

4^F

SUISSE : 4,50 FB
ITALIE : 750 Lire
ALGERIE : 4 Dinars
TUNISIE : 400 ML
BELGIQUE : 40 FB

NOËL
SPECIAL
1971

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

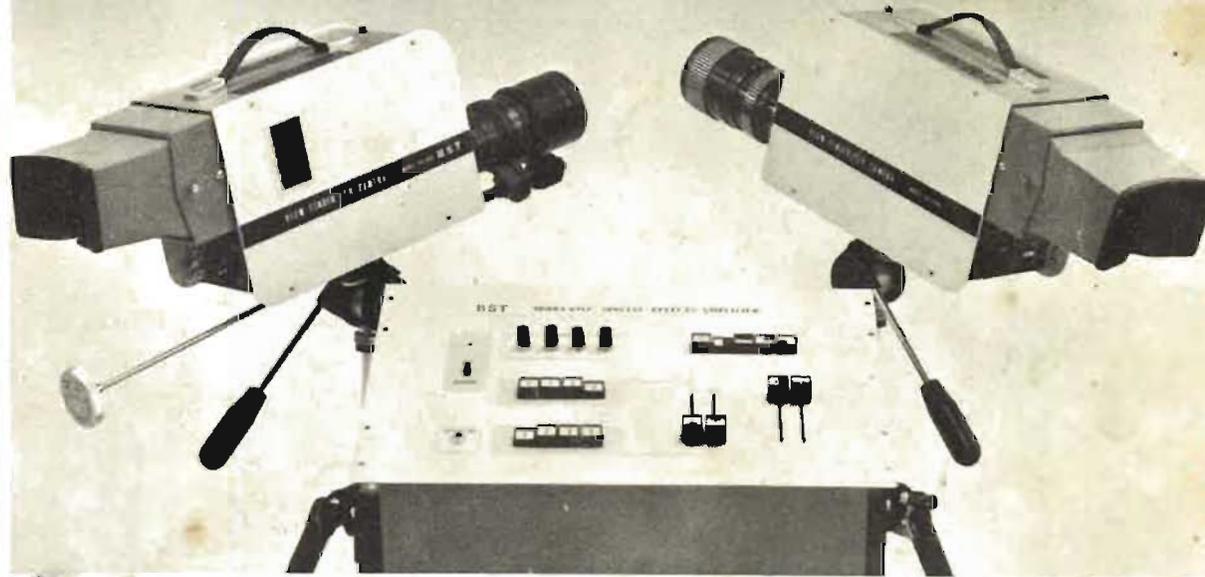
RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Les transistors dans les étages HF et CF des radio-récepteurs
- Système d'alarme antivol
- Étude et réalisation d'une sonnette électronique.
- Alimentation de laboratoire 0 à 40 V - 3 A.
- Construisons nos ensembles de radiocommande : l'ensemble digital TF6.
- Table de mixage stéréophonique à 5 entrées équipée de circuits intégrés.
- Avertisseur de défaut d'éclairage arrière.
- Un distorsiomètre simple pour ampli BF.
- La platine de magnétophone Sony TC366.
- Le Multisound 600 Korting.
- Un mini générateur BF-TBF très simple à réaliser.
- Réalisation des inductances VHF-UHF.

Voir sommaire détaillé page 102

De la surveillance... au studio d'enregistrement



Nouveaux distributeurs B.S.T. recherchés

360 PAGES

voir page 240

● Encart Eurelec	67-68
● Les transistors dans les étages HF et CF de radiorécepteurs de grande classe	103
● Le service des radiorécepteurs : les amplis FI vision	110
● Système d'alarme antivol	114
● Tableau d'équivalence des cathoscopes	118
● Erreurs de mesures dues à la forme de la tension	120
● Etude et réalisation d'un module HI-FI stéréo : l'alimentation stabilisée	123
● Alimentation de laboratoire réglable de 0 à 40 V-3 A	126
● Etude et réalisation d'une sonnette électronique	128
● La télévision moderne : amplis MF des téléviseurs	134
● Photo-cinéma : les nouveaux matériels audio-visuels et les nouveaux écrans	137
● Initiation au calcul électronique : BASIC-ALGOL-FORTRAN	142
● Un problème important pour les vidéo-cassettes : les récents progrès des bandes magnétiques d'images	144
● Le kit	147
● Encart ITT	149-150
● ABC : de la lampe à l'oscillographe	177
● Radiocommande : l'ensemble digital TF6	183
● Les amplificateurs « Elysée »	190
● L'amplificateur Mach A30	191
● Bobinages pour montages électroniques	193
● Table de mixage à 5 entrées stéréophoniques équipée de CI	196
● Cours d'initiation à l'emploi des CI : l'amplificateur opérationnel	198
● Le vocal Master professionnel	200
● Projet 605 Sinclair	201
● Le premier oscillo modulaire BF	202
● Etage de sortie push-pull classe B-20 W sans transformateur	203
● Electronique et automobile : avertisseur de défaut d'éclairage arrière	206
● Ampli Scott S230	207
● La platine de magnétophone Sony TC366	208
● Le nouvel adaptateur d'enregistrement stéréo « Rhapsodie stéréo »	211
● L'équipement HF moderne d'un téléviseur	214
● Un distorsionmètre simple pour ampli BF	221
● Activité des constructeurs	223
● Dispositifs simples d'alarme	226
● Multisound 600	228
● Les boîtes de circuits de connexions DEC	230
● Réalisation d'un filtre anti-parasite pour circuits triacs	232
● La chaîne stéréo Magic Sound	233
● Un minigénérateur BF et TBF très simple à réaliser	234
● Les sélecteurs VHF-UHF à varicaps Vidéo série F24	236
● Comment rendre les transmissions secrètes	238
● La télévision en couleur, sans couleur, le colortel	241
● Courrier technique	243
● QM : de la théorie à la pratique des circuits VHF et UHF	247
● Rubrique des surplus : émetteur d'alerte 6AL6, récepteur AAL6	250
● Emetteur 175 MHz-25 W	252
● Réalisation des inductances VHF et UHF	253
● Petites annonces	258

**CENTRAD PRESENT
A L'EXPOSITION
« INTERNATIONAL ELECTRICAL,
ELECTRONICS CONFERENCE
ET EXPOSITION »
LES 4, 5 ET 6 OCTOBRE
A TORONTO - CANADA**

SUITE à l'O.P.A. lancée par le ministre des Finances, Monsieur Giscard d'Estaing, et au voyage d'étude effectué au début de l'année par les Etablissements Centrad, cette firme a pu prendre de nombreux contacts très intéressants au Canada et aux U.S.A.

Un réseau de distribution a été mis en place, au Canada, et lors de cette exposition, il est à noter le succès remporté par la nouvelle série d'oscilloscopes 170 fabriqués par Centrad, face à la concurrence américaine. Des premières commandes intéressantes ont déjà pu être enregistrées.

RADIO EQUIPEMENTS - ANTARES

DE 1966 à 1971 l'organisation qu'avaient créée Radio Equipements et la Division électronique d'Antarès S.A. a quadruplé le chiffre d'affaires consolidé. Aussi, ces deux sociétés ont-elles estimé qu'il était opportun de lui donner une base juridique.

A cet effet et à dater du 1^{er} janvier 1972, Radio Equipements prend en gérance la Division électronique d'Antarès S.A. — dont elle est une filiale — et modifie sa raison sociale qui devient :

RADIO EQUIPEMENTS-ANTARES S.A.

Ses services de vente comprennent quatorze départements :

- Semi-conducteurs.
- Mémoires semi-conducteurs.
- Composants passifs professionnels.
- Composants passifs grand public.
- Produits magnétiques.
- Composants et systèmes pour l'industrie.

- Tubes.
- Enregistrement magnétique.
- Audio-védo.
- Hyperfréquences.
- Bas niveaux.
- Instrumentation générale.
- Aviation.
- Services et maintenance.

Cette organisation de vente et de services représente les marques les plus prestigieuses et les produits les plus réputés dans le domaine des composants et équipements électroniques.

RADIO EQUIPEMENTS - ANTARES S.A., 9, rue Ernest-Cognacq, 92-Levallois-Perret.

CINECO SHURE

LA Société Cinéco importateur exclusif des cellules Shure met en garde les utilisateurs contre toute imitation qui pourrait leur être proposée, au détriment de la qualité.

Les véritables cellules Shure doivent être livrées dans leurs emballages d'origine, c'est-à-dire avec notice et visserie, et/ou

sous carton imprimé, marqués par Shure Brothers Incorporated, Evanston, U.S.A. Les diamants doivent également être emballés sous carton d'origine, et doivent porter la marque Shure gravée à l'avant. (Communiqué)

RECTIFICATIF

DANS notre numéro spécial 1329 du 11 novembre 1971, le prix de vente indiqué pour les téléviseurs couleur de la marque EMO sont erronés, il faut lire :

- Téléviseur E56R : 3 850,00 F au lieu de 2 675,00 F.
- Téléviseur E67/72 R : 4 250,00 F au lieu de 3 011,00 F.
- Téléviseur Arlequin : 5 500,00 F au lieu de 3 800,00 F.
- Téléviseur PAL90 : 3 800,00 F au lieu de 5 500,00 F.

Le prix du récepteur Optalix type St-James est de 170,00 F au lieu de 132,00 F.

Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de ces erreurs indépendantes de notre volonté.

**VIDEOCASSETTES
ACCORD SONY - 3 M**

SONY et 3 M annoncent qu'ils viennent de conclure un accord de licences croisées pour la fabrication et la vente des équipements et des bandes magnétiques vidéo.

L'accord permettra à Sony de fabriquer et de vendre les nouvelles bandes 3 M « Haute Energie » et à 3 M de fabriquer et vendre les nouveaux matériels « U-Matic » de videocassettes Sony en 3/4 de pouce.

Les bandes « Haute Energie », jusqu'alors exclusivement fabriquées par 3 M, utilisent pour la première fois des oxydes ferriques au cobalt. Ceux-ci permettent de concevoir des bandes dont la capacité d'enregistrement et la qualité de reproduction sont considérablement accrues.

Selon Akio Morita, président de Sony, cette société envisage, pour sa part, d'introduire son matériel videocassettes « U-Matic » sur le marché américain au début de 1972. Cet équipement sera fabriqué et vendu par 3 M sur ce marché sous la marque « Wollensak ».

MARANTZ INTERNATIONAL

LA gamme bien connue des productions Marantz s'étant élargie, il devenait indispensable d'étendre le réseau de distribution, c'est pourquoi la société Marantz international de Bruxelles vient de créer une filiale en France.

Marantz France S.A. L.E.S., 106, rue de la Jarry, Vincennes.

HAUT-PARLEUR

Journal hebdomadaire

Directeur-Fondateur
Directeur de la publication
J.-G. POINCIGNON

Rédacteur en Chef :
Henri FIGHIERA

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue
PARIS (19^e)
C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

- 15 numéros **HAUT-PARLEUR**, dont 3 numéros spécialisés :
- **Radio-Parleur** Radio et Télévision
- **Haut-Parleur** Electrophones Magnétophones
- **Haut-Parleur** Radiocommande
- 12 numéros **HAUT-PARLEUR** « Radio Télévision Pratique »
- 11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Electronique Professionnelle - Procédés Electroniques »
- 11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Hi-Fi Stéréo »

FRANCE 80 F
ÉTRANGER 100 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

★ Pour tout changement d'adresse joindre 0,90 F et la dernière bande.

**SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES**

Société anonyme au capital de 3.000 francs
2 à 12, rue Bellevue
PARIS (19^e)
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

Imprimerie La Haye-Mureauux

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
134 000
EXEMPLAIRES**

PUBLICITÉ
Pour la publicité et les petites annonces s'adresser à la **SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ**
43, rue de Dunkerque, Paris (10^e)
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

LES TRANSISTORS DANS LES ÉTAGES HF et CF DES RADIORÉCEPTEURS DE GRANDE CLASSE

DANS notre esprit, la catégorie des radio-récepteurs de **grande classe** comporte, non seulement les appareils de luxe pour la réception de la radiodiffusion (AM et FM), mais aussi les récepteurs de trafic « ondes courtes ».

Nous passerons volontairement sous silence la théorie des transistors classiques (dits bipolaires) utilisés en réception, théorie qui doit être désormais bien connue de nos lecteurs. Néanmoins, les transistors à **effet de champ** étant appelés à jouer un rôle de plus en plus important — notamment dans les récepteurs de trafic OC — il est sage, avant d'aborder l'examen de quelques montages amplificateurs HF et changeurs de fréquence applicables à ces récepteurs, de se pencher rapidement sur la théorie et le fonctionnement des semi-conducteurs de ce type.

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP (FET ET MOS)

Les transistors à effet de champ sont incontestablement promis à un bel avenir. En fait, ils permettent de donner une réelle solution à des problèmes où les transistors ordinaires n'offraient que des compromis... et faisaient presque regretter les lampes (cas de l'amplification HF ou MF **sélective**, entre autres).

L'effet de champ met en jeu des charges électriques dont la profondeur de pénétration est fonction de la tension appliquée à une électrode (appelée grille ou porte) et qui rend plus ou moins « isolante » la partie du semi-conducteur soumise au champ électrique de polarisation.

Nous désignerons par **transistors à effet de champ**, l'ensemble des dispositifs semi-conducteurs correspondant à ce mode de fonctionnement, que ce soit des FET ou des MOS (Field Effect Transistor et Metal Oxyde Semiconductor).

TYPE FET

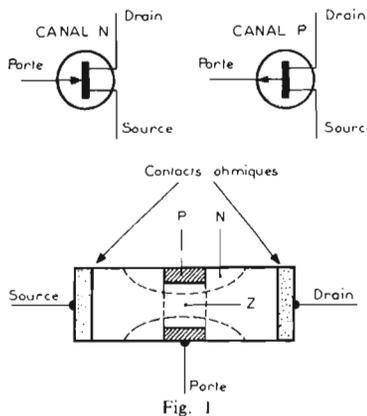
Le transistor à effet de champ le plus simple est constitué par un barreau (canal) de semi-conducteur N ou P (figure 1) au

centre duquel un anneau de semi-conducteur de polarité opposée à celle du barreau forme un étranglement de ce dernier. Anneau et barreau constituent une jonction PN qui sera polarisée en inverse. Chaque extrémité du barreau est reliée à une connexion de sortie par l'intermédiaire de contacts ohmiques. Les trois électrodes ainsi constituées sont respectivement appelées source, porte (grille ou gate) et drain. Par analogie, elles correspondent dans l'ordre, à la cathode, la grille et l'anode d'un tube triode.

L'effet de champ est obtenu en faisant varier la tension de porte ; cette variation modifie la zone conductrice Z du canal en créant un étranglement isolant plus ou moins profond ou étroit. Les variations de tension de porte vont entraîner des variations du courant circulant dans le canal. Il est donc possible de tracer le réseau de caractéristiques donnant le courant traversant le canal (ou courant drain I_D) en fonction de la tension drain-source V_D pour diverses valeurs de la tension de porte V_p (ou V_G).

Si l'on compare les caractéristiques ainsi obtenues au réseau de Kellogg des caractéristiques d'un tube **pentode**, ont est frappé de leur ressemblance. En particulier, pour les valeurs élevées de V_D , les caractéristiques sont des droites pratiquement horizontales : Pour une tension de porte V_p donnée, le courant de drain I_D est constant quelle que soit la tension de drain V_D .

Pour les faibles tensions de drain, le semi-conducteur se comporte comme une résistance dont la valeur serait fonction de la tension de porte.



Comme dans le cas d'une pentode, par exemple, on peut définir aussi une tension de « cut-off » appelée ici **tension de pincement** ; c'est la tension de porte pour laquelle le courant de drain est nul.

En outre, on peut encore considérer :

La **résistance d'entrée** constituée par la résistance de fuite de la « diode » porte-source polarisée en inverse (plusieurs mégohms).

La **capacité d'entrée** du montage à source commune (5 à 10 pF pour les types courants, moins de 5 pF pour les types HF ou VHF).

La **capacité porte-drain** ou capacité de réaction interne, toujours en montage à source commune (de 0,5 à 4 pF, selon les types).

La **capacité de sortie** (de 1 à 5 pF, selon les types).

La **résistance de sortie** R_s : Dès que le semi-conducteur fonctionne dans la zone où les caractéristiques sont presque horizontales, celle-ci est très élevée (en général, quelques centaines de millions d'ohms) ; on a :

$$R_s = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} \text{ à } V_p \text{ constante}$$

La **pente** G ; on a :

$$G = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_p} \text{ à } V_D \text{ constante}$$

On notera que la définition de la pente est la même que pour une lampe ; elle est généralement exprimée en milliampères par volt ou en microhms (1 mA/V = 1 000 $\mu\Omega$).

Cette pente va de 0,2 à 5 mA/V pour les modèles courants, jusqu'à 40 mA/V (voire plus) pour des types spéciaux.

Suivant les structures, la pente offre différentes lois de variation en fonction de la tension de porte. Dans certains cas, cette loi est presque linéaire (ce qui correspond à une pente **variable**). Dans d'autres cas, la pente varie très peu, puis brutalement au voisinage de la tension de pincement (ce qui correspond à une pente **fixe**, avec plus ou moins grand recul de « grille »).

Tous ces paramètres varient en fonction des tensions et cou-

**CIRATEL
COGKIT**
VOUS PROPOSE
**UN CHOIX
INCOMPARABLE**
VOIR PAGES 168 à 175

Chez TERAL

DEFI-TERAL anti-hausse
Tout ce que vous pouvez désirer en matériel et accessoires de Radio et de Télévision et d'appareils de mesure
Voir nos publicités pages 190 - 201 - 225 et 351 à 359

**OFFRES
EXCEPTIONNELLES
au
COMPTOIR
LAFAYETTE**
VOIR PAGES
93 et 282-283

POSSESSEURS DE MAGNÉTOPHONES

Faites reproduire vos bandes sur
Disques microsillons - Hi-Fi
Gravure immédiate sur rendez-vous
TRIOMPHATOR
72, av. Général-Leclerc
PARIS (14^e) - Ség. 55-36

SOPRADIO
55, RUE LOUIS-BLANC
PAGE 55
du Haut-Parleur

**LES GRANDS
DE LA HI-FI
VOUS INVITENT
CHEZ ILLEL**
PAGE 60

LAMANT (voir p. 93)
**GRAND SHOW
CASQUES HI-FI**
le samedi 18 au matin
et
le mercredi 20 en nocturne

DÉMONSTRATION PERMANENTE
de 200 ENCEINTES
et 100 AMPLIS
**NATIONAL
HI-FI FRANCE**
VOIR PAGES 287 à 292

rants mis en jeu, mais sont indépendants de la fréquence. Les capacités sont les plus affectées par les variations de tension ; comme dans un transistor ordinaire, elles diminuent lorsque les tensions augmentent.

Les paramètres sont modifiés aussi par la température. C'est ainsi que la résistance d'entrée est, à 150°C, mille fois plus faible qu'à 25°C. Cela peut constituer un phénomène très gênant dans le cas où, précisément, on considère l'impédance d'entrée élevée du transistor à effet de champ comme étant sa caractéristique la plus séduisante.

Le courant de drain et la pente varient également avec la température. Néanmoins, on constate qu'il existe un point de fonctionnement à dérive de courant de drain nulle et un point de fonctionnement à dérive de pente nulle. Il est donc possible de choisir un point de fonctionnement donnant un gain constant, quelle que soit la température, puisque le gain est directement proportionnel à la pente.

TYPE MOS

Ces transistors à effet de champ sont réalisés selon une structure plane (fig. 2). Ils présentent des meilleures performances, notamment en ce qui concerne les capacités parasites ; leur comportement en HF ou VHF est donc meilleur.

Il existe deux structures du transistor MOS à effet de champ à porte isolée : le MOS à épaulement et le MOS à enrichissement.

