabanel — CAEN, A. Liotin, 66, Rue Broquet — MONTPELLIER, M. Aigou, 33, Cité Industrielle — MARSEILLE, Ets. Mousnier, 3, Rue Noy — NANTES, Ports, Alde Duquesne — NUNO, Simit, 3, Rue Annibal — ALGER, M. Régnier, 10, Rue de Barrage — BIRMINGHAM, M. Auld, 3, Canal, 9, Avenue des Français — SUISSE, Ed. Bissel, 45, Todorossa, ZÜRICH — PORTUGAL, Evaristo Lda, Rue Alvaro Correia, 15-17, LISBOANE — GRÈCE : M. Karapanos & C, Epirou Square, ATHÈNES



### CONTROLEUR 470 C

53 SENSIBILITÉS — Mesure des courants et tensions cont. (5.000 ohms par V.) et alt. (158,5 ohms par V.) sur les G, 1-3, 10-30-100-300-1.000-V. et mA, 1-3 et 10 A. CAPACIMETRE : 3 g. de 0,001 à 20  $\mu$ F. OHMMETRE : 4 G. de 0 à 2 M $\Omega$ . DECIBELMETRE 7 G. de -15 à 55 dB. GALVANOMETRE de PRÉCISION 200  $\mu$ A.



### CONTROLEUR 476

à sécurité totale par relais et dispositifs spéciaux de protection (2 brevets) — 45 sensibilités — 10.000 ohms par volt. — 9 g. en C. Cont. 7 g. en tens. cont. 6 g. en c. alt. 6 g. en tens. alt. 4 g. en Decibels, 4 g. en output. 4 g. de Résist. 3 g. de Capacités. Galvanomètre de 100  $\mu$ A.

# RADIOFOTOS

FABRICATION  
GRAMMONT



## TUBES "MINIATURE" Type International

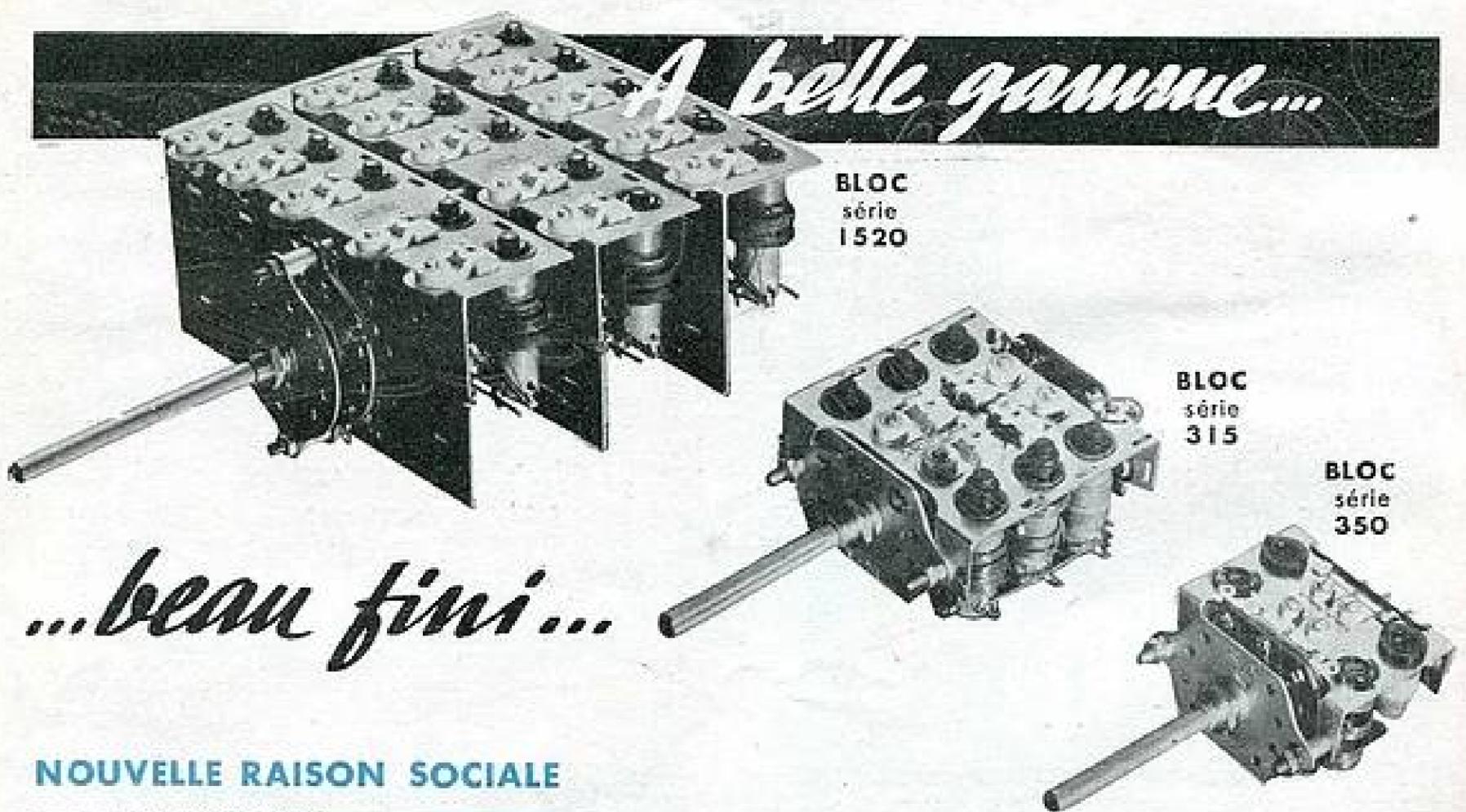
LICENCE R.C.A.

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

PUBL. PAPY

**S<sup>TÉ</sup> DES LAMPES FOTOS**

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



*A belle gamme...*

*...beau fini...*

NOUVELLE RAISON SOCIALE

LES ATELIERS

**GALLIAN MILLERET & Cie**

S.A.R.L. au capital de 4.000.000 de francs

6, RUE DU PROGRÈS, MONTREUIL-sous-BOIS (SEINE) — TÉLÉPHONE: AVRON 03-81

PUBLÉDITEC

# Musicalpha

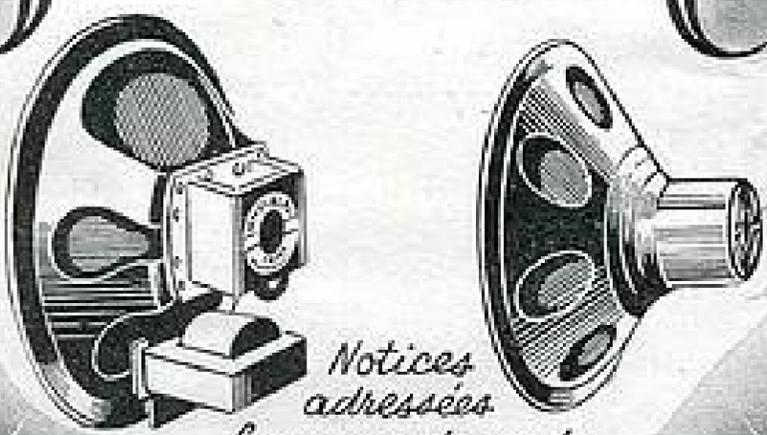
*Répond précisément à votre double problème de supériorité et d'économie*



## Son nouveau Haut-Parleur Elliptique

SES MODÈLES A EXCITATION A TREMPE MAGNETIQUE

Des fabrications rigoureuses pour leurs qualités d'une grande stabilité et apprises pour leurs prix les mieux établis



*Notices adressées franco sur demande*

# Musicalpha

Etablissements **P. HUGUET D'AMOUR**  
51, R. DESNOUETTES - PARIS - XV<sup>e</sup>  
LEC. 97-55 & VML01-81

PUBL. RAPPY

# VEDOVELLI

*La grande marque française de renommée mondiale*



## TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

### SELS INDUCTANCE TRANSFOS B. F.

Tous adaptés pour  
RADIO - RECEPTEURS  
AMPLIFICATEURS  
TÉLÉVISION

Matériel pour applications professionnelles  
Transform. pour tubes fluorescents  
Transform. H. T. et B. T.  
pour toutes applications industrielles jusqu'à 200 KVA

*Documentation sur demande*

## ETS VEDOVELLI, ROUSSEAU & C<sup>IE</sup>

5, Rue JEAN-MACÉ, Suresnes (SEINE) • LON. 14-47, 48 & 50



*Nouvelle consécration d'une technique sans égale...*

## le SUPER-AS 51

### l'Extrême Perfection

- T. C. 25 et 50 p. 110 à 130 v. et 220 à 245 v. par simple commutation.
- 5 l. Rimlock.
- 4 g. d'ondes dont 2 O. C. semi-étalés.
- C. V. fractionné pour O. C.
- H. P. elliptique ficord.
- Compensation B. F.
- Lampes de cadran protégées par résistance C. T. H.
- M. F. 455 Kcs.
- Cedrostanos.
- Bobinages tropicalisés.
- Présentation nouvelle coffret matière plastique avec décor métallique. Dimensions 305 x 190 x 180