Le premier, celui qui est représenté sur la figure 2, comporte :

- un support ou substrat ;
- un canal de polarité opposée au support et dont les extrémités constituent respectivement la source et le drain ;
- une couche isolante en bioxyde de silicium (SiO_2) ;
- une grille métallique ou porte.

Le fonctionnement du transistor MOS à épaulement est assez

voisin de celui du FET. En effet, la porte soumise à une polarisation convenable provoque une zone isolante plus ou moins profonde dans le canal et modifie ainsi la résistance de ce dernier. Néanmoins, il convient de remarquer que :

a) Pour un transistor MOS à canal N, il est possible de fonctionner avec une tension de porte nulle, et même positive (ce qui n'est pas possible avec un transistor FET où la jonction porte-source devient conductrice).

b) Les caractéristiques sont un peu plus inclinées que pour un transistor FET, d'où une résistance de sortie un peu plus faible.

Le transistor MOS à enrichissement est également à structure plane ; nous le représentons sur la figure 3. Contrairement au type à épaulement, il ne comporte pas de canal : La source et le drain constituent deux diodes avec le support (substrat) ; si la tension appliquée à la porte est nulle, aucun courant ne circule entre source et drain.

Si l'on applique à la porte une tension positive par rapport à la source, les « trous » sont repoussés hors de la surface du substrat et les électrons sont attirés vers cette surface. En conséquence, il se forme dans le substrat, au voisinage de l'oxyde diélectrique, une couche de type N. Plus le potentiel appliqué est grand, plus l'épaisseur de cette **couche d'inversion** devient forte. C'est ainsi par exemple (comme indiqué sur la figure) que la grille positive va attirer des charges négatives entre source et drain ; ce « canal » négatif sera d'autant plus important que la tension de porte sera plus positive. Etant donné que la couche d'inversion établit ainsi un trajet conducteur, il va donc circuler un courant entre drain et source (si la tension de drain est convenable), la valeur de ce courant étant essentiellement fonction de la tension de porte.

La figure 4 représente, à droite, les courbes caractéristiques « intensité drain-source/tension drain-source » (I_{DS}/V_{DS}) pour diverses tensions de grille-porte (V_{GS}) pour un transistor MOS à enrichissement. Pour un MOS à appauvrissement, les courbes ont sensiblement la même allure... mais pour des tensions de porte différentes.

Pour comparaison, à gauche de cette même figure, nous représentons les mêmes types de courbes caractéristiques dans le cas d'un FET à canal N.

La tension de porte pour laquelle commence à s'établir un courant entre source et drain s'appelle **tension de seuil**.

Concernant les paramètres, les remarques suivantes peuvent être faites :

La résistance d'entrée en courant continu est encore plus élevée que pour un FET ; elle peut atteindre 10^{13} à $10^{15} \Omega$. Cette résistance correspond au courant de fuite entre porte et source à travers la couche de bioxyde de silicium — tandis que pour le FET, il s'agit de la résistance inverse d'une jonction. La résistance d'entrée d'un MOS varie donc beaucoup moins avec la température que celle d'un FET.

Les capacités parasites sont en général plus faibles que pour un FET. La capacité de sortie (montage en source commune) est de 1 à 4 pF ; la capacité d'entrée est de l'ordre de 0,5 à 2 pF, tandis que la capacité interne de réaction est comprise entre 0,1 et 1 pF (selon les types).

Quant à la pente, elle est du même ordre de grandeur que celle d'un FET.

Sur les figures 1, 2 et 3, nous avons également indiqué les représentations schématiques de ces types de transistors. Nous devons cependant préciser que rien ne semble encore **normalisé** dans ce domaine, et l'on peut rencontrer les représentations les plus bizarres. Toutefois, nous avons reproduit celles qui paraissent être employées le plus couramment.

D'une façon générale, le transistor à effet de champ est nettement supérieur au transistor classique dans tous les cas où une **impédance d'entrée très élevée** est requise (moindre amortissement des circuits accordés associés, notamment).

**

Comme nous venons de le voir, dans un transistor à effet de champ, c'est le champ électrique dû à l'électrode « porte » qui modifie le courant principal. Ce courant est constitué par un déplacement d'électrons entre source et drain. Le courant de drain est presque proportionnel au carré de la tension de polarisation appliquée sur la porte. Grâce à cette caractéristique, si l'on applique à l'entrée

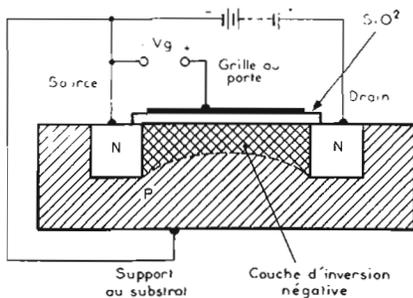
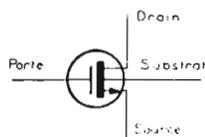


Fig. 3

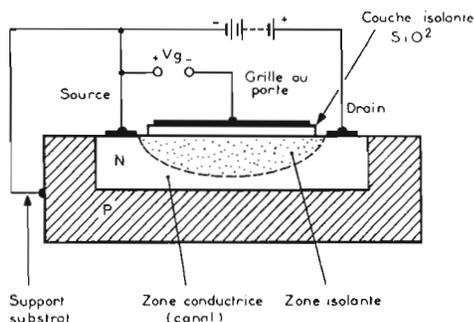
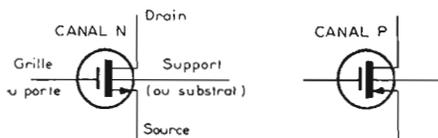


Fig. 2

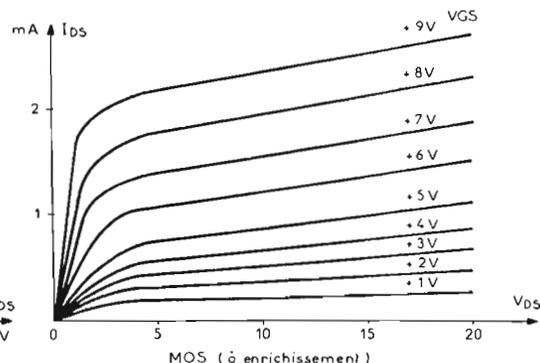
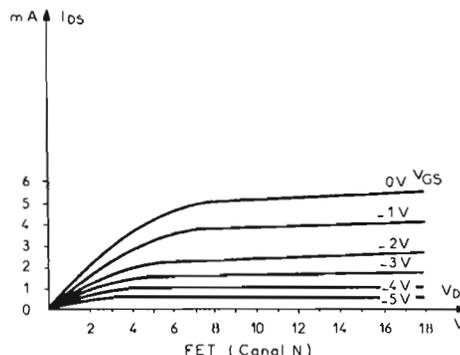


Fig. 4

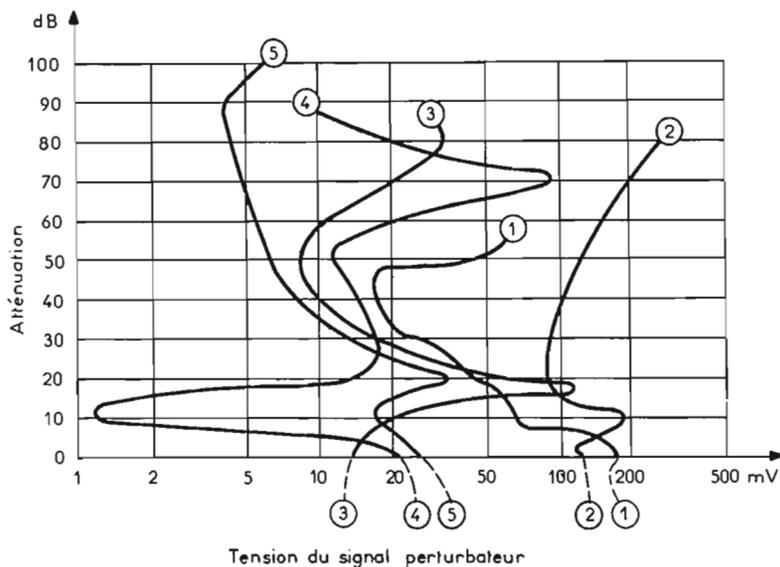


Fig. 5

du transistor un seul signal de fréquence déterminée, on retrouve ce signal à la sortie (avec une composante continue) et le second harmonique de la fréquence d'entrée, et il n'y a pas naissance d'autres harmoniques. Ce second harmonique, éloigné de la fréquence d'accord du circuit d'entrée, n'est pas gênant. Dans le cas de transistors classiques avec caractéristiques de diode, les harmoniques produits sont plus nombreux et d'amplitude plus élevée, d'où l'apparition de distorsions d'intermodulation qui sont éliminées, sinon très faibles, avec les transistors FET et MOS.

LA TRANSMODULATION

Examinons donc maintenant rapidement les diverses sortes de transmodulation, phénomènes qui ont leur siège généralement dans l'étage d'entrée des radio-récepteurs.

Les caractéristiques non linéaires d'un transistor **surchargé** sont les causes de ces phénomènes indésirables (par exemple : antenne trop longue, si l'on utilise une antenne extérieure).

Une première sorte de transmodulation, dite type A ou intermodulation, se manifeste, par exemple, lorsque deux émissions de fréquences différentes F_1 et F_2 donnent naissance, après passage dans le transistor amplificateur HF, à des fréquences résultantes $F_1 \pm F_2$ qui se trouvent dans la bande de réception du récepteur considéré. De telles combinaisons peuvent en outre se produire entre les harmoniques de signaux fondamentaux F_1 et F_2 , ou entre la fondamentale d'un signal et une harmonique de l'autre.

Une seconde sorte de transmodulation, plus fréquente et plus gênante, dite type B ou cross-modulation, se manifeste de la

façon suivante : Supposons un récepteur accordé sur un certain signal, que nous appellerons **signal désiré**, et qui est en général une onde entretenue modulée à fréquence audible. Un second signal, appelé **signal inutile**, de fréquence différente de celle du premier (différence de l'ordre de 50 kHz ou davantage) attaque lui aussi le premier transistor d'entrée HF. On suppose également que la sélectivité du système d'accord et la différence de fréquences des deux signaux considérés sont telles que, en l'absence du signal désiré, le signal inutile est **inaudible**. La transmodulation de type B peut alors se manifester comme suit :

— Si le signal désiré apparaît sous la forme modulée, les deux modulations (utile et inutile) sont entendues à la fois.

— Si le signal désiré n'est plus modulé (simple onde porteuse), la modulation du signal inutile est entendue.

— Et précisons bien que si la porteuse du signal désiré disparaît, toute audition du signal inutile voisin disparaît également.

Ce phénomène est très sensible au voisinage d'émetteurs puissants ou d'émetteurs éloignés mais arrivant puissamment avec un champ important, ainsi que lors de l'utilisation d'antennes relativement longues (surchargé du transistor d'entrée).

Il convient de noter tout de suite que même en faisant intervenir ensuite des étages MF extrêmement sélectifs, rien ne pourra améliorer cette situation : intermodulation et cross-modulation subsisteront toujours.

A cela, il faut encore ajouter la richesse en harmoniques de l'oscillateur de l'étage changeur de fréquence faisant suite, harmoniques importantes qui peuvent aussi, par battement, amener des réceptions indésirables (battement dont la fréquence résultante correspond à la valeur MF).

De toute façon, on se montrera toujours très prudent quant à la longueur de l'antenne éventuellement utilisée.

Ce point capital concernant l'antenne étant précisé, nous allons maintenant examiner ce que l'on peut faire du point de vue conception de l'étage HF proprement dit. Pour cela, remémorons-nous bien les principaux faits suivants :

1° — La transmodulation est essentiellement provoquée par les caractéristiques non-linéaires de l'étage amplificateur HF.

2° — Le taux de la modulation indésirable transférée sur le signal désiré est proportionnel au carré de l'amplitude du signal perturbateur.

3° — Ce même taux de modulation indésirable transférée sur le signal désiré est indépendant de l'amplitude de ce dernier.

Pour analyser le comportement des étages amplificateurs HF vis-à-vis des phénomènes de transmodulation, cinq montages-types équipés de différents semi-conducteurs ont été réalisés, puis soumis aux essais et aux mesures :

1° — Avec un transistor à jonction à effet de champ (JFET), type MPF 106 ;

2° — Avec un transistor MOSFET à double porte, type 40603 ;

3° — Avec un transistor ordinaire bipolaire NPN, type 40245 ;

4° — Avec deux transistors ordinaires NPN du type 2N3563 couplés par le circuit d'émetteurs ;

5° — Avec un circuit intégré, type CA3028, utilisé en connexion cascode.

Tous ces montages amplificateurs ont été conçus de la même façon, c'est-à-dire pour qu'ils présentent tous, à l'entrée et à la sortie, une impédance de 50 ohms.

Pour les mesures, le montage soumis à l'examen est relié à deux générateurs HF modulés à 1 000 Hz avec un taux de 30%. Le signal désiré fourni par le premier générateur est de l'ordre de 3,55 MHz ; le signal non désiré, fourni par le second générateur, est de l'ordre de 1,55 MHz.

Le circuit en étude, réglé sur 3,55 MHz, est polarisé pour l'obtention du gain **maximum** (atténuation = 0 dB). A la sortie de l'étage amplificateur, nous disposons par ailleurs d'un atténuateur réglable permettant d'ajuster le niveau des signaux afin qu'ils puissent être correctement amplifiés, sans saturation, par le récepteur faisant suite. Enfin, les signaux BF à 1 000 Hz en sortie du récepteur, sont mesurés par un voltmètre électronique analyseur, c'est-à-dire un voltmètre sélectif accordé sur 1 000 Hz et ne mesurant que les signaux correspondant à cette fréquence.

L'examen des cinq types d'amplificateurs HF a consisté à mesurer la tension efficace du signal HF modulé indésirable nécessaire pour provoquer 5% de transmodulation sur le signal utile (désiré), et ce, pour différentes atténuations ou réductions de gain par la CAG du circuit amplificateur HF en étude.

Initialement, le second générateur (signal perturbateur) a son niveau de sortie réglé à zéro, et l'on ajuste la tension du premier générateur (signal désiré) à 5 mV-HF.

Le récepteur est soigneusement accordé sur le signal désiré, et par le réglage de son potentiomètre BF, on cherche à obtenir

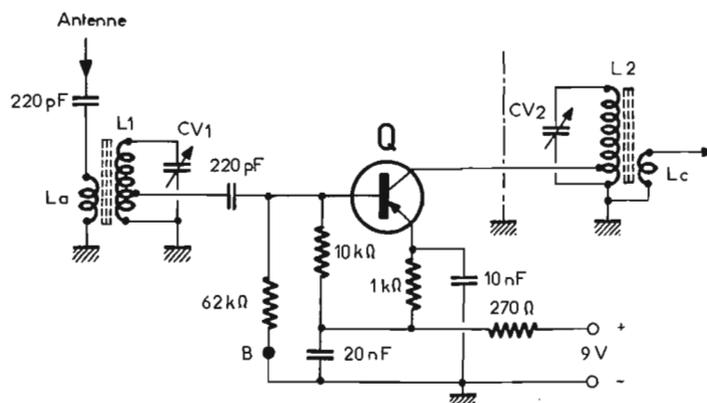


Fig. 6

une déviation de 100 sur le volt-mètre analyseur de sortie.

Puis la modulation du signal désiré est supprimée ; ce générateur n'émet donc plus qu'une onde non modulée. Ensuite, on augmente progressivement le niveau de sortie du second générateur (signal perturbateur *modulé*) jusqu'à l'obtention d'une déviation de 5 sur le volt-mètre analyseur. Avec cette déviation de 5 pour celle de 100 déterminée précédemment, c'est donc une transmodulation de 5 % qui se manifeste.

La tension de sortie (en millivolts HF) du second générateur nécessaire pour obtenir cette transmodulation de 5 % est alors notée ; puis, ce signal perturbateur est de nouveau ramené à zéro.

Ensuite, le gain du montage amplificateur examiné est réduit de 5 dB et, parallèlement, on diminue de 5 dB l'atténuation apportée par l'atténuateur lui faisant suite, afin que le même niveau soit obtenu à la sortie du récepteur. Et l'on recommence, comme précédemment, la mesure du niveau du signal perturbateur pour obtenir 5 % de transmodulation, et ainsi de suite, de 5 en 5 dB.

Cette succession de mesures est ensuite exécutée pour chaque type des montages amplificateurs à examiner.

Les résultats de ces mesures sont exposés par les courbes de la figure 5 ; ces courbes sont numérotées de 1 à 5 et elles correspondent respectivement aux montages précédemment cités de là 5 également.

De l'examen de ces courbes, il ressort immédiatement que les meilleures performances sont obtenues avec le montage n° 2 utilisant le MOSFET à double porte, puisqu'il faut au minimum un signal perturbateur de 80 mV, dans le cas d'une réduction de gain de 20 dB, pour déterminer 5 % de transmodulation.

Une remarque curieuse (mais intéressante) est à faire en ce qui concerne la courbe 3 se rapportant au montage à transistor classique bipolaire. En effet, on peut noter que le taux de 5 % de transmodulation est obtenu pour 15 mV de signal perturbateur au gain maximum, pour 20 mV à 10 dB d'atté-

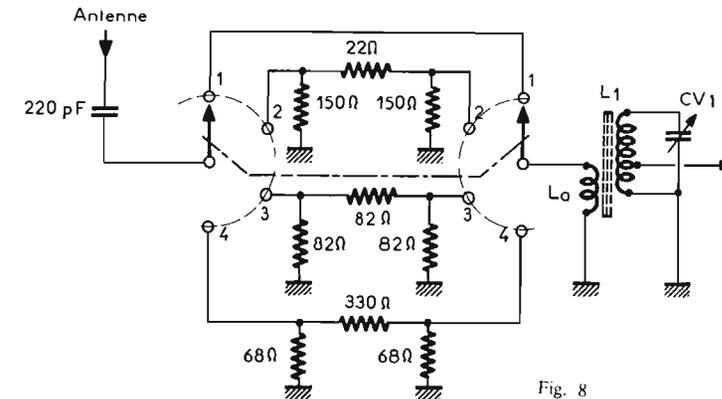


Fig. 8

nuation, et pour 110 mV à 15 dB de réduction de gain (mais pour revenir rapidement à 20 mV à 25 dB). Cette étroite pointe d'amélioration est due à un accroissement de la linéarité des conditions de fonctionnement pour cette réduction de gain vers 15 dB.

Ces courbes nous indiquent donc que ce sont les montages 1 et 2 (à JFET et à MOSFET) qui sont les meilleurs au point de vue transmodulation, du moins lorsqu'aucune réduction de gain n'est appliquée sur les étages amplificateurs en question. Nous pouvons dès lors tirer les règles pratiques d'utilisation et de condition de fonctionnement suivantes :

- Eviter la saturation de l'étage d'entrée amplificateur HF. Pour cela, ne pas utiliser une antenne trop longue, si une antenne extérieure est prévue. Si besoin est, il faut désensibiliser, non pas par application d'une tension freinant le gain de l'étage, mais utilisation d'un atténuateur réglable à résistances intercalé entre l'antenne et le premier circuit accordé.

- Eviter d'appliquer la CAG sur l'étage HF. Comme il n'est pas recommandé, non plus, de l'appliquer sur l'étage changeur de fréquence (pour d'autres raisons : pulling, par exemple), cette commande automatique de gain ne devrait donc agir que sur les étages MF et, en conséquence, être suffisamment efficace (CAG amplifiée, par exemple).

- Un étage HF doit amplifier et apporter le gain maximum (meilleure sensibilité utilisable par le plus grand rapport « signal/souffle » possible). Ce gain maxi-

um pourra être maintenu avec des étages à transistors JFET ou MOSFET. Avec d'autres types, il devient cependant parfois intéressant de rechercher le point où, par réduction du gain, on travaille au centre de la partie la plus linéaire de la caractéristique en réduisant ainsi les effets de transmodulation (voir courbes).

- Utiliser un circuit d'accord d'entrée aussi sélectif que possible (à Q élevé), très peu amorti, et soigneusement accordé. Prévoir un petit condensateur auxiliaire de 30 à 50 pF commandé séparément, dit condensateur d'antenne ou d'appoint, afin de toujours parfaire cet accord. Une telle disposition améliore en outre la réjection d'image et réduit le souffle par rapport au signal utile.

MONTAGES PRATIQUES

1. - Amplificateur HF

Nous allons maintenant examiner divers montages possibles d'étages amplificateurs HF, utilisant différents types de semi-conducteurs.

Un premier montage d'étage amplificateur HF est représenté sur la figure 6. Le transistor Q peut être du type AFZ12, lequel apporte un bon gain et un faible souffle (montage en émetteur commun, entrée sur la base). Si l'on désire appliquer une réduction de gain ou une commande automatique de gain, celle-ci sera connectée au point B (au lieu de la masse); de même, une commande manuelle

du gain peut être obtenue également en remplaçant la résistance de 270 Ω (+ 9 V) par un potentiomètre de 5 kΩ linéaire monté en résistance variable.

Si le récepteur est utilisé à proximité d'un émetteur (cas du récepteur de trafic), il est sage de monter un dispositif de protection de l'étage contre la HF rayonnée par l'émetteur. Ce dispositif consiste en deux diodes de commutation rapide, type BAY38 par exemple, connectées en tête-bêche, et installées sur l'entrée « antenne » comme cela est représenté pour le montage de la figure suivante.

Précisons que sur tous les schémas examinés, les détails de commutation des bobinages ont été volontairement omis.

Un autre montage amplificateur HF est représenté sur la figure 7. Ce schéma comporte un transistor Q du type BF115 ou BF194 utilisé en base commune, entrée sur l'émetteur. Ce montage est moins sensible à la surcharge d'entrée, donc à la transmodulation ; mais la sélectivité est moindre, car l'amortissement du circuit accordé d'entrée est important, et le gain d'étage est inférieur. Deux diodes genre BAY38 montées en tête-bêche en shunt sur l'entrée « antenne » assurent la protection du transistor contre la HF rayonnée par l'émetteur voisin de la station.

Comme cela a été recommandé précédemment, pour minimiser les effets de transmodulation, il est intéressant de pouvoir utiliser, le cas échéant, un atténuateur à résistances dès l'entrée « antenne ». Un montage de ce genre à quatre positions (une position en liaison directe et trois positions d'atténuation) est représenté sur la figure 8. Toutes les résistances utilisées sont du type carbone ou à couche d'une dissipation de 0,25 W.

Une amélioration possible du point de vue transmodulation et sélectivité HF (avant changement de fréquence) peut être obtenue, nous l'avons vu, par l'utilisation de transistors à effet de champ.

Le premier montage proposé est représenté sur la figure 9 ; il est équipé d'un transistor FET du type 2N3823 (Motorola). Cet

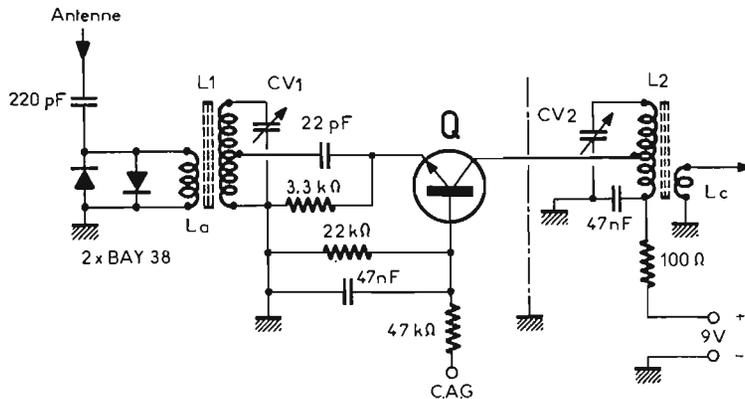


Fig. 7

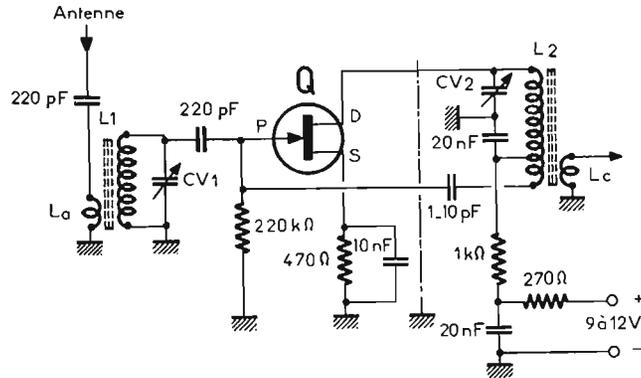


Fig. 9

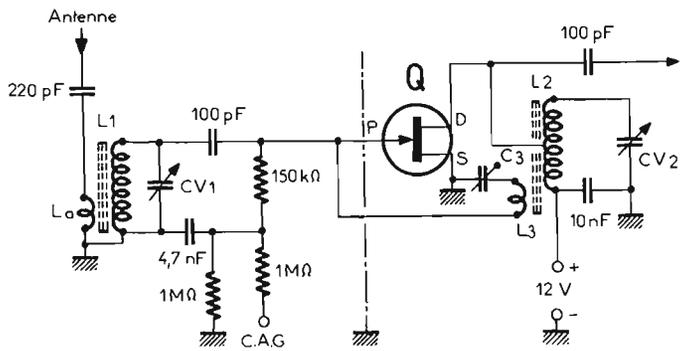


Fig. 10

étage fournit un gain important, un souffle très réduit et une faible distorsion de transmodulation. Les montages que nous avons vus précédemment (Fig. 6 et 7) ne sont pas sujet aux accrochages; un simple blindage de séparation (traits mixtes) entre les circuits d'entrée L1 CV1 et de sortie L2 CV2 suffit. Avec le présent montage, ce blindage est toujours nécessaire, mais il n'est pas suffisant; il faut en outre prévoir un circuit de neutrodynage. Pour cela, la bobine L2 du circuit de sortie est prolongée de quelques tours, et une fraction de l'énergie HF est reportée sur l'entrée en opposition de phase par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable de 1 à 10 pF.

Une variante du dispositif de neutrodynage permettant une mise au point plus souple, est représentée sur la figure 10. Les circuits accordés habituels sont L1 CV1 et L2 CV2; en supplément, nous avons un enroulement L3 séparé, dit de neutrodynage, qui prélève

la source S; un réglage manuel de gain peut être prévu avec un potentiomètre de 30 kΩ (facultatif). Le procédé consiste simplement à utiliser un transistor tampon Q₂ (type AF139, par exemple).

Le montage représenté sur la figure 12 est celui d'un amplificateur HF cascode équipé des transistors FET Q₁ et Q₂ (type 2N3823), la source (S) du premier

sur la porte P; la sortie MF s'effectue dans le circuit de drain.

Un montage très intéressant d'amplificateur HF est représenté sur la figure 13; il utilise un transistor Q du type MOSFET à double porte (type MFE3007 Motorola). Le gain en puissance théorique de l'étage est de 29 dB; mesuré dans les bandes décadiques, il varie entre 27 et 31 dB; il est encore de l'ordre de 23 dB à 200 MHz.

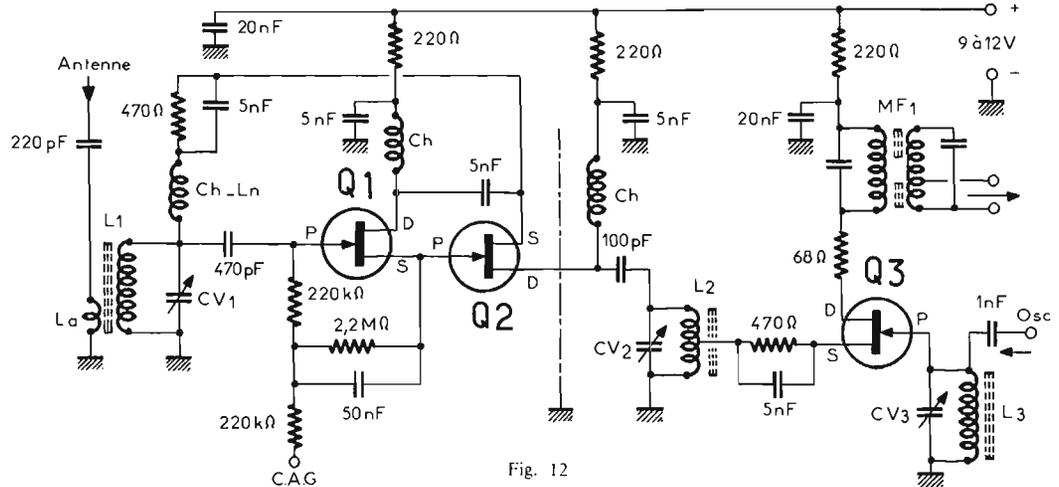


Fig. 12

Par une astuce de montage, on peut cependant se dispenser de la complication du neutrodynage... toujours délicat dans sa mise au point lorsque la bande fréquences à recevoir est importante. Le montage préconisé est indiqué sur la figure 11. On utilise un transistor Q1 (type 2N3819, par exemple) avec sortie non accordée sur

et la porte (P) du second étant reliées à la masse. La sensibilité du montage est de l'ordre de 2 μV avec une réjection de transmodulation d'environ 100 dB. Le montage préconisé est indiqué sur la figure 11. On utilise un transistor Q₃, de même type, équipe l'étage mélangeur du changement de fréquence. Le signal incident arrive sur la source S et l'oscillation locale est appliquée

Ce gain élevé s'allie à un faible souffle et à un taux très réduit de transmodulation. Le signal incident à amplifier est appliqué à la porte 1; quant à la porte 2, on lui applique la polarisation, ainsi que la CAG (facultativement).

Une variante du montage précédent est représentée sur la fi-

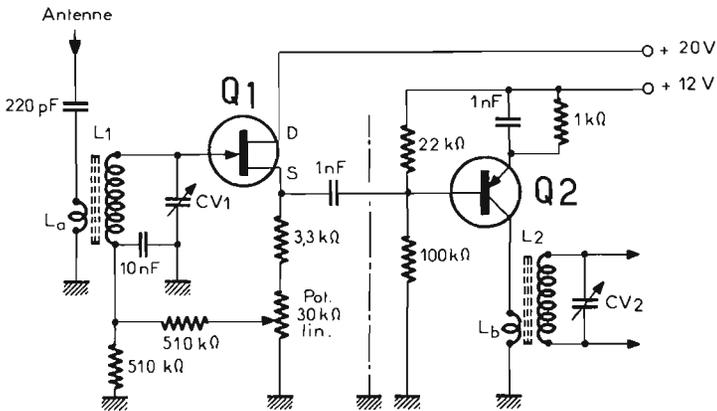


Fig. 11

une légère fraction du signal HF amplifié et que l'on applique en opposition de phase sur la porte du transistor Q (type 2N3822 ou 2N3823). Ce neutrodynage est dosé par le couplage entre L2 et L3, ainsi que par le réglage du condensateur ajustable C₃. Par le dosage judicieux de ces deux réglages, on peut supprimer l'auto-oscillation de l'étage sur une large gamme de fréquences.

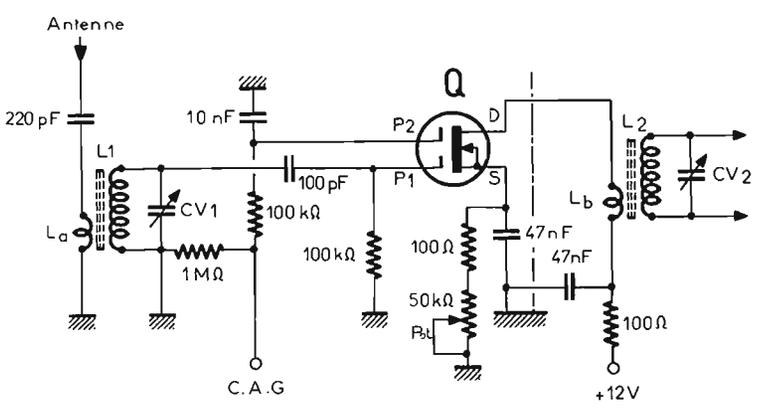


Fig. 13

Fig. 14

gure 14. Nous employons toujours un transistor Q du type MOSFET à double porte; il s'agit ici du type 40673 de R.C.A. La polarisation est obtenue par une résistance intercalée dans le circuit de source S. On y remarque aussi un potentiomètre de 50 kΩ monté en réducteur de sensibilité; mais celui-ci peut être supprimé, la résistance de 100 kΩ étant alors reliée directement à la masse.



RADIO-VOLTAIRE

DIVISION
ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

150-155, avenue Ledru-Rollin, PARIS 11^e
805.06.80 - 700.98.64 - 357.50.11 et 12

LE SPÉCIALISTE

DU COMPOSANT DE QUALITÉ
DISTRIBUE AU PRIX "USINE"
MÊME EN PETITE QUANTITÉ

Les principales marques
mondiales en :

- SEMI-CONDUCTEURS
- TUBES
- COMPOSANTS DISCRETS

LIVRAISON RAPIDE
SUR STOCK

15.000 RÉFÉRENCES
DISPONIBLES

MAINTENANCE - CONSTRUCTION

INDUSTRIE - LABOS

TÉLÉCOMMUNICATIONS

ÉMISSION AMATEURS, etc



NOMENCLATURE
DES PRODUITS DISPONIBLES
CONTRE ENVELOPPE TIMBRÉE



TARIF SEMI-CONDUCTEURS
12 MARQUES, 48 PAGES
CONTRE 5 F.

RAPY

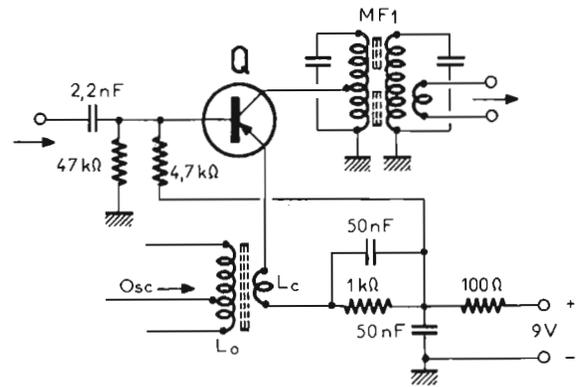


Fig. 15

2. - Convertisseur-mélangeur

La figure 15 nous montre le schéma classique d'un étage convertisseur-mélangeur utilisant un transistor Q du type AF102 ou AF106. Le signal incident provenant de l'étage amplificateur HF est appliqué sur la base et l'oscillation locale est injectée dans le circuit d'émetteur par l'intermédiaire d'une petite bobine de couplage. Les signaux « moyenne fréquence » sont mis en évidence dans le circuit de collecteur.

Rappelons ici qu'un montage d'étage mélangeur utilisant un transistor FET a été vu à l'occasion de la figure 12; nous n'y reviendrons donc pas.

Nous passerons maintenant à l'examen d'un étage convertisseur à transistor MOSFET à double porte. Le montage proposé est représenté sur la figure 16 et il est équipé d'un transistor du type 40673 de R.C.A. monté en source commune. Le signal issu de l'amplificateur HF est appliqué sur la porte 1; l'oscillation locale provenant de l'étage oscillateur (non représenté sur le schéma) est appliquée sur la porte 2.

Pour ce type de transistor, c'est ce mode d'utilisation qui fournit le gain de conversion le plus élevé. Les signaux convertis (signaux MF) sont mis en évidence dans le circuit de drain.

Nous venons de faire l'analyse des meilleurs schémas actuels possibles dans le domaine de l'amplification HF et du changement de fréquence des radio-récepteurs à transistors. Nous sommes persuadés que les nombreux montages pratiques publiés (d'ailleurs modifiables) suggéreront d'intéressantes idées à nos lecteurs pour l'amélioration de leurs appareils.

Comme collecteur d'ondes, on a pu remarquer que nous avons toujours symbolisé une antenne, cela en pensant aux récepteurs OC. Si les problèmes de modulation se posent avec moins d'acuité dans les bandes PO et GO, avec une antenne ferrite, il n'en reste pas moins qu'ils existent cependant (notamment en propagation nocturne) et que les solutions demeurent les mêmes.

BIBLIOGRAPHIE

- Documentations C.F.T.H. - R.T.C. - R.C.A.
Radio Electronics 10/67.
Electronics World 07/67 et 03/70.
L'Emission et la Réception d'Amateur (7^e éd.).
Notes d'Applications Motorola AN 410 et 478.

Roger A. RAFFIN.
F3AV

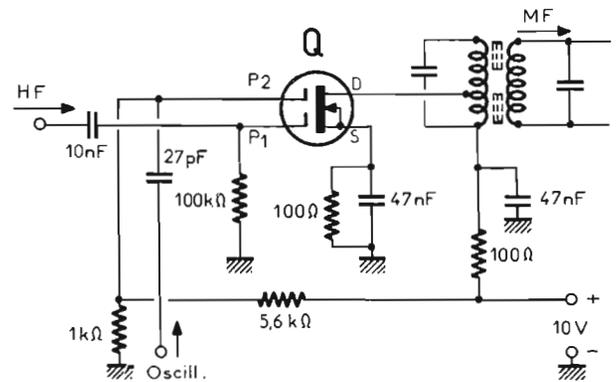


Fig. 16

Le service des radiorécepteurs et des téléviseurs noir et blanc et couleur

AMPLIFICATEUR FI VISION

DEPUIS peu de temps on propose des circuits intégrés spéciaux pour la FI vision des téléviseurs noir et blanc et couleur. Le problème de la FI étant important, nous le traiterons en détail et, dans la mesure du possible, il y aura synchronisation des sujets entre la série « Service » présente et la série « La TV moderne... » publiée également dans notre revue.

Un circuit intégré convenant à la FI vision est le type MC 1352P fabriqué par Motorola.

Par rapport au circuit intégré MC1550 et analogues qui ne permettent que leur emploi dans un seul étage différentiel en cascade, le MC1352P peut être utilisé dans les deux premiers étages et pour compléter l'amplificateur FI vision, un troisième étage distinct sera nécessaire pour obtenir le gain normalement requis dans un téléviseur pour la partie FI vision.

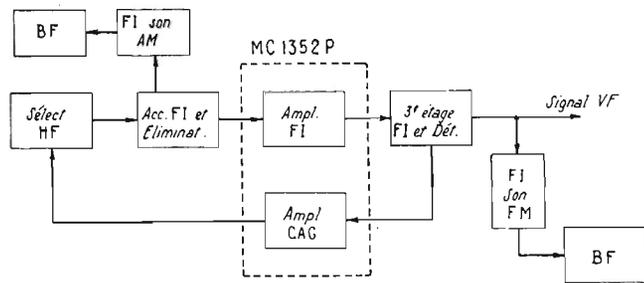


Fig. 1

La figure 1 montre l'emplacement du MC1352P dans le récepteur vision.

Ce circuit intégré se place immédiatement après le sélecteur VHF si celui-ci contient les bobinages FI (ou MF) de liaison avec l'amplificateur FI vision. Il se peut toutefois que l'on ajoute à la liaison FI des circuits éliminateurs.

Remarquons que dans le cas des standards français, belge et anglais, le son étant à modulation d'amplitude, le signal FI son sera prélevé par un circuit éliminateur-captateur de son disposé à l'entrée de l'amplificateur FI vision, ce qui devra être fait dans le cas de l'emploi du circuit intégré proposé.

A la suite du MC1352P se trouvera le deuxième bobinage de liaison avec le circuit du troisième étage FI, à transistor bipolaire, ou avec un autre circuit intégré. Après celui-ci on pourra disposer encore un élément de liaison suivi du détecteur FI vision.

Dans le cas des téléviseurs prévus pour les standards européens avec son FM, le signal à 5,5 MHz sera prélevé à la sortie du détecteur vision ou sur le premier étage VF.

Le grand intérêt de ce circuit intégré et de ceux de conception analogue réside dans les avantages suivants :

a) CAG de 65 dB minimum, à grande efficacité étant donné que pour une variation de 60 dB du niveau du signal d'entrée, la variation du niveau du signal de sortie est de 0,3 dB seulement.

b) Gain de puissance de 53 dB à 45 MHz. A ce gain s'ajoutera, évidemment, celui de l'étage qui précède le détecteur vision.

c) Admittance inverse de transfert très faible : $\ll 1 \mu A / V$ donnant ainsi l'assurance d'une grande stabilité de l'amplificateur malgré son grand gain.

d) Admittances d'entrée et de sortie presque constantes, pour les variations de la polarisation de CAG appliquée, ce qui assurera la constance des réglages des circuits d'entrée et de sortie.

e) Alimentation simple permettant l'adaptation de ce circuit intégré dans un montage de télévision. La tension normale d'alimentation requise pour le MC1352P est de 12 V avec le négatif à la masse.

f) Le circuit de la CAG verrouillée est à grand gain et ce circuit peut fournir à volonté des signaux VF positifs ou négatifs donc

MC1550. La section V fournit, à partir du point V + (point 11), des tensions régulées aux sections IV et V.

La section VI est destinée à la sortie du signal par les points 7 et 8. Cette section est également amplificatrice ce qui augmente encore le gain en FI vision.

D'autre part, la section IV amplificatrice FI, est soumise à la CAG et reçoit une tension continue variable polarisant les bases des transistors amplificateurs FI.

Passons maintenant aux sections I, II et III. La section I reçoit au point 5 des impulsions provenant de la base de temps qui verrouilleront le signal VF appliqué aux points 6 et 10. Ce dernier signal provient de l'amplificateur VF et servira à la création des signaux continus de CAG. La deuxième section II, reçoit le signal de CAG de la section A et

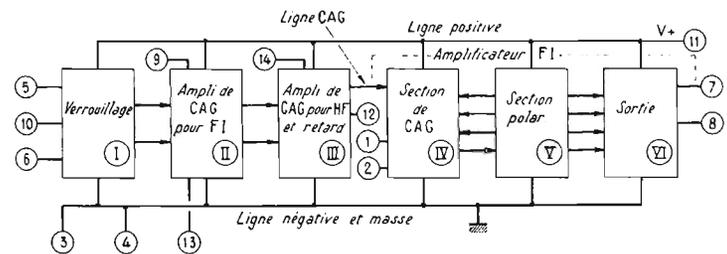


Fig. 2

pouvant convenir pour différents standards ou différentes conceptions des montages VF.

g) Le circuit de CAG peut fournir la tension de polarisation de CAG directe pour les sélecteurs VHF et UHF du téléviseur.

Pour le service il est nécessaire de savoir quel est le brochage du circuit utilisé.

Dans le cas présent on a prévu pour le MC1352P, un boîtier rectangulaire plastique type TO116, à deux fois sept broches à souder ou à encaster dans un support.

SCHEMAS DU MC1352P

Le circuit intégré proposé se compose de six parties, les trois premières sont particulièrement destinées aux dispositions de CAG et les trois dernières à l'amplification FI. Sur la figure 2 on a indiqué les fonctions de ces parties constitutives. Commençons par les trois dernières sections IV, V et VI. Le signal FI à amplifier est appliqué aux points 1 et 2 et le signal amplifié par cette partie du circuit intégré est obtenu aux points 7 et 8. Il va de soi que les bobinages et les condensateurs seront branchés aux points d'entrée et de sortie, le circuit intégré ne contenant que des semi-conducteurs et des résistances.

La section IV dite section CAG contient deux étages à trois transistors chacun permettant le montage cascade ou différentiel comme dans d'autres circuits intégrés notamment le MC1550. Comme il y a deux étages le gain sera plus grand que dans le

fournit la tension de CAG appliquée à l'amplificateur section IV. La même tension de CAG est également appliquée à la section III qui donne au point 12 la tension de CAG amplifiée et retardée pour les étages HF des sélecteurs VHF et UHF.

SCHEMA INTERIEUR DU MC1352P

Voici aux figures 3 et 4 le schéma intérieur de ce circuit intégré, ces deux schémas se raccordant aux points X, Y et Z, le premier donnant le détail des sections A, B et C et le deuxième, les sections D, E et F.

Le circuit intégré contient 29 transistors et 7 diodes.

La fonction de cette section I est de fournir la tension V_C entre le point 9 et la masse. Cette tension se maintient grâce au condensateur C_2 monté extérieurement au circuit intégré.

La tension V_C dépend du niveau VF et de la tension de référence. Elle est obtenue aux bornes de C_2 grâce à la charge effectuée à travers la diode D_1 .

La charge s'effectue pendant la durée des impulsions de verrouillage et sa valeur est déterminée par l'amplitude du signal VF relativement au niveau de référence.

Le signal V_C est transmis, par l'intermédiaire de l'amplificateur FI (section II) aux transistors Q_1 et Q_D , à la section CAG (section III) qui donne au point 12 la tension

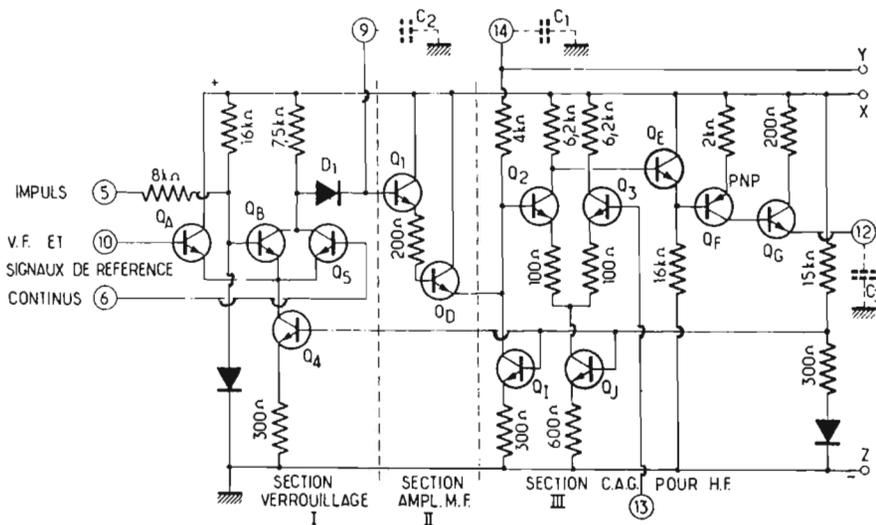


Fig. 3

de CAG pour les étages HF des blocs d'entrée du téléviseur. Dans la section III, le signal de CAG dont l'origine est la tension V_C , est comparé avec une tension fixe de retard (tension CAG différée) dans l'étage différentiel Q_2-Q_3 .
La tension fixe est reçue au point de terminaison 13.

Les étages à transistors Q_E , Q_I et Q_G , amplifient la tension de sortie de l'étage Q_2-Q_3 et finalement, on obtient la tension de CAG différée au point 12, aux bornes de C_3 .

D'autre part, la tension V_C , amplifiée par Q_1 et Q_D , est transmise au filtre de CAG pour l'étage FI, filtre composé de la résistance de 4000 Ω et du condensateur extérieur C_1 à connecter au point de terminaison 14 du circuit intégré.

Cette tension est transmise par le point Y reliant les schémas des figures 2 et 3 et agit comme polarisation des bases de Q_6 et Q_7 de la section IV.

Cette section commence aux points 1 et 2, entrée différentielle des étages 1 et 2 FI du circuit intégré. Entre ces deux points, sera branchée la source de signaux FI, c'est-à-dire la sortie des blocs VHF et UHF, selon les dispositions habituelles, comme on le montre d'une manière simplifiée en figure 1. La paire différentielle Q_4-Q_5 (Fig. 3) et les transistors Q_8 et Q_9 constituent des sortes de cascades, car le collecteur de Q_4 est relié à l'émetteur de Q_8 et le collecteur de Q_5 est relié à l'émetteur de Q_9 .

Le signal amplifié par ces cascades est transmis du collecteur de Q_9 à la section de sortie (section VI) et le signal FI amplifié est disponible entre les points de terminaison 7 et 8 à brancher à l'étage FI extérieur par l'intermédiaire d'un transformateur FI accordé, avec prise au primaire.

L'action de la CAG s'effectue à partir des bases de Q_6 et Q_7 . Ainsi lorsque leur tension augmente, ces transistors deviennent plus conducteurs et shuntent par une résistance plus faible, les amplificateurs Q_8 et Q_9 , donc leur gain diminue.

La section polarisation (section V) fournit des tensions d'alimentation stables, à partir des deux diviseurs de tension montés entre la ligne $V+$ (point de terminaison 11) et la masse.

Pour la tension de collecteur des transistors de sortie Q_O et Q_R , on doit utiliser une source de tension de 12 V ou plus (maximum

18 V) à brancher à la prise du primaire du transformateur FI (point $V++$) et le moins à la masse. Il est préférable d'utiliser une source séparée de celle alimentant le circuit

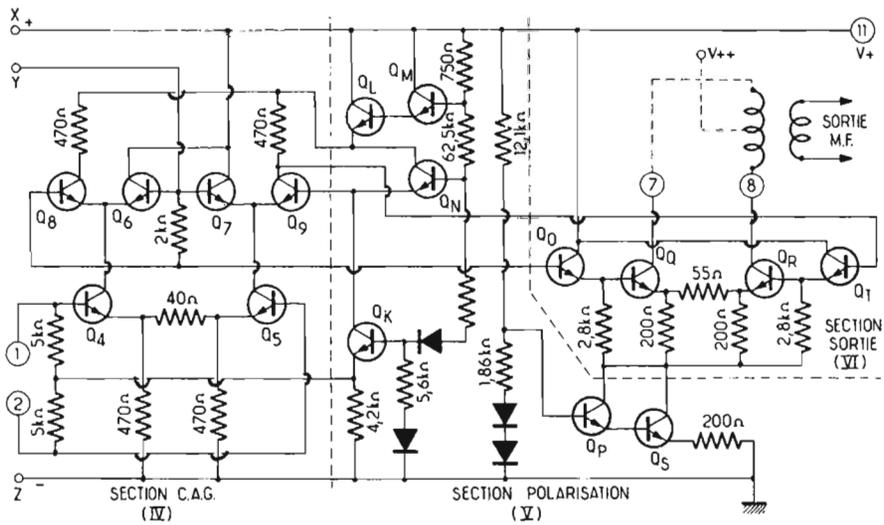


Fig. 4

intégré à partir du point de terminaison 11 ($V+$). Avec une source distincte au point ($V++$), il faut déterminer les éléments du montage extérieur de façon que le courant total soit de 30 mA.

Une autre disposition est d'obtenir la tension $V+$ à partir de la tension $V++$, réduite par résistance et stabilisée.

MONTAGE PRATIQUE

On a représenté sur le schéma de la figure 5, les branchements du MC1352P aux autres parties du téléviseur.

Les points (ou terminaisons à broches) du boîtier sont représentés dans l'ordre dans lequel ils sont sur le culot, celui-ci étant vu de dessus (broches vers le bas). Dans ces conditions l'observateur voit la broche 1 à gauche du repère.

Si l'on regarde le circuit intégré avec les broches vers l'observateur, le point 1 est en haut et à droite du repère. Voici le branchement et une analyse très rapide du schéma du MC1352P de la figure 5.

On peut partir du point 1 (voir Fig. 2 et 5). Le circuit accordé L_1 fait partie de la

liaison FI entre le sélecteur et l'amplificateur FI. Les points 2 et 14 sont découplés vers la masse et les points 3 et 4 sont mis directement à la masse qui est aussi la ligne négative d'alimentation.

La sortie du signal FI amplifié est aux points 7 et 8 auxquels on a connecté le primaire du bobinage FI de sortie du circuit intégré dont le secondaire est connecté à l'entrée de l'étage FI suivant, extérieur au circuit intégré.

Remarquons que le primaire de ce transformateur est connecté par sa prise médiane au point + de la source de tension d'alimentation.

Les points 6 et 10 « entrée de CAG », sont reliés à la VF pour recevoir la tension continue de CAG tandis que le point 5 reçoit d'un secondaire du transformateur de THT lignes des impulsions négatives de 8 V d'amplitude, par l'intermédiaire de R_1 .

Le point 11 n'est pas relié directement au + alimentation mais à un diviseur de tension associé à une diode stabilisatrice zener assurant une tension stable de + 12 V à la ligne positive (Fig. 2). En fait seul les points 7 et 8 sont soumis à la tension de la source, non stabilisée par la diode zener mentionnée plus haut.

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - PARIS (2^e)
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M^e Sentier et Réaumur-Sébastopol - Tél. : 236-70-37

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto)

Toutes les fournitures : bois, tubes, colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Nous vous recommandons en particulier :

CETTE PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4.5 V ou transfo-redresseur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4.5 volts (franco : 72 F) 69,00

Catalogue général contre 2 F en timbres.

RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS
Le meilleur accueil vous sera réservé !

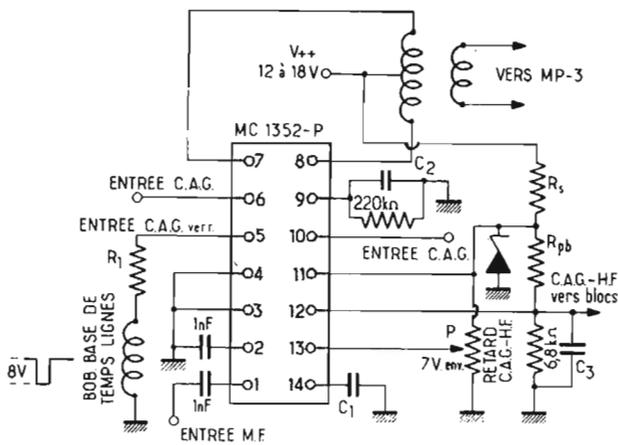


Fig. 5

Le point 12 fournit la tension de CAG aux sélecteurs HF. Le point est relié à un diviseur de tension R_{pb} - 6,8 k Ω et au condensateur de découplage C_3 .

Le potentiomètre P règle le retard de la tension de CAG destinée à la HF.

Pour les étages FI, les connexions de la CAG sont intérieures au circuit intégré mais le point 14 est accessible pour le découplage effectué avec C_1 .

Les valeurs des éléments sont : $C_1 = 0,1 \mu F$, $C_2 = 2 \mu F$, $C_3 = 10 \mu F$ ou des valeurs de cet ordre de grandeur selon les cas particuliers des différentes réalisations commerciales. Considérons aussi le branchement des impulsions de verrouillage. Si l'on dispose d'impulsions VF négatives (voir Fig. 6) le branchement des impulsions sera fait au point 5 comme on l'a indiqué sur le schéma de la figure 5 et dans ce cas, la tension au point 6 présentera des impulsions négatives (Fig. 6a). Cette tension VF sera réglée entre 1 et 4 V : vers 2 V. La résistance R_1 reliée au point 5 sera supprimée et remplacée par une connexion directe du bobinage de lignes. Si l'on dispose d'impulsions VF de lignes positives, la tension VF au point 10 aura la forme indiquée par la figure 6 b. La tension au point 6 sera comprise entre 1 et 8 V continu et une valeur nominale de réglage est de 4,5 V environ.

La résistance R_1 sera de 3,9 k Ω .

Remarquons que la tension VF comporte le signal VF de luminance (et de chrominance dans le cas de TVC) la composante continue fournie par le détecteur, amplifiée (et éventuellement inversée) et les signaux synchro lignes et trame.

En général le transistor utilisé en VF peut comporter une entrée sur la base et deux sorties, l'une sur le collecteur et l'autre sur l'émetteur (voir Fig. 7) : donc, quelle que soit la polarité du signal VF fourni par la détectrice FI vision, il sera toujours possible de choisir le signal VF à la sortie de l'étage VF, dont la polarité des impulsions de lignes convient.

VERIFICATION DU CIRCUIT INTEGRE

Dans plusieurs cas, il est utile et intéressant de vérifier le circuit intégré, soit avant son montage dans le téléviseur soit après s'il s'agit de dépannage ou de mise au point. Il est évident que si le circuit intégré d'un appareil TV a été monté sur support, sa vérification sera plus aisée.

Nous supposons que l'on ait à vérifier un circuit intégré MC1352P individuel.

On pourra alors réaliser un montage de vérification de son fonctionnement comme celui de la figure 8. Il est vivement conseillé d'utiliser un support 14 broches qui permettra la mesure rapide de plusieurs circuits intégrés du même type. Ce montage est particulièrement apte à la mesure du gain de puissance.

Par rapport au schéma de montage dans le téléviseur (Fig. 5) le schéma de mesures présente de nombreuses analogies mais aussi quelques différences permettant de faire la mesure sur un circuit à caractéristiques constantes.

A cet effet on a mis à la masse les points 3 et 4 comme précédemment mais aussi les points 5, 6, 10 et 13 ce qui supprime l'action de la CAG car il n'y a plus de signaux VF ni d'impulsions de lignes aux entrées 6, 5, 10 et mise à la masse des tensions de CAG des points 13 et 10. Le gain de puissance du circuit intégré sera alors constant et pourra être mesuré.

Le montage réalisé est toutefois inspiré de celui du circuit intégré dans l'amplificateur FI du téléviseur. Ainsi à l'entrée FI, points 1 et 2 on a connecté un bobinage accordé recevant le signal à 45 MHz d'un générateur étalonné en fréquences et en tensions (on associe à un voltmètre électronique correct à 45 MHz).

La bobine est accordée par deux ajustables ou variables de 9-35 pF et 2-8 pF. Elle est reliée au point 1 par un condensateur de 1 nF.

Le découplage du point 2 par 1 nF est suffisant à 45 MHz. On obtient le signal amplifié aux points 7 et 8 auxquels on a connecté le primaire de T_1 dont le secondaire est relié à une charge de 50 Ω et à un indicateur à haute impédance ou à un indicateur de 50 Ω , la résistance étant alors supprimée.

Voici d'abord des détails concernant ce montage de mesures effectué à titre d'exem-

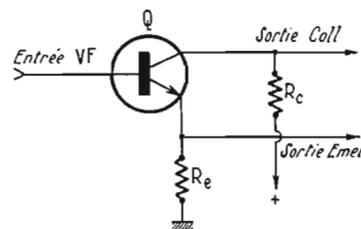


Fig. 7

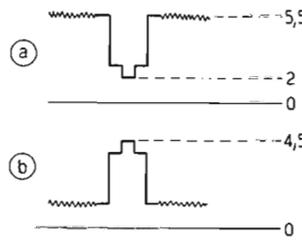


Fig. 6

ple à 45 MHz. La bobine L_1 est de 0,8 μH . T_1 est réalisé avec un primaire à prise médiane, de 18 spires de fil de 0,64 mm de diamètre sur un tube de 7,35 mm de diamètre. Le secondaire permettant l'adaptation à 50 Ω aura une seule spire. Une mise au point préalable de l'accord de ces deux bobines sera faite avant la mesure du gain, en se servant du montage lui-même comme pour les travaux d'alignement des circuits d'un amplificateur HF ou FI.

Ce montage pourra servir aussi comme banc d'essais des bobinages accordés sur 45 MHz et toutes autres fréquences entre 20 et 60 MHz.

Lorsque l'alignement sera correct ce qui se reconnaîtra au fait que l'indicateur de sortie recevra le maximum de tension FI à la fréquence choisie (45 MHz), on pourra évaluer le gain de puissance du circuit.

A 45 MHz, la résistance d'entrée est de 1,4 k Ω environ donc si on connaît la tension fournie par le générateur et mesurée entre les points 1 et 2 on pourra connaître la puissance d'entrée;

$$P_e = \frac{e_e^2}{R_e} = \frac{e_e^2}{1400} W$$

la puissance de sortie étant obtenue sur une charge de 50 Ω sa valeur est :

$$P_s = \frac{e_s^2}{50} W$$

et de ce fait, le gain en puissance est :

$$G_p = \frac{(e_s)^2}{e_e^2} \cdot \frac{1400}{50} = \left(\frac{e_s}{e_e}\right)^2 \cdot 28 \text{ fois}$$

On trouve, si le circuit intégré est en bon état, un gain en puissance de 53 dB ce qui correspond à un rapport puissance P_s/P_e de 200 000 fois donc $G_p = 200\,000$ fois. Remarquons que pour 53 dB de puissance, le rapport correspondant peut être trouvé sans avoir recours aux tables de décibels. En effet, on a $53 = 20 + 20 + 10 + 3$ et, pour les puissances :

à 20 dB correspond un rapport de 100
à 10 dB correspond un rapport de 10
à 3 dB correspond un rapport de 2
donc le rapport cherché est $100 \cdot 100 \cdot 10 \cdot 2 = 200\,000$ fois.

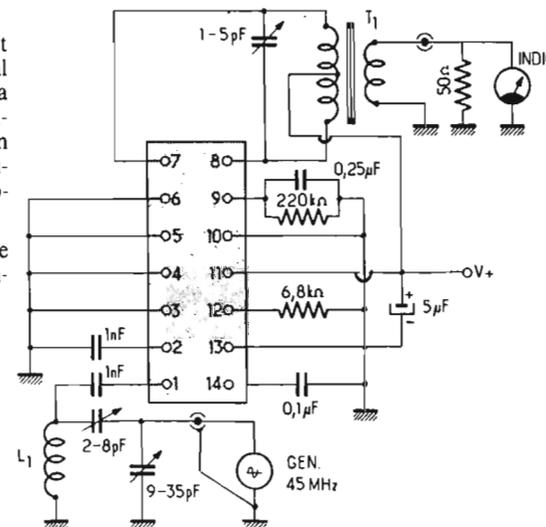


Fig. 8

Caractéristiques	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
CAG à $f = 45$ MHz variation de 5 à 7 V continu		65	68	—	dB
Gain de puissance $f = 45$ MHz	G_p	—	53	—	dB
Facteur de souffle $f = 60$ MHz, $R_s = 50 \Omega$ $f = 30$ MHz, $R_s = 200 \Omega$	N_f	—	8,5 8	—	dB dB
Tension FI de sortie max. : CAG = 0 db CAG = - 30 dB	V_0	—	16,8 8,4	—	V_{pp} V_{pp}
CAG continu au point 12 Max. Min.	V_{12}	—	7 0,2	—	V continu V continu
Variation de la tension de sortie	—	—	0,3	—	dB
Variation du gain FI avec variation de la CAG-HF	—	—	10	—	dB
Courant de l'étage final FI	$I_7 + I_8$	—	5,7	—	mA continu
Courant total	$I_7 + I_8 + I_{11}$	—	27	—	mA continu
Dissip. totale de puissance	P_d	—	325	370	mW

Ainsi pour les puissances on a :

N décibels = $10 \log$ du rapport
et si le rapport est 100, $N = 20$
et si le rapport est 10, $N = 10$
et si le rapport est 2, $N = 3$

A noter que de l'expression du rapport G_p donnée plus haut on peut déduire le rapport des tensions.

$$\text{on a } G_p = \left(\frac{e_s}{e_e}\right)^2 \cdot 28 = 200\,000$$

$$\text{donc } \left(\frac{e_s}{e_e}\right)^2 = 7\,100$$

et, $e_s/e_e = 84$ fois.

Comme l'impédance d'entrée est différente de celle de sortie on n'a pas le droit d'évaluer le gain en tension en décibels. On trouverait d'ailleurs une valeur différente de 53 dB lorsque les résistances d'entrée et de sortie sont égales, le gain en tension évalué en décibels est égal au gain en puissance évalué en décibels de puissance.

Dans de nombreux cas, toutefois, et principalement dans un amplificateur de tension, on s'intéresse au gain en tension. Celui-ci doit alors être indiqué sous forme de rapport que l'on désigne souvent par le symbole V_s/V_e .

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU CIRCUIT INTEGRE

Pour la vérification du bon fonctionnement d'un téléviseur et plus précisément, d'une partie de cet appareil, dans notre cas de l'amplificateur FI, il faut que la notice du constructeur indique les caractéristiques de cette partie : gain, efficacité de la CAG, tensions de CAG, courants, tensions, consommation de puissance (puissance totale dissipée) etc.

De plus, pour les transistors ou pour les circuits intégrés il faut connaître les paramètres permettant de déterminer des résistances et capacités d'entrée et de sortie. Voici au tableau I, les caractéristiques électriques du MC1352 dans les conditions sui-

vantes : $V = +12$ V, point 4 à la masse, $T_a = 25^\circ\text{C}$ sauf mention différente.

Les mesures sont effectuées à l'aide du montage de la figure 6 et modifié lors des mesures de CAG.

Les renseignements donnés par ce tableau sont précieux pour savoir ce que les mesures doivent donner car celles-ci ne serviraient à rien si l'on n'a pas d'élément de comparaison.

En comparant les résultats des mesures avec les données du tableau on saura si le circuit intégré est correct ou défectueux. Voici maintenant quelques mesures que l'on pourra réaliser sur le circuit intégré, considéré monté selon le schéma de la figure 6, tel quel, on modifie si nécessaire.

MESURE DE LA DISSIPATION TOTALE

Le tableau I indique que $I_7 + I_8 = 5,7$ mA et $I_7 + I_8 + I_{11} = 27$ mA. Les symboles I_p indiquant les courants passant par des points numérotés P.

On voit que $I_{11} = 27 - 5,7 = 21,3$ mA. Ces valeurs sont typiques (ou nominales) et sont sujettes à certaines variations selon l'échantillon du circuit intégré essayé.

La mesure s'effectuera sur un montage comme celui de la figure 6.

Remarquons que le courant $I_7 + I_8$ passe par la prise médiane du transformateur T_1 . Un milliampèremètre sera intercalé entre cette prise et le point V+, avec le + vers V+. Le courant $I_7 + I_8 + I_{11}$ sera mesuré avec un milliampèremètre intercalé entre le point V+ et le pôle positif de l'alimentation de ce montage, avec le + vers le pôle positif.

Au sujet de la mesure du gain, il faut noter que si le générateur de la figure 8 est de 50Ω , on pourra mesurer la tension à ses bornes. Dans ce cas e_s et e_e auront été déterminées sur des charges de 50Ω et le gain en puissance et celui en tension seront exprimés par $(e_s/e_e)^2 = 200\,000$ fois et $e_s/e_e = 490$ fois.

promovox

Documentation et renseignements :



28, rue du Rendez-vous
Paris 12^e
Tél. 307.77.01 - 68.81
355.82.14

la nouvelle
promotion...
d'enceintes

BERMUDE 15. Prix (T.T.C.) 280 F

Puissance 15 watts
1 HP 21 cm + Bicône intégré
Fréquence de résonance 43 Hz
Bande passante 45 - 18 000 Hz
Impédance 8-5 ohms
Dimensions : L 320 - P 180 - H 460
Présentation : Noyer d'Amérique
Principe à décompression
« Procédés Brevetés »

promovox

BERMUDE 25. Prix (T.T.C.) 380 F

Puissance 25 watts
1 HP 21 cm basse médium
1 HP 12 cm aigu
Fréquence de résonance 39 Hz
Bande passante 40 - 18 000 Hz
Impédance 8-5 ohms
Dimensions : L 320 - P 180 - H 600
Présentation : Noyer d'Amérique
Principe à décompression
« Procédés brevetés »

STATIONS AGREES

PARIS

- (III^e) - MAGNETIC-FRANCE,
175, rue du Temple.
- (IV^e) - RADIO-SEBASTOPOL,
100, boulevard Sébastopol.
- (IX^e) - TELE-RADIO COMMERCIAL,
27, rue de Rome.
- (X^e) - ACER, 42, rue de Chabrol.
- LAG,
28, rue d'Hauteville.
- (XII^e) - TERAL, 26, rue Traversière.
- (XVII^e) - AUTO-RADIO STEREO,
190, rue de Courcelles.

BANLIEUE

- (92) - CHATILLON-SOUS-BAGNEUX -
R. LAMANT, 107, av. Marcel
Cachin.
- (77) - MELUN - AMBIANCE MUSICALE,
4, rue St-Aspais.

PROVINCE

- (59) - LILLE - LA BOITE AUX DISQUES,
9, rue de la Monnaie.
- (59) - LILLE - CERANOR, 3, rue du Bleu-
Mouton.
- (69) - LYON - TOUT POUR LA RADIO,
66, cours La Fayette.
- (06) - NICE - SONIMAR, 17, rue Foresta.

SYSTÈME D'ALARME ANTIVOL

OBJET DE L'INSTALLATION

Le rôle d'une installation d'alarme contre les cambriolages ou les attaques est de déclencher aussitôt et automatiquement un phénomène. Le phénomène peut être simple — allumage d'un voyant sur le tableau d'une salle de garde — ou complexe — déclenchement d'une sirène, fermeture de portes, appel à la police, etc.

Les systèmes d'alarme modernes sont tous basés sur l'électronique et doivent garantir à leurs utilisateurs un certain niveau de fiabilité et d'inviolabilité.

La plupart des installations utilisent le principe de la ligne, comme dans la description suivante où une ligne relie un ou plusieurs détecteurs à une centrale d'alarme. Plusieurs lignes peuvent être reliées à la même centrale.



Fig. 1

DETECTEURS D'ALARME

Généralités : La première question à étudier lors de l'établissement d'un système d'alarme est le principe de fonctionnement des détecteurs d'alarme.

Tous les détecteurs ne conviennent pas et il faut les choisir en fonction du type d'objet à protéger et du type d'action à prévenir.

On classe en général les protections à assurer en deux groupes :

A. — Protection contre les attaques brutales par une ou plusieurs personnes (dans ce cas le ou les agresseurs essayent de réduire d'autres personnes à l'impuissance afin de s'approprier l'objet convoité) ;

B. — Protection contre les effractions et cambriolages (le ou les voleurs essayent de pénétrer

dans des locaux en contournant ou en brisant des systèmes mécaniques).

Dans le groupe B on distingue deux sous-groupes :

B₁. — Protection d'un objet (par exemple une œuvre d'art) ;

B₂. — Protection de toute une pièce, voire d'un bâtiment. Si plusieurs objets de valeur sont réunis dans une même salle il peut être plus facile d'empêcher l'accès à la salle que de protéger chaque objet.

Le numéro du groupe auquel il convient le mieux sera rappelé au cours de la description de chacun des détecteurs d'alarme.

Interrupteur pour porte ou fenêtre : (B₁ et B₂, éventuellement A).

Un tel interrupteur du genre micro-switch, est fixé dans la rainure d'une porte coulissante ou dans l'encadrement d'une porte pivotante ou d'une fenêtre. Au moindre mouvement le contact est établi ou coupé.

Ce procédé peut également protéger un objet de valeur comme le montre la figure 1. Le jeu de 1 mm environ laissé par l'interrupteur est trop faible pour qu'un voleur puisse le bloquer en soulevant l'objet d'art.

Interrupteur magnétique :

(B₁, B₂, éventuellement A).

Un interrupteur ILS peut remplacer le modèle précédent. Un aimant permanent maintient l'interrupteur ouvert ou fermé. Dès que l'aimant monté sur une partie mobile (une porte) s'éloigne de l'interrupteur monté sur une partie fixe (le cadre de la porte) celui-ci change de position.

Interrupteur électrique de porte : (B₁, B₂, éventuellement A).

C'est un interrupteur élémentaire. L'un des contacts est attaché au battant, l'autre est fixé au cadre. A l'ouverture de la porte le contact est rompu.

Interrupteur couplé à un ressort : (B₂).

Le système convient aux portes et fenêtres qu'un ressort rappelle toujours à une position de repos. Si l'interrupteur est mécaniquement couplé au ressort, dès que celui-ci est sollicité l'interrupteur passe en position d'alarme.

Interrupteur à balancier :

Son principe est simple : l'un des points de contact est au bout d'une tige ou d'une lame souple terminée par une masselotte. Le tout est installé dans l'objet à protéger. Quand l'objet est penché ou secoué la masse sous l'action de la pesanteur met en contact les deux fils de l'interrupteur dont la figure 2 représente un modèle. Un tel interrupteur est sensible aux mouvements et chocs orientés sur un axe perpendiculaire à l'axe principal de la tige ou de la lame.

La sensibilité en fonction de l'amplitude des heurts dépend de la souplesse du balancier qui parfois peut être réglée au moyen d'une vis.

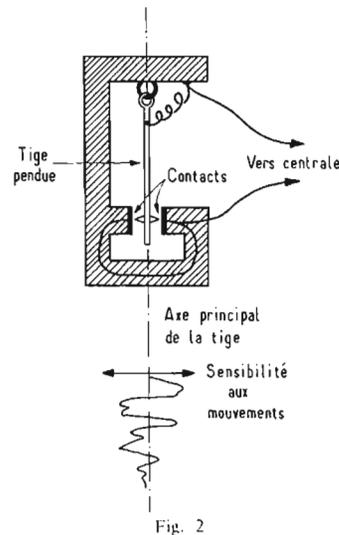


Fig. 2

Avertisseur de température :

(B₁).

Le chalumeau sert souvent à découper les obstacles blindés. Il dégage une chaleur qui peut provoquer l'alarme si des sondes sensibles à la température sont incluses dans la masse métallique attaquée. Ces sondes doivent également réagir aux baisses de température pour éviter une tromperie si un réfrigérant est utilisé (neige carbonique par exemple). En pratique elles sont conçues pour donner l'alarme dès que la température s'écarte un peu, dans un sens ou l'autre, de la température ambiante moyenne.

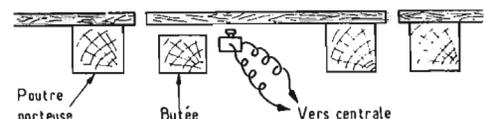


Fig. 3

Contact au sol :

(A, B₂).

Ces contacts sont cachés sous des tapis ou des éléments de sol légèrement mobiles (marche d'escalier, latte de parquet, etc.). La moindre pression provoquée par le passage d'une personne ou d'un véhicule donne l'alarme (Fig. 3).

Bouton d'alerte :

En cas de « hold-up » les personnes présentes doivent pouvoir donner l'alerte avec discrétion. Les interrupteurs à manœuvrer doivent tout en étant dissimulés être facilement accessibles (boutons cachés sous les comptoirs, ou sous les bureaux, au niveau des pieds). L'alerte peut également être donnée dès qu'un objet est déplacé (contact placé sous une pile de billets de banque par exemple).

Avertisseur de bruit :

(B₁, B₂).

Lors des tentatives de cambriolage certains outils (marteau, foreuses, etc.) font un bruit qui se propage dans la paroi forcée. Des microphones de contact installés pour n'être sensibles qu'aux bruits anormaux véhiculés par la paroi peuvent servir à donner l'alarme.

Il est possible d'éviter les fausses alertes en limitant judicieusement la bande passante de l'ensemble avec des filtres BF et en donnant au système une constante de temps longue. Ainsi un choc ou un bruit accidentel et unique ne provoque pas de réaction, tandis que la succession de petits bruits caractéristiques de l'effraction donne l'alerte.

Barrière de lumière :

Le principe de la barrière de lumière est bien connu : une source lumineuse envoie un faisceau en direction d'un récepteur, en général une cellule photo électrique, qu'il maintient dans un certain état. Quand le faisceau est interrompu par le passage d'une personne ou d'un objet l'état du récepteur change et l'alarme est donnée.

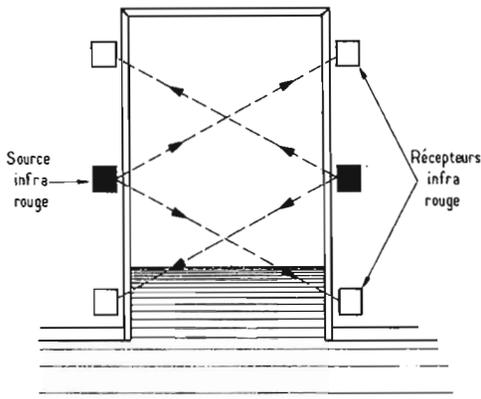


Fig. 4

Une installation simple et visible est facilement violable aussi prendra-t-on soin de cacher les sources et capteurs de lumière et d'utiliser une longueur d'onde en dehors du spectre visible, dans l'infrarouge par exemple. La sécurité sera renforcée si la lumière est modulée. Ainsi la substitution de la source d'origine par une autre dans le but de tromper le système, sera pratiquement impossible. Enfin le passage acrobatique par-dessus ou par-dessous la zone d'alerte sera impossible si plusieurs faisceaux très rapprochés tissent un filet invisible (Fig. 4).

champ acoustique la fréquence de l'onde réfléchi est légèrement différente de celle de l'onde incidente. Le récepteur effectue la comparaison entre l'onde émise directement communiquée par fil et l'onde captée par le microphone. Si leurs fréquences sont différentes l'alerte est donnée.

Enfin des modèles très perfectionnés et coûteux fonctionnent sur le même principe mais avec des ondes radioélectriques à des fréquences très élevées. Les instruments sont comparables aux radars employés pour les contrôles de vitesse.

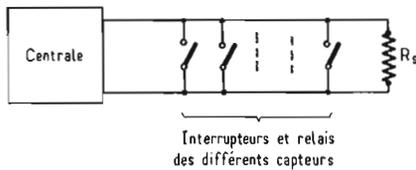


Fig. 5

Détecteur de lumière :

(B₂).

Le détecteur de lumière trouve place dans les endroits obscurs (coffres, chambres blindées). Dès que de la lumière provenant d'un chalumeau ou d'une lampe de poche l'excite l'alerte est donnée. L'élément sensible d'un détecteur de lumière est généralement une photorésistance.

Champ ultrasonique :

(B₂).

Les détecteurs à ultrasons fonctionnent comme les barrières lumineuses.

Un capteur d'ultrasons (microphone spécial) reçoit les ondes émises par un générateur placé en liaison directe. Dès qu'une masse relativement importante traverse le champ acoustique celui-ci est modifié et le récepteur, reçoit un signal différent de celui pour lequel il a été réglé, d'où le déclenchement de l'alarme.

Des versions élaborées de ces appareils utilisent l'effet Doppler. Lorsqu'un corps se meut dans le

Détecteur d'approche :

(B₂, éventuellement A).

Le détecteur d'approche, ou encore détecteur à capacité utilise un espace vide comme diélectrique d'un condensateur. La présence d'un corps étranger dans cet espace en modifie la constance diélectrique et donc modifie la capacité du condensateur. Ce condensateur peut par exemple être l'un des éléments déterminant la fréquence d'un oscillateur haute fréquence. La variation de capacité entraîne une dérive de la fréquence et l'alarme est donnée.

Comme tous les détecteurs à champ celui-ci est très difficile

Détecteur de pression de l'air :

Dans certains musées la pression de l'air à l'intérieur des vitrines est maintenue légèrement supérieure à la pression atmosphérique à l'aide de souffleries.

Des détecteurs ultrasensibles comparent les pressions à l'intérieur et à l'extérieur. Quand une vitrine est ouverte ou brisée les pressions s'égalisent ce qui déclenche l'alarme.

L'emplacement idéal de ces détecteurs doit être minutieusement recherché pour éviter les fausses alertes par courant d'air, claquement de porte, variations météorologiques etc.

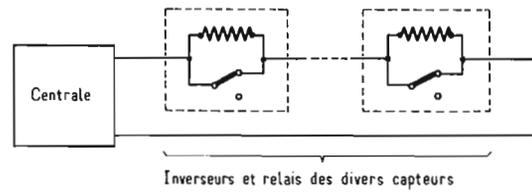


Fig. 6

à mettre hors d'usage car il est impossible de l'approcher sans qu'il réagisse.

Il est cependant sensible aux variations des conditions atmosphériques (pression, humidité, ionisation) et une compensation est à prévoir.

Les détecteurs à capacité différentiels résistent aux variations atmosphériques. Ils ne répondent qu'à la vitesse de variation de capacité.

CENTRALE D'ALARME

Les installations d'alarme de tous types fonctionnent soit sur le principe de l'élévation de l'intensité (Fig. 5) ou de la diminution de l'intensité (Fig. 6) dans une ligne reliant les capteurs et leurs annexes à un poste central. Chaque système a ses inconvénients : avec la ligne où l'intensité doit augmenter la défaillance de l'un des contacts peut empêcher le

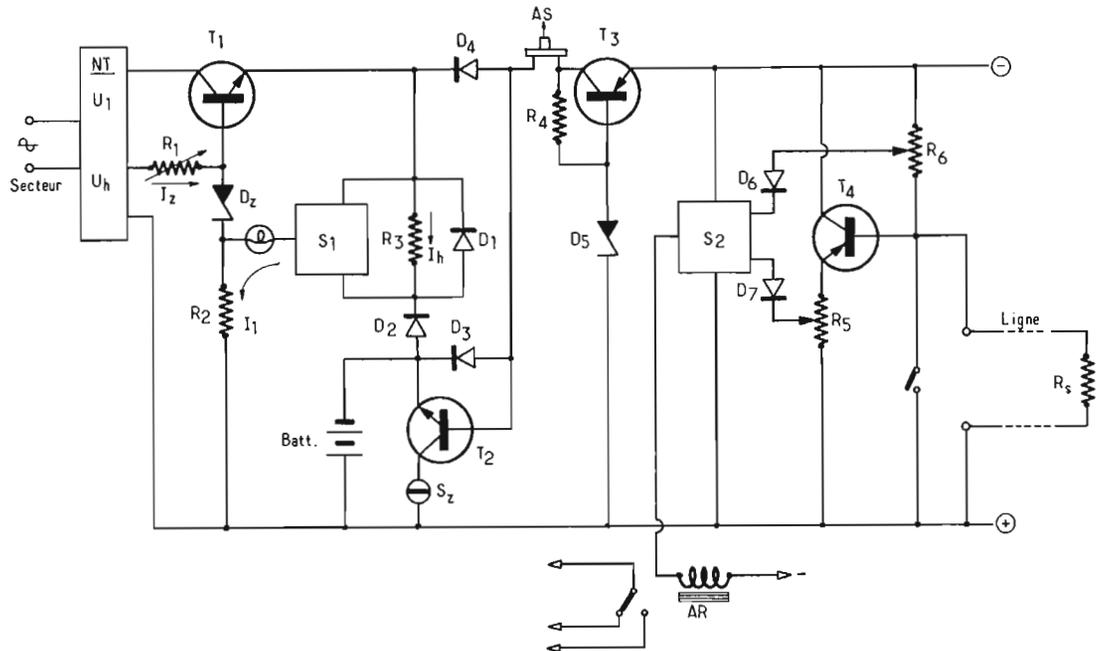


Fig. 7

déclenchement de l'alarme. Un court-circuit sur une ligne à diminution d'intensité présente le même désavantage.

Une ligne à double usage garantit une grande sécurité d'emploi. Ainsi la centrale réagit aussi bien à l'augmentation qu'à la diminution de l'intensité. Si de plus le temps de réponse est rapide la protection contre les sabotages est très efficace.

Une sécurité encore accrue peut être obtenue en faisant circuler dans les lignes un courant alternatif à basse fréquence.

Au cours de sa propagation le long des lignes et des capteurs le signal est déformé. Dans un circuit spécial le signal déformé est comparé au signal d'origine mais déformé cette fois à travers un circuit artificiel équivalent aux lignes.

Dans des conditions normales il n'y a pas de différence de forme ou d'amplitude. Si les lignes sont accidentellement ou volontairement modifiées une différence apparaît lors de la comparaison des formes et des amplitudes et l'alerte est donnée.

On peut se demander pourquoi relier ces lignes à une centrale électronique et non tout simplement, à une centrale électromécanique à relais?

L'utilisation de l'électronique permet de répondre aux normes VDE0800, classe C, sur les systèmes d'alarme contre le cambriolage.

Ces normes spécifient que les lignes doivent être constamment parcourues par un courant de repos et que la centrale doit réagir dès que l'intensité quitte une plage bien définie.

L'alimentation des installations de sécurité est en général assurée par le secteur. Les normes exigent une autonomie de 45 ou 60 heures en cas de panne de réseau. Un accumulateur doit donc instantanément prendre la relève si nécessaire.

Une installation simple à relais consomme au repos 14 mA sous 12 V. Une batterie d'une capacité de 0,65 Ah capable de délivrer une puissance de 7,5 Wh est donc nécessaire pour assurer un service de 45 heures.

Avec une centrale électronique le courant de repos peut être de l'ordre de 9 mA sous 6 V. Un accumulateur de 0,4 Ah donnant 2,5 Wh suffit alors pour alimenter l'installation pendant 45 heures.

C'est avec la fiabilité et la précision, l'un des avantages de l'électronique.

EXEMPLE DE SYSTEME D'ALARME

L'importance d'une installation d'alarme dépend des objets et

locaux à protéger. Une description complète serait fort longue.

Dans les lignes suivantes seule la centrale est décrite.

A la fin de cet article une bibliographie non exhaustive renvoie à divers montages sensibles à la lumière, aux sons et ultrasons, à la chaleur, aux variations de capacité ou de pression etc., qui pourront servir de détecteurs à relier à la centrale d'alarme.

Le schéma de la figure 7 représente la centrale. La tension U_H obtenue avec le circuit redresseur-

La diode D_3 est polarisée en inverse en présence de U_1 . Pendant une coupure du secteur, U_1 disparaît et D_3 polarisée en direct devient conductrice. L'alimentation est alors obtenue à partir de la batterie.

La tension obtenue sur les anodes de D_3 et D_4 est régulée par T_3 commandé par D_3 . L'interrupteur à pression AS permet de débrancher le système d'alarme mais laisse en service les circuits de charge de la batterie.

R_6 et la résistance de ligne R_5

Un inverseur jour-nuit permet d'étendre ce réseau pour la nuit. Dans ce cas une multitude de détecteurs (son, lumière, approche, etc.) et d'interrupteurs (portes, fenêtres, objets, etc.) entrent dans le circuit.

La manœuvre de l'inverseur jour-nuit déclenche l'alarme et c'est un moyen de vérifier le bon fonctionnement de l'installation.

Pour éviter ce déclenchement il suffit d'appuyer en même temps sur l'interrupteur AS.

François ARNAUD.

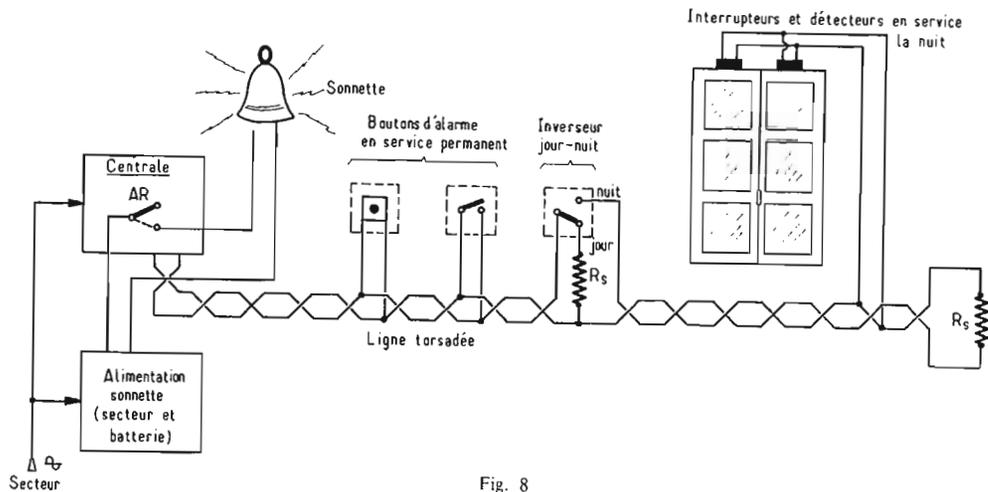


Fig. 8

filtrant NT à partir du secteur provoque un courant I_2 dont l'intensité dépend de R_1 , R_2 et D_2 . I_2 est tel qu'à la tension de polarisation de base de T_1 correspond un courant de base de 1 à 3 mA. Quand la batterie Batt. est déchargée le potentiel d'émetteur de T_1 est bas et le transistor conduit. Ainsi à la tension d'alimentation U_1 correspond un courant de charge I_B qui provoque aux bornes de R_3 une chute de tension qui commute l'interrupteur électronique S_1 dans le sens d'un éclairage du voyant de charge LL.

Le courant I_1 à travers l'ampoule LL traverse également R_2 aux bornes de laquelle la variation de tension correspond exactement à la différence entre la tension en fin de charge et la tension de service de la batterie. T_1 conduit et la batterie se charge. Et tandis que la tension de la batterie augmente I_B diminue. Quand I_B atteint le courant de fin de charge la chute de potentiel à travers R_3 est faible et l'interrupteur S_1 s'ouvre. I_1 est alors nul et T_1 ne conduit plus.

D_1 limite la tension aux bornes de R_3 .

D_2 et D_4 empêchent la batterie de se décharger dans les circuits d'alimentation quand le secteur l'assure.

forment un diviseur de tension de rapport 1/1 et le point B est très exactement à un potentiel nul.

Si la résistance R_5 augmente le point B devient négatif. L'information est communiquée au commutateur électronique S_2 via T_4 , R_5 et D_7 .

La diminution de la résistance R_5 provoque une augmentation de la tension en B qui est transmise au commutateur S_2 via R_6 et D_6 .

Le commutateur S_2 (une bascule électronique par exemple) laisse passer le courant à travers le relais AR qui en collant déclenche l'alarme. A partir de ce relais toutes les combinaisons sont possibles, surtout si AR commande d'autres relais : allumage d'un voyant, mise en route d'une sonnette ou d'une sirène, fermeture de portes, appel au commissariat de police, etc.

Si B revient à un potentiel nul le commutateur S_2 ne revient pas à l'état initial car les diodes D_6 et D_7 bloquent le « retour » de l'information.

Une simple pression sur le bouton AS suffit à ramener S_2 à l'état de repos. L'alarme est coupée.

La figure 8 représente une installation complète.

La centrale et certains boutons (caisse, coffres, etc.) forment un réseau en service 24 heures sur 24.

Bibliographie :

La centrale d'alarme ci-dessus a été décrite dans FUNK-TECHNIK, n° 1, 1971.

Des détecteurs et capteurs divers ont été décrits à plusieurs reprises, dont les suivants parmi les plus récents :

Détecteurs photoélectriques

HAUT-PARLEUR, n° 1152 (février 1968), 1211 (mai 1969), 1278 (octobre 1970).

Capteurs de bruit

HAUT-PARLEUR, n° 1313 (juin 1971).
RADIO-PLANS, n° 284 (juillet 1971).

Barrière à ultrasons

HAUT-PARLEUR, n° 1234 (novembre 1969).

Détecteur de pression

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE, n° 1197 (février 1969).

Détecteur de température, humidité, son, etc.

LE HAUT-PARLEUR, n° 1290 (janvier 1971).

Détecteurs d'approche

RADIO TV PRATIQUE, n° 1213 (mai 1969), et 1272 (septembre 1970).
RADIO PLANS, n° 280 (mars 1971).

TABLEAU D'ÉQUIVALENCE DES CATHOSCOPIES

LES cathoscopes proposés en remplacement sont fabriqués par « Orega-Cifte » (marque « Mazda Belvu »), ils figurent au catalogue 1971.

La grande majorité des cas examinés émane de demandes de grossistes et de techniciens dépanneurs.

Les équivalences de tubes cathodiques pour télévision de la technique « twin panel » sont résolues par l'utilisation complémentaire d'une collerette intermédiaire spéciale en plastique noir. Cette collerette répond à un double but :

elle donne au cathoscope de remplacement, par la bordure noire qui l'entoure, l'apparence du « twin panel » elle permet aussi de combler l'espace entre l'ébénisterie et l'écran.

Lorsque dans la troisième colonne il est indiqué « écran dégagé », cela signifie que le cathoscope de remplacement est muni d'une autoprotection par frette alors que celui « à remplacer » comporte une autoprotection par coquille. De ce fait, l'autoprotection par frette, dégagée, n'apparaît pas et l'on court le risque d'un

« jour » entre l'ébénisterie et le cathoscope. Ce n'est d'ailleurs pas un inconvénient dans la plupart des cas.

Le coefficient de transmission qui n'était pas indiqué dans les anciens modèles est un paramètre qui exprime le pourcentage de lumière transmise par la dalle de l'écran au téléspectateur. En d'autres termes c'est une notion d'opacité de l'écran due à la teinte. A titre indicatif un écran clair a un coefficient de transmission situé aux environs de 75 %, tandis qu'un

écran teinté, donc à fort contraste, est placé vers 40 %.

A. LEFUMEUX.

NOTE :

- Terminaison d'une référence de cathoscope :

W signifie « noir et blanc »,

X signifie « couleur ».

— La longueur d'un cathoscope s'entend depuis la face avant maximale de l'écran jusqu'à l'extrémité du col.

Type à remplacer	Cathoscope Orega-Cifte de remplacement	Modifications ou observations (dans le cas de remplacement direct, il n'y a rien d'indiqué dans cette colonne)	Type à remplacer	Cathoscope Orega-Cifte de remplacement	Modifications ou observations (dans le cas de remplacement direct, il n'y a rien d'indiqué dans cette colonne)
A 25 P22	A 63-161 X	Ecran dégagé, coefficient de transmission, 52 % au lieu de 41 %.	AW 59-91	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.
A 28-13 W	A 28-14 W	Ecran dégagé.	C 25 P 22	A 63-161 X	Ecran dégagé.
A 31-120 W	A 31-270 W		CME 1905	A 47-26 W	Coefficient de transmission : 50 %.
A 44-12 W	A 44-14 W		CME 1908	A 47-14 W	
A 44-13 W	A 44-14 W		CME 2302	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.
A 44-120 W	A 44-14 W		CME 2303	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.
A 47-11 W	A 47-26 W	Coefficient de transmission : 50 %.	CME 2305	A 59-26 W	Ecran dégagé.
A 47-17 W	A 47-26 W	Coefficient de transmission : 50 %.	CME 2308	23 DF P4-2	
A 47-91 W	A 47-14 W	Coefficient de transmission : 50 % au lieu de 76 %.	CME 2313	A 59-26 W	
A 49-11 X	A 49-220 X	Ecran dégagé, coefficient de transmission : 43,5 % au lieu de 55 %.	CME 2501	25 M P4	Vf 6,3 V au lieu de 12,6 V.
A 49 17 X	A 49-220 X	Ecran dégagé, coefficient de transmission : 43,5 % au lieu de 52 %.	CRM 172	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A
A 50-12 W	A 50-130 W		CTA 1950	A 49-220 X	Ecran dégagé.
A 50-13 W	A 50-130 W	Pattes de fixation plus près de l'écran.	CTA 2550	A 63-161 X	Voir si châssis et ébénisterie peuvent recevoir un cathoscope de 43 cm de diagonale.
A 50-120 W	A 50-130 W		MW 36-24	MW 43-22	
A 51-10 W	A 50-130 W	Ecran dégagé.	MW 43-24	MW 43-22	
A 55-20 X	A 55-14 X	Ecran dégagé.	MW 43-43	MW 43-22	
A 59-11 W	A 59-26 W	Ecran dégagé.	MW 53-20	MW 53-22	
A 59-12 W	A 59-26 W	Ecran dégagé.	RT 59 H4-A	A 59-26 W	
A 59-14 W	A 59-26 W	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette spéciale intermédiaire.	RT 65-44	25 M P4	Prévoir l'alimentation de A1 à partir de la tension récupérée.
A 59-15 W	23 DF P4-2		VK 432	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,65 A. Prévoir l'alimentation de A1 à partir de la tension récupérée. Il n'y a pas à alimenter la broche 7. Si elle existe.
A 59-16 W	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette spéciale intermédiaire.	VK 541	MW 53-22	Type auto-protégé, écran dégagé.
A 59-18 W	23 HE P4	Coefficient de transmission : 42 %.	5 A 28 W	A 28-14 W	Type auto-protégé, écran dégagé.
A 59-22 W	A 59-26 W	Ecran dégagé.	17 AT P4	AW 43-80	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 59-23 W	A 59-26 W		17 AV P4-A	AW 43-80	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 59-94 W	23 DF P4-2		17 B P4-A	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 61-120 W	A 61-130 W		17 B P4-B	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 61-120 W-2	A 61-130 W		17 BT P4	AW 43-80	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 63-11 X	A 63-161 X	Ecran dégagé.	17 C P4	MW 43-22	Cône en verre au lieu de métal.
A 63-14 X	A 63-161 X	Ecran dégagé.	17 DJ P4	AW 43-80	Type périmé, pas d'équivalence.
A 63-16 X	A 63-161 X	Ecran dégagé.	17 H P4-B		Type périmé, pas d'équivalence.
A 63-18 X	A 63-161 X	Ecran dégagé.	17 H P4-C		Remplacer sur le téléviseur le masque droit par un masque galbé. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
A 63-120 X	A 63-161 X	Ecran dégagé.	17 U 14-B	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus long de 8 mm.
A 65-11 X	25 M P4		19 AC P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 8 mm.
AW 47-91	A 47-14 W	Coefficient de transmission : 50 % au lieu de 76 %.	19 AH P4	A 47-14 W	
AW 53-80	21 AT P4	If 0,6 A au lieu de 0,3 A			
AW 53-89		Type périmé, pas d'équivalence.			
AW 59-90	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.			

Type à remplacer	Cathoscope Orega-Cifte de remplacement	Modifications ou observations (dans le cas de remplacement direct, il n'y a rien d'indiqué dans cette colonne)	Type à remplacer	Cathoscope Orega-Cifte de remplacement	Modifications ou observations (dans le cas de remplacement direct, il n'y a rien d'indiqué dans cette colonne)
19 AJ P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 BH P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 27 mm.
19 AL P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 B P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
19 AL P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 B P4-03	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
19 AN P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 22 mm.	23 BQ P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
19 AR P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 BR P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale.
19 AS P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A-L = 308 mm au lieu de 281 mm.	23 BS P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.
19 AT P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A - T.H.T. 16 kV au lieu de 20 kV.	23 BY 3CS	23 HE P4	Coefficient de transmission : 42 %.
19 AV P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,45 A.	23 CE P4	23 DF P4-2	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
19 AX P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,45 A. T.H.T. 16 kV au lieu de 20 kV.	23 CF P4	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.
19 AY P4	A 47-14 W	Coefficient de transmission : 50 %.	23 C P4	23 HE P4	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
19 BE P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 C P4-A	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale.
19 BH P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 8 mm.	23 DE P4	A 59-26 W	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale.
19 BL P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 DE P4-A	A 59-26 W	Ecran dégagé. Coefficient de transmission : 42 % au lieu de 53 %.
19 BS P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 DE P4-A	A 59-26 W	Ecran dégagé. Coefficient de transmission : 42 % au lieu de 53 %.
19 BV P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 DH P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale.
19 BW P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	23 EV P4	A 59-26 W	Ecran dégagé. Coefficient de transmission : 42 % au lieu de 53 %.
19 BY 3-CS	A 47-26 W	Coefficient de transmission : 50 %.	23 EV P4-B	A 59-26 W	Ecran dégagé.
19 CA P4	A 47-14 W	Plus court de 15 mm.	23 EX P4	23 HE P4	Coefficient de transmission : 42 % au lieu de 53 %.
19 CT P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 10 mm.	23 EX P4-B	23 HE P4	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus long de 9 mm.
19 X P4	A 47-14 W	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 5 mm.	23 F P4	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 76 % (clair).
21 AC P4	21 AT P4	Concentration statique au lieu de magnétique.	23 GL P4	23 GL P4-C	Coefficient de transmission : 76 % (clair).
21 AL P4	21 AT P4	Changement de support à cause d'une connexion supplémentaire.	23 GL P4-A	23 GL P4-C	Coefficient de transmission : 76 % (clair).
21 AM P4	21 AT P4	Plus long de 50 mm.	23 GL P4-F	23 GL P4-C	Coefficient de transmission : 76 % (clair).
21 CB P4	21 AT P4	If 0,6 A au lieu de 0,3 A.	23 HD P4	A 59-26 W	Ecran dégagé.
21 CL P4	21 AT P4	If 0,6 A au lieu de 0,3 A. Plus long de 50 mm.	23 JC P4	A 59-26 W	Ecran dégagé.
21 DJ P4	21 AT P4	If 0,6 A au lieu de 0,3 A. Plus long de 50 mm.	23 K P4	23 DF P4-2	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
21 DV P4	21 AT P4	If 0,6 A au lieu de 0,3 A. Plus long de 50 mm.	23 M P4	23 DF P4-2	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.
21 E P4-A	MW 53-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Remplacer sur le téléviseur le masque droit par un masque galbé.	23 N P4	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %. If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 24 mm.
21 E P4-B	MW 53-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Remplacer sur le téléviseur, le masque droit par un masque galbé.	23 S P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.
21 EZ P4		Type périmé, pas d'équivalence.	25 BP 1	25 M P4	
21 FC P4		Type périmé, pas d'équivalence.	25 BY 3-CS	25 M P4	
21 Z P4-B	MW 53-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Il n'y a pas à alimenter la broche 7 si elle existe.	25 UP 22	A 63-161 X	Ecran dégagé.
23 AL P4	23 DF P4-2	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.	36 MG 4	MW 43-22	Voir si châssis et ébénisterie peuvent recevoir un cathoscope de 43 cm au lieu de 36 cm. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
23 AM P4	23 DF P4-2	Plus court de 10 mm.	43 MG 4	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
23 AQ P4	23 DF P4-2	Plus court de 10 mm.	43 MH 4	MW 43-22	Remplacer sur le téléviseur le masque droit par un masque galbé. If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
23 AV P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 27 mm.	43 MK 4	MW 43-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A.
23 AR P4	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %. If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 24 mm.	54 MS 4	MW 53-22	If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Il n'y a pas à alimenter la broche 7 si elle existe.
23 AX P4	23 DF P4-2	Coefficient de transmission : 42 %.			
23 AY P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.			
23 BA P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.			
23 BE P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. Plus court de 27 mm.			
23 BG P4	23 HE P4	Remplacement possible sous réserve d'utiliser la collerette intermédiaire spéciale. If 0,3 A au lieu de 0,6 A. Plus court de 27 mm.			

ERREURS DE MESURES DUES A LA FORME DE LA TENSION

Le voltmètre est un instrument de mesure de base dans un laboratoire, pour pouvoir faire confiance à la précision des lectures qu'il va permettre d'effectuer, il faut qu'il soit employé dans les conditions de travail pour lesquelles il a été conçu et étalonné.

Dans un appareil à cadre mobile classique pour mesures en continu le courant circulant dans la bobine engendre une réaction entre le champ magnétique produit par la bobine du cadre et le champ magnétique que fournit l'aimant fixe. C'est la valeur moyenne du courant qui produit la déviation. Cette propriété est illustrée par la figure 1 A, la tension est mesurée avec un tel voltmètre. Le cadre va se mouvoir dans un sens pour l'alternance positive et dans l'autre pour l'alternance négative. Si les amplitudes des crêtes sont semblables, les elongations sont égales. Tout ceci n'est contrôlable visuellement qu'à condition que l'inertie de l'équipage mobile soit négligeable et que la fréquence soit inférieure à un cycle par seconde. La moyenne des deux déplacements est naturellement nulle. L'aiguille va rester immobile pour les fré-

quences usuelles les plus basses. La lecture du cadran est la moyenne des courants circulant dans le cadre durant un court instant.

VALEUR MOYENNE VALEUR EFFICACE

Que signifie au juste valeur moyenne? Le courant dans un tube ou dans un transistor pour varier avec le niveau instantané du signal, mais son action est souvent déterminée par les valeurs moyennes. D'un autre côté les composants passifs et les tubes ou les transistors sont choisis sur des bases d'effets thermiques dus aux courants qui les parcourent; là, c'est l'action de la valeur efficace qui est en jeu.

Dans le cas de la figure 1, il s'agit d'une tension continue, les valeurs moyenne, efficace et de crête sont semblables. Un appareil pour mesures en continu avec précision peut seulement donner des valeurs exactes pour ces deux tensions quand il obéit aux effets thermiques engendrés (Voltmètres à thermocouple). Pour la figure 1 A où un voltmètre continu n'indique rien, la valeur efficace est pourtant la même que dans le cas de la figure 1 B. En 1 E cette tension de forme triangulaire pourrait être la partie supérieure d'une dent de scie pour laquelle la tension de crête à considérer n'est pas la tension crête à crête. Avant d'aller plus loin il est nécessaire de comprendre comment sont calculées les valeurs moyennes et efficaces pour différentes formes de tensions (ou de courants). Nous pourrions ainsi mieux apprécier les résultats qui sont attendus en faisant des mesures sur des impulsions avec des appareils conventionnels.

En premier lieu, dans nos calculs nous allons diviser un cycle en un nombre égal d'intervalles de temps, par exemple en huit parties, et noter les amplitudes pour chacun de ces intervalles.

Le sens de circulation du courant n'a pas d'action sur le développement de chaleur mais l'alternance positive et l'alternance négative échauffent une résistance de la même quantité. Noter au passage que le courant dont la forme est montrée figure 1 G aura le même effet que celui qui se rapporte à la figure 1 A. En d'autres termes, la polarité n'a pas d'influence dans les calculs concernant les valeurs efficaces, mais elle en a pour ceux qui traitent des valeurs moyennes.

En second lieu, nous calculerons la valeur moyenne en additionnant toutes les amplitudes et en divisant la somme trouvée par le nombre d'intervalles. Le tableau 1 fournit les indications pour quatre des formes indiquées figure 1. Les autres sont à traiter de la même façon.

A titre d'exemple, indiquons le calcul pour la figure 1 D. La somme des amplitudes est 400 V, en divisant par 8 on arrive à la valeur moyenne de 50 V. Pour la figure 1 A nous trouverions zéro.

Nous allons maintenant calculer la valeur efficace. La quantité de chaleur produite par un courant est directement proportionnelle au carré du courant ($P = RI^2$) ou de la tension ($P = E^2/R$). L'expression valeur efficace correspond à la racine carrée de la moyenne des carrés des amplitudes. Le courant efficace est celui dont le carré est la moyenne de tous les effets produisant de la chaleur.

Calculons ce qui se passe pour la figure 1 D (voir le tableau). La somme des carrés des valeurs est 40 000, en divisant par 8 on trouve la valeur moyenne des carrés : 5 000. La racine carrée de 5 000 est 70,7; c'est la valeur moyenne d'un courant dont la valeur de crête est 100.

Dans le cas de la figure 14, nous trouverions que la valeur efficace est égale à la valeur de crête et la valeur moyenne à zéro. Il est simple de s'expliquer ces faits si nous imaginons une tension alternative comme celle qui apparaît à la sortie d'un redresseur bialternance comme figure 1 G, comparable à celle de la figure 1 A. Ceci est bien en concordance avec ce qui a été dit au sujet de la direction du courant. Les calculs sont basés sur cette tension redressée.

Pour 1 H, nous pouvons tracer une ligne droite représentant un courant parfaitement continu lequel correspond à la valeur de crête et à celles efficace et moyenne.

Revenons à notre voltmètre pour continu et voyons ce qui se passe quand on mesure des impulsions de tension continue. Sur la figure 1 D on a voulu représenter la tension plaque d'un tube; la tension moyenne de 50 V peut être utilisée pour la détermination du gain de l'étage ou pour le calcul de la dissipation thermique dans le tube. On a besoin de la valeur efficace de 70,7 V pour calculer la puissance qui va être dissipée dans l'anode. La valeur de crête de 100 V donne une indication pour le choix du tube ou du transistor ou encore d'un condensateur. Le voltmètre va faire connaître seulement la valeur moyenne 50 V (noter qu'il peut s'agir aussi

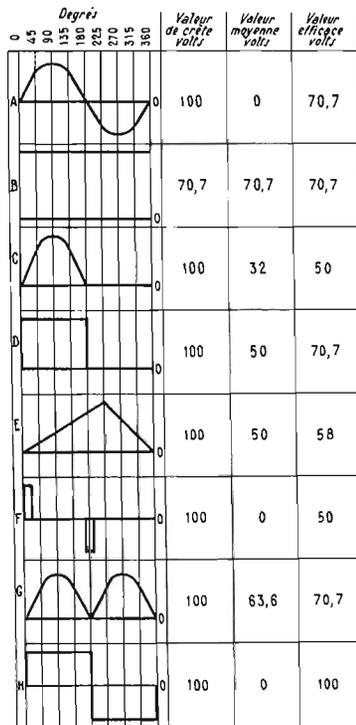


Fig. 1

TABLEAU 1

Intervalles (degrés)	Figure 1 A		Figure 1 C		Figure 1 D		Figure 1 H	
	amplitudes	leurs carrés						
0	0	0	0	0	+ 100	10 000	+ 100	10 000
45	+ 70,7	4 999	+ 70,7	4 999	+ 100	10 000	+ 100	10 000
90	+ 100	10 000	+ 100	10 000	+ 100	10 000	+ 100	10 000
135	+ 70,7	4 999	+ 70,7	4 999	+ 100	10 000	+ 100	10 000
180	0	0	0	0	0	0	- 100	10 000
225	- 70,7	4 999	0	0	100	0	- 100	10 000
270	- 100	10 000	0	0	0	0	- 100	10 000
315	- 70,7	4 999	0	0	0	0	- 100	10 000

de 10 V ; 7,07 V et 5 V, la proportion est basée sur 100 dont on prend 70,7 % ou 50 %). En pratique on emploie des marges de sécurité importantes pour le choix des composants, de sorte que la précision n'a pas besoin d'être rigoureuse. On aura ainsi tout de même quelques informations sur les lectures faites sur un voltmètre continu. D'autres effets peuvent rendre erronées les valeurs moyennes mesurées.

La tension en forme de carré de la figure 1 D est formée par la somme d'une grande quantité d'harmoniques. Il est possible que du fait de la disparition de plusieurs harmoniques due aux capacités indésirables dans le circuit, la forme passe à un oscillogramme tel que 1 C. Supposons que la valeur de crête demeure alors la même que celle du signal carré (ce qui est peu probable), alors la valeur moyenne sera 32 V et la valeur efficace 50 V (calculs faits à partir du tableau). Notre voltmètre donne une valeur trop basse. C'est un cas extrême qui ne doit pas être considéré comme un exemple pratique.

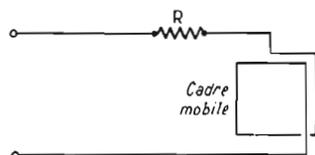


Fig. 2

Il existe encore d'autres causes d'erreurs dans l'emploi du voltmètre pour la mesure de tensions continues impulsives. La figure 2 montre le circuit électrique d'un voltmètre continu; R est la résistance série pour l'adaptation à la valeur présumée de la tension à mesurer, L est le coefficient d'auto-induction du cadre (valeur petite). Un tel circuit va amener une action de différentiation. La forme de la tension aux bornes du cadre peut prendre l'aspect montré figure 1 F si l'on applique aux bornes de l'appareil un signal de forme carrée. Il est facile de voir que les valeurs moyenne et efficace peuvent être très différentes.

Les erreurs notées ci-dessus peuvent être évitées si l'on emploie un voltmètre électronique fait pour les mesures des tensions de crête.

De l'examen de la figure 1 il ressort que, sans considérer la forme du signal, la même valeur de tension de crête peut être lue pour C, D et E. Malheureusement on peut être tenté d'utiliser

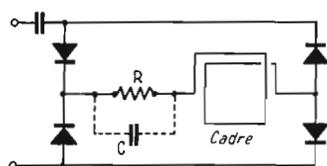


Fig. 3

la forme 1 B où la valeur de crête est aussi la valeur moyenne et la valeur efficace; ceci n'est pas exact dans les cas C, D et E. Cependant le voltmètre à tube peut indiquer une valeur plus élevée que la vraie valeur moyenne ou que la valeur efficace d'une tension de forme spéciale.

PROBLEMES SPECIAUX POUR LA MESURE DES TENSIONS ET COURANTS ALTERNATIFS

Dans le cas des mesures sur alternatif, des complications apparaissent. La figure 3 représente le pont redresseur d'un appareil pour courant alternatif. L'oscillogramme de la figure 1 A se transforme en celui qui est montré figure 1 G; la tension de cette forme est appliquée au même circuit de base du voltmètre continu examiné ci-dessus. Il s'agit d'une tension sinusoïdale exempte d'harmoniques, on peut donc espérer une lecture exacte. La valeur moyenne dans ce cas est 63,6 V. Le voltmètre étant essentiellement un appareil pour continu doit donner une déviation correspondant à cette tension. Mais ce qui nous intéresse ce sont les valeurs efficaces dans des applications mettant en jeu des courants alternatifs et une tension sinusoïdale a une valeur efficace de 70,7 V. On constate que la valeur lue est trop faible (100 V étant toujours pris pour le raisonnement).

Il existe deux moyens de corriger cette erreur. Le premier consiste à utiliser deux échelles de lecture: l'une pour l'alternatif, l'autre pour le continu; l'échelle pour alternatif va porter des valeurs plus fortes pour une même déviation de l'aiguille. Les mêmes résistances série sont, dans ce cas, utilisées en continu et en alternatif. Le second moyen est d'employer des résistances série plus petites pour les gammes de mesures en alternatif; ce procédé permet d'utiliser la même échelle de lecture en continu et un alternatif.

Dans certains voltmètres on trouve en effet une série complète de résistances pour la partie alternative. Certains fabricants placent un condensateur en parallèle sur les résistances comme le montre la partie en pointillé de la figure 3; le condensateur n'a pas d'effet en continu mais il facilite le passage d'un courant supplémentaire en alternatif. On peut penser que ce procédé va restreindre le plage de fréquence dans laquelle la précision est bonne parce que $\omega = 2\pi f$ intervient et l'on a en série avec le cadre une impédance telle que :

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}}$$

Maintenant nous allons montrer l'effet de ces formes diverses

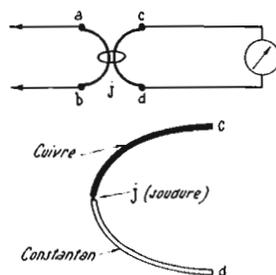


Fig. 4

de tensions sur les voltmètres pour alternatif. Puisque des redresseurs sont employés dans tous les appareils à cadre mobile prévus pour fonctionner en alternatif, nous allons parler seulement de tensions impulsives continues. Rappelons ici que dans un redressement type bialternance, l'impulsion continue a la même valeur moyenne et la même valeur efficace que le signal alternatif; c'est pour cette raison que dans les voltmètres on n'utilise jamais un redressement mono-alternance; si cela était il faudrait ajouter une correction spéciale. Autrement, comme on le voit figures 1 C et 1 G la lecture serait en retard. Dans le cas 1 C le rapport entre la valeur efficace et la valeur moyenne est 1,24; pour 1 D il est 1,4; et pour 1 E; 1,16. On voit apparaître là, la notion de facteur de forme.

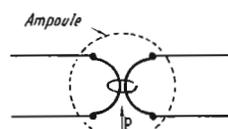


Fig. 5

Il est important pour nous de savoir que l'étalonnage pour les valeurs efficaces, qu'il soit exécuté avec pour base l'emploi d'une autre échelle ou d'autres résistances, n'est pas correct pour toutes les formes de tension.

La valeur efficace est égale à la valeur moyenne lue multipliée par le facteur de forme. Pour la tension sinusoïdale 1 A, l'appareil indiquera : $1,11 \times 63,6 = 70,7$ V.

Pour un signal carré comme 1 D, avec une valeur moyenne de 63,6 V, la lecture sur l'appareil

sera : $1,4 \times 63,6 = 89,04$ V. Pourtant l'appareil est étalonné en partant du facteur de forme d'une tension sinusoïdale; c'est pourquoi nous allons lire 70,7 V au lieu de 89,04 pour un signal carré.

Quand on emploie le procédé du condensateur en parallèle sur la résistance série, on introduit une erreur additionnelle due à l'effet de la capacité sur la forme du signal, appauvrissement de la transmission sur les fréquences basses d'où détérioration de la forme du signal. D'autre part, pour des harmoniques de rang élevé il est possible qu'intervienne une résonance propre à L et C en série (Fig. 3). Naturellement la capacité en parallèle favorise le passage du courant de fréquence élevée; il est vrai aussi que pour de telles fréquences en général les redresseurs employés deviennent inutilisables. Il ressort de tout ceci que la connaissance du facteur de forme d'une tension (ou d'un courant) n'est pas une information suffisante pour corriger la lecture obtenue avec de tels instruments.

Une solution consiste en l'emploi d'un voltmètre électronique mais, de nouveau, l'étalonnage introduit des erreurs. Beaucoup de ces voltmètres travaillent sur la crête de la tension; il faut faire la conversion en valeur efficace pour l'emploi correct. En d'autres termes, la déviation de l'aiguille doit aussi être réduite en augmentant la valeur de la résistance série ou bien la graduation doit porter des valeurs plus faibles puisque la lecture est trop forte. Pour des tensions sinusoïdales le rapport entre la valeur de crête et la valeur efficace est 1,41. Comparons ceci avec 2 pour la figure 1 C; 1,41 encore pour 1 D et 1,72 pour 1 E (1/0,58), le résultat est correct pour le signal carré mais trop faible pour les deux autres. Le voltmètre électronique introduit les mêmes erreurs. En plus, pour des signaux dont les demi-alternances ne sont pas égales, on peut avoir des lectures différentes selon le sens de branchement de l'appareil. Il faut encore penser à une mauvaise mise à la masse de l'instrument. Beaucoup de ces per-

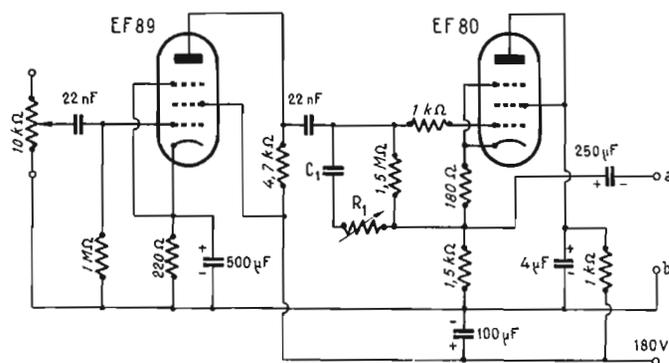


Fig. 6

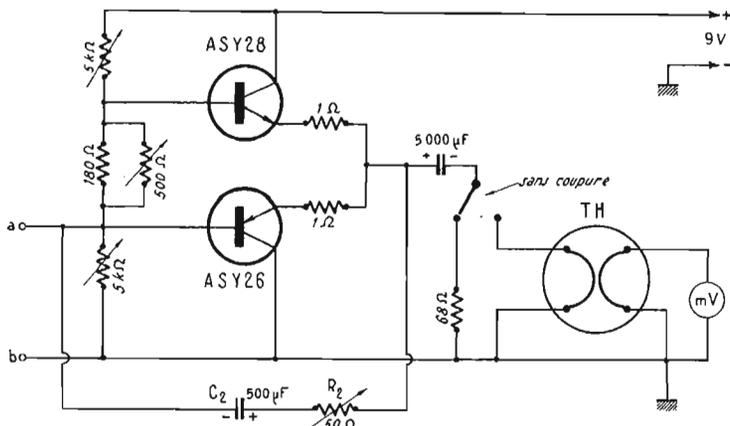


Fig. 7

turbations seront évitées par l'emploi d'une sonde.

Tout ceci peut effrayer le technicien qui aura à faire des mesures dans les circuits de bases de temps de récepteurs de télévision ; nous pensons que ces informations sont utiles pour des comparaisons rapides sur des équipements avec lesquels le technicien est familiarisé ou pour déterminer l'existence d'impulsions (1).

On pourrait conclure en disant que, lorsque l'on n'est pas certain que l'appareil de mesure utilisé n'a pas été étalonné sur une forme de tension identique à celle que l'on veut mesurer dans un circuit, il

faut réfléchir avant de consigner le résultat trouvé. L'interprétation sera avantagieusement faite à l'aide d'un oscilloscope dans tous les cas où il y a doute sur la concordance entre la forme du signal et les possibilités de l'appareil ; ceci est particulièrement vrai en télévision.

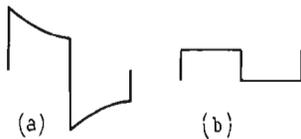


Fig. 8

EXPÉRIENCES

Il est toujours bon de faire quelques manipulations dans le but de bien fixer les idées et pour mieux retenir.

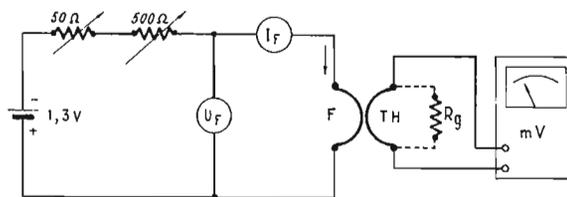


Fig. 9

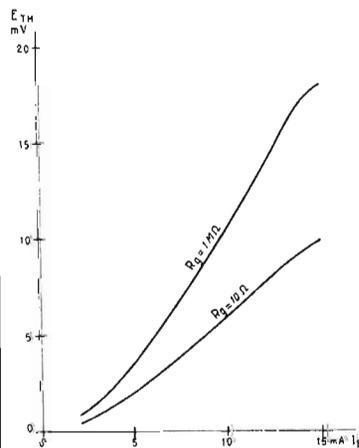


Fig. 10

(1) D'après Irving Dluglatch (Radio Electronics).

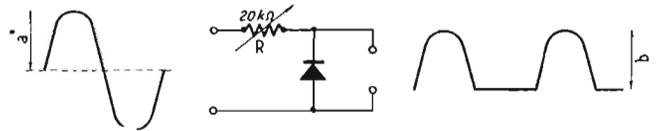


Fig. 11

La plus simple et qui ne nécessite aucun appareillage spécial est de faire une manipulation sur une tension sinusoïdale. On peut employer, pour engendrer cette tension, soit un générateur basse fréquence, soit la tension 6,3 V prise sur le chauffage d'un appareil à tubes. Nous avons opéré avec un générateur basse fréquence et réglé la tension de manière à couvrir les 5 cm du graticule de notre oscilloscope dont l'atténuation était réglée sur 2 V/cm crête à crête. Valeur donc de cette tension : 10 V c.c. ; un contrôleur précis va indiquer $10/2\sqrt{2} = 3,54$ V efficaces.

On peut relever sur l'écran le tracé de l'oscillogramme montrant cette tension sinusoïdale ou dessiner cette courbe classique sachant que les sommets se trouvent à + et à - 5 V par rapport à l'axe.

Graduons cet axe en degrés en faisant un repère à : 0 ; 30 ; 45 ; 60 ; 90 ; 120 ; 135 ; 150 et 180 degrés.

On peut trouver dans des tables la valeur des quelques sinus dont nous allons avoir besoin, les voici : $\sin 30^\circ = 0,5$; $\sin 45^\circ = 0,707$; $\sin 60^\circ = 0,866$; $\sin 90^\circ = 1$. Connaissant l'amplitude maximale égale à 5 V il est facile de calculer les amplitudes correspondant à 30, 45, 60 et 90 degrés ; soit respectivement :

Pour la période suivante qui va être au-dessous de l'axe on transporte symétriquement les mêmes ordonnées et l'on aura le 5 V au repère 180°.

On passe à l'encre l'axe horizontal et le tracé de la période, on efface les ordonnées et les repères. On divise en 8 parties égales l'axe horizontal, on désigne par 1, 2, 3... ces nouveaux repères équidistants permettant de dresser le tableau suivant qui porte les valeurs des tensions correspondant à 1, 2, 3, etc., puis les valeurs de ces tensions élevées au carré (penser que $-5 \times -5 = +25$).

n°	U	U ²
0	0	0
1	+ 3,4	+ 11,56
2	+ 5	+ 25
3	3,4	+ 11,56
4	0	0
5	- 3,4	+ 11,56
6	- 5	+ 25
7	- 3,4	+ 11,56
8	0	0

La valeur moyenne est égale à la somme des tensions U correspondant aux repères, soit : $11,8 - 11,8 = 0$.

La valeur efficace est égale à la somme des carrés U² des tensions, somme que l'on divise ici par 8, ce qui donne respectivement 106 et 13,2 ; on extrait la racine carrée de 13,2, soit 3,64 V. On a mesuré 3,54 V. Le voltmètre est probablement exact et ce qui ne l'est pas tout à fait ce sont les hauteurs évaluées sur le graphique et ajoutons à ceci une petite erreur possible dans l'étalonnage. On procédera de la même manière pour des tensions de formes diverses se

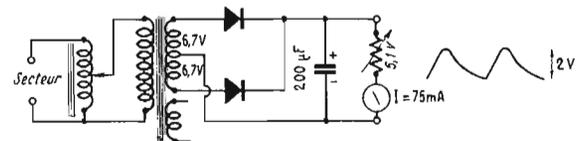


Fig. 12

$5 \times 0,5 = 2,5$ V ; $5 \times 0,707 = 3,53$ V ; $5 \times 0,866 = 4,33$ V et 5 V qui correspond à 90°, le sommet, la valeur de crête.

De chaque repère en degré fait sur l'axe on élève une perpendiculaire dont la hauteur correspond au nombre de volts le concernant ; joignant ces points on a tracé 1/4 de la période complète. On reporte les mêmes hauteurs à des distances égales de l'autre côté de la verticale 5 V ; en joignant ces points on finit de tracer la demi-période.

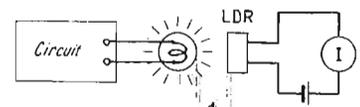


Fig. 13

dessinant sur l'écran de l'oscilloscope.

Dans le prochain numéro, nous verrons comment on peut mesurer la valeur efficace d'une tension de forme quelconque.

M. COR.
(A suivre.)

TÉLÉVISEURS

2^e main / 2 CHAINES

APTES A LA RÉCEPTION
DE LA 3^e CHAÎNE
(prévue pour fin 1971)

TOUTES MARQUES
A partir de 250 F

Garantie totale

TUBES CATHODIQUES
T.V.

41 cm...110°	90 F
44 cm...110°	85 F
49 cm...110°	90 F
54 cm...110°	80 F
59 cm...110° Ceinture métal.	90 F
59 cm...110°	90 F
61 cm...110°	130 F
65 cm...110°	110 F

M. MAURICE

Nouvelle ADRESSE

18, rue Le Bua
Tél. : 366-26-19
PARIS-20^e

Ouvert de 10 à 12 h et
de 16 à 19 h 30

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN MODULE HI-FI STÉRÉOPHONIQUE AMPLI/PRÉAMPLIFICATEUR: L'ALIMENTATION STABILISÉE

(Suite, voir n° 1 330)

DANS le numéro de novembre, nous avons abordé l'étude d'un module ampli-préamplificateur avec filtres actifs passe-haut et passe-bas. Nous proposons maintenant une alimentation stabilisée à disjonction électronique, pouvant alimenter ces modules, celle-ci délivrant deux tensions symétriques $\pm U$ ajustables au besoin de l'utilisateur en fonction de la version qu'il a choisie.

L'ALIMENTATION STABILISÉE A FILTRAGE ÉLECTRONIQUE

A notre époque où le transistor est le composant le plus fiable (et le moins onéreux) nous avons voulu supprimer ce ou ces condensateurs chimiques de filtrage de tête, plus ou moins efficaces suivant leur qualité et leur durée de vie, par un filtrage électronique.

Celui-ci se compose d'un transistor de puissance et de deux chimiques de faible capacité (voir schéma n° 14).

Les résultats sont excellents, en effet si l'on branche la sonde d'un oscilloscope sur le collecteur de Q_{14} , on observe une onde en dents de scie qui est la résiduelle alternative d'un redressement double alternance et qui module la tension continue.

En déplaçant la sonde pour observer le signal sur l'émetteur de Q_{14} , on constate que la tension continue est absolument vierge de toute ondulation parasite et que sa valeur est légèrement inférieure à la tension continue présente sur le collecteur.

Pour obtenir un filtrage aussi énergique avec le procédé classique du condensateur de tête, l'expérience a prouvé que sa capacité devait atteindre 10 000 μF , condensateur chimique introuvable dans le domaine du « grand public » et particulièrement onéreux dans le domaine industriel.

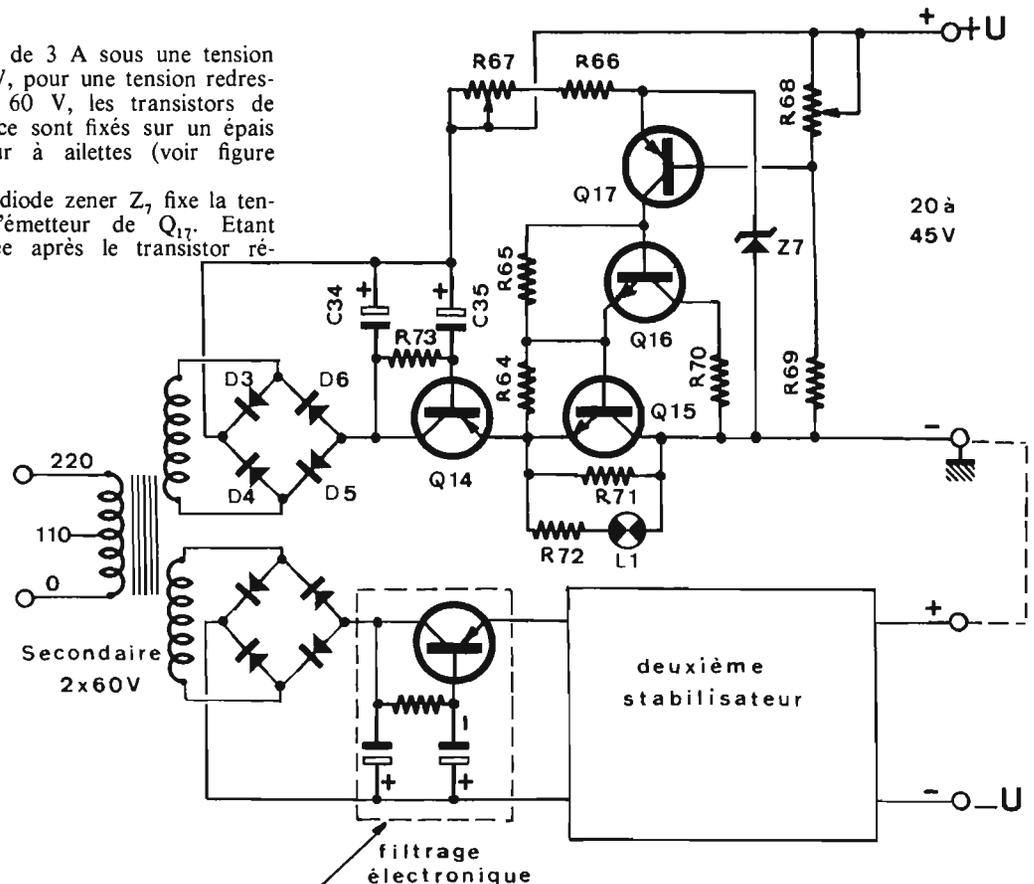
L'alimentation que nous avons adoptée est conçue pour fonctionner simultanément en limiteur d'intensité et de tension.

Le module alimentation est en fait constitué de 2 alimentations protégées identiques afin d'obtenir les 2 tensions symétriques $\pm U$ nécessaires au module ampli/préamplificateur.

Il est capable de délivrer un

courant de 3 A sous une tension de 45 V, pour une tension redressée de 60 V, les transistors de puissance sont fixés sur un épais radiateur à ailettes (voir figure n° 17).

Une diode zener Z_7 fixe la tension d'émetteur de Q_{17} . Etant branchée après le transistor ré-



Double Alimentation Stabilisée — fig n° 14

gulateur Q_{15} , on parvient ainsi à protéger le montage contre toute surcharge accidentelle.

En effet, lors d'une surcharge, le courant fourni augmentant considérablement, la tension aux bornes de la zener tombe à un certain moment au-dessous de sa valeur nominale, ce qui la bloque et entraîne l'annulation quasi totale et instantanée du courant débité.

Deux potentiomètres R_{67} et R_{68} règlent respectivement :

— Le débit maximal fourni par l'alimentation et au-dessus duquel celle-ci se bloque.

— La tension de sortie, ajustable de 20 à 45 V.

On remarque un tube au néon NE2 en série avec une résistance de 4,7 $k\Omega/R_{72}$ branchés entre émetteur et collecteur du transistor ballast Q_{15} . Le néon s'allume aussitôt que l'alimentation se bloque lors d'une surcharge, indiquant une anomalie dans le fonctionnement de l'ensemble.

En ce qui concerne la sécurité

de fonctionnement du limiteur d'intensité, on peut dire qu'il fonctionne à 100 %, ceci est vérifiable d'ailleurs en court-circuitant les bornes de sortie, cette manipulation se traduisant par une énorme étincelle. Une fois le court-circuit supprimé, l'alimentation se débloque automatiquement ce que signale le néon en s'éteignant.

REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME

L'étude d'une implantation est donnée à l'échelle 1 à la figure n° 15 comme pour le filtre actif, il s'agit d'un simple face qui ne présente aucune difficulté de réalisation pour un exemplaire.

La figure n° 16 donne l'implantation des éléments sur le circuit imprimé. Comme il s'agit d'une alimentation symétrique, nous avons deux ensembles identiques, ce qui nous a permis de repérer les composants à gauche par leur symbole, et d'inscrire en clair à droite leur valeur nominale.

Comme pour le module ampli/préamplificateur, cette carte est équipée d'un connecteur 35 points, permettant une liaison aisée avec les transistors de puissance (voir figure n° 17).

Les sorties stabilisées de l'alimentation (pour l'alimentation du module de puissance et du filtre actif) se font, pour la polarité positive, aux points 1 et 35 (+ U) et, pour la polarité négative, aux points 7 et 29 (- U).

Nota. — Ne pas oublier que nous avons deux circuits identiques et que pour disposer des deux tensions symétriques $\pm U$ nécessaires au module BF, il est indispensable de relier la polarité (+) de l'une des alimentations à la polarité (-) de l'autre. Ce point commun sera la ligne de masse (OV).

Les transistors $Q_{16}/2N1889$ seront montés avec de petits refroidisseurs, ceux-ci ayant tendance à tiédir lorsque l'on exige une puissance importante de l'amplificateur.

Les résistances R_{71} : 1 k Ω , 5 W seront soudées à environ 5 mm du support verre époxy ou bakélite afin d'éviter tout échauffement de la matière.

Pour l'alimentation de ce module, nous avons utilisé un transformateur ayant un secondaire de 2 x 52 V (2 enroulements séparés et non avec point milieu).

Un tel transformateur pouvant être difficile à se procurer, nous conseillons dans ce cas l'utilisation de 2 transformateurs indépendants de 52 V chacun, plutôt que le 2 x 52 V à point milieu.

Pour une question de présentation et de rigidité des transistors Q_{16} et Q_{17} , il est conseillé d'utiliser des petits supports en plastique pour boîtier T05.

CARACTERISTIQUES DE L'ALIMENTATION

- Alimentation stabilisée symétrique ajustable de 20 à 45 V.
- Débit : jusqu'à 3 A par alimentation.
- Protection contre les surcharges ou les court-circuits.
- Réarmement automatique.
- Indicateur de surcharge par néon.
- Filtrage électronique très efficace.
- Deux alimentations totalement indépendantes.

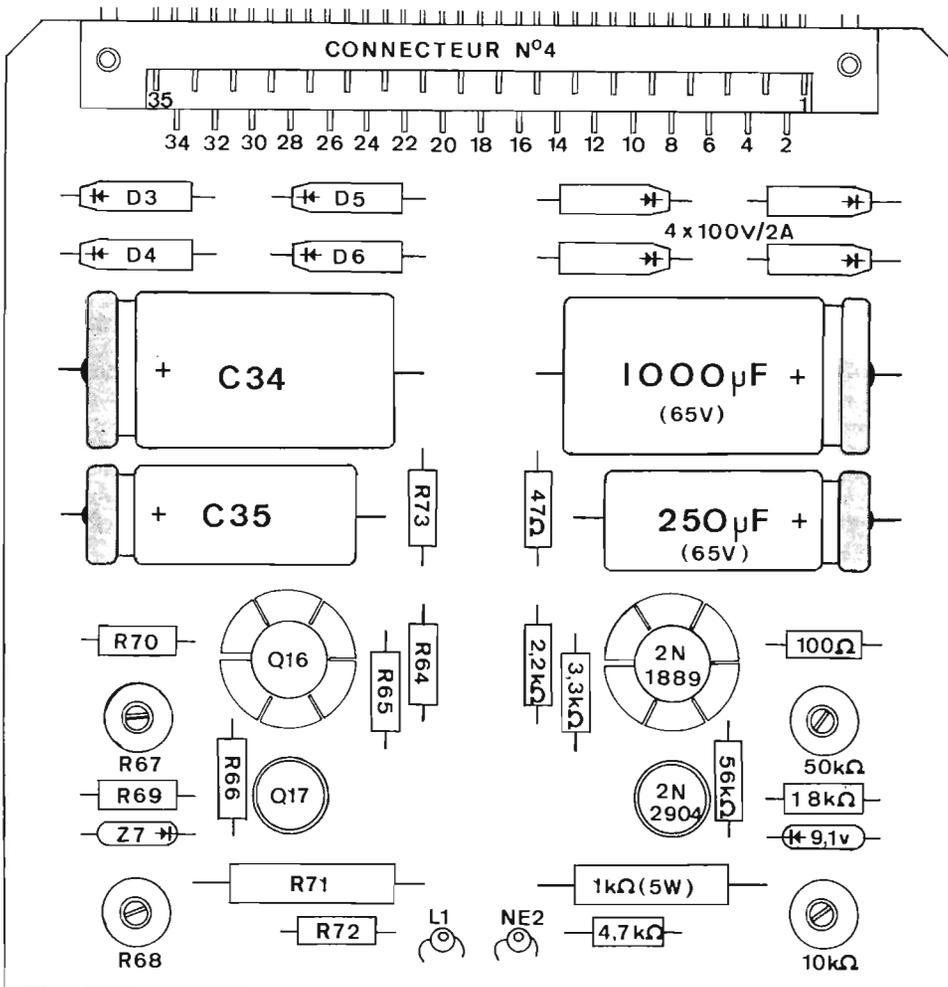