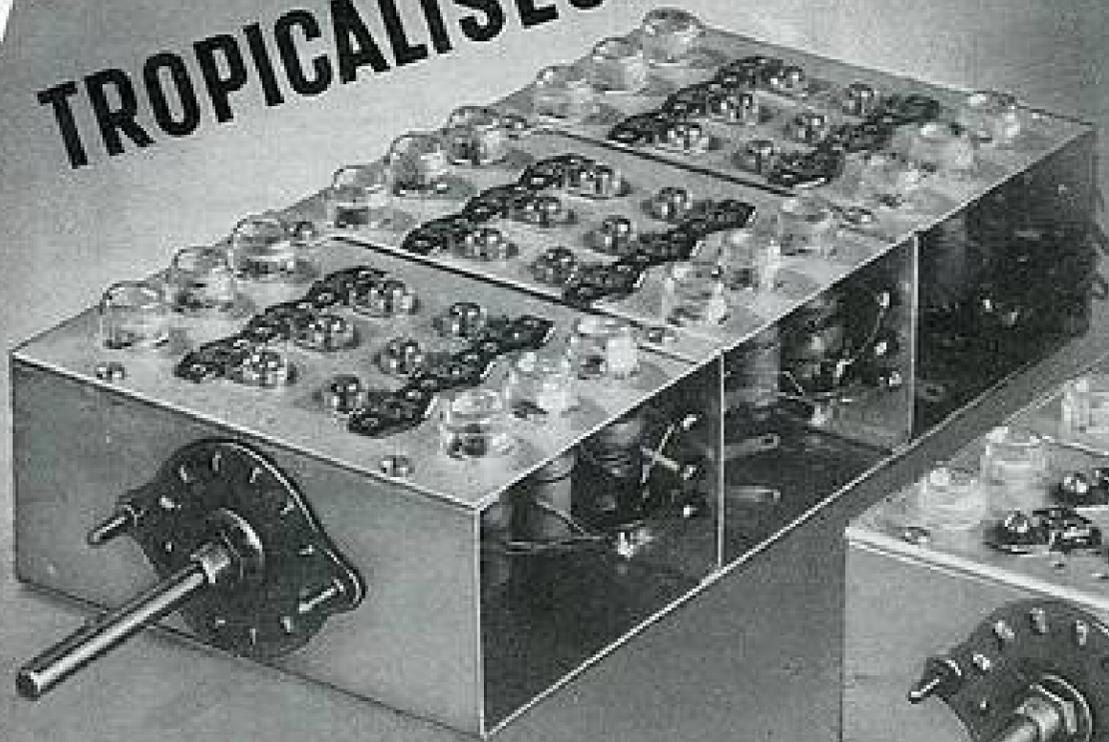
NOTICE GÉNÉRALE FRANCO

# Radialva

ET. VECHAMBRE FRÈRES  
1, RUE J. J. ROUSSEAU - ASNIÈRES (SEINE)  
TEL. GRE. 33-34

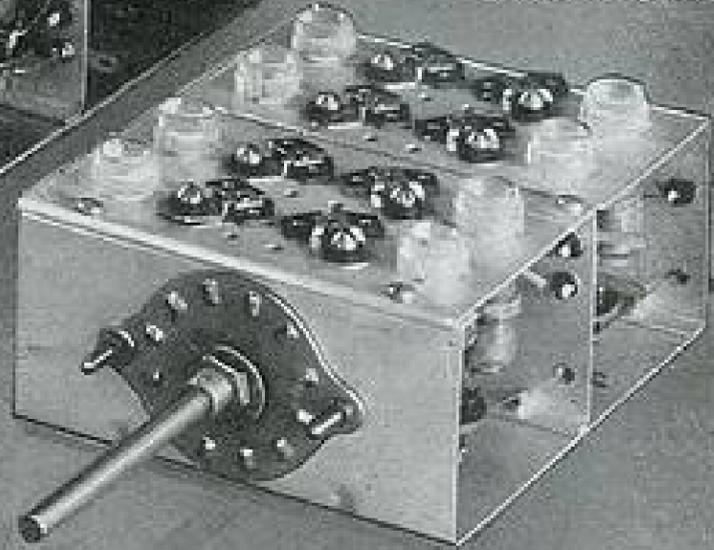
# Bobinages TROPICALISÉS !

- ★ IMPRÉGNATION TOTALE
  - ★ SORTIES ISOLÉES STÉATITE
  - ★ TRAITEMENT SPÉCIAL AU SILICONE
- et TOUTES ÉTUDES SPÉCIALES



## COLONIAL 63

Bloc spécial pour récepteurs coloniaux destinés spécialement à l'Indochine. Etage H.F., 5 gammes O.C. de 10 à 93 mètres, P.O. de 185 à 325 mètres., C.V. Wireless 3 x 96 pf.



## COLONIAL 42

Trois gammes O.C. semi-étalées et une gamme P.O. de 185 à 525 mètres, C.V. fractionné de 3 fois 130 + 360 pf. Extrême-Orient.

**SUPERSONIC**  
34, RUE DE FLANDRES - PARIS (19)



**SUPERSONIC**  
TÉLÉPHONE : NORD 39-44

DES MILLIERS DE BLOCS SONT EN SERVICE SOUS TOUS LES CLIMATS !...

AG. PUBÉDITEC DOMÉNAÏN

*L'usine Radioélectrique la plus moderne d'Europe*  
Superficie 15.000 m<sup>2</sup>



consultez-nous

Let us advise you

**CRISTAL  
GRANDIN**

consulte nos

Bitte, fragen sie uns

# TRIOMPHE DE LA QUALITÉ FRANÇAISE

RECEPTEURS DE RADIO ET TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES RADIOÉLECTRIQUES  
65-72, rue Marceau, Montreuil (Seine). Tel. AVRON 19.90 (5 lignes groupées)

S. A. R. L.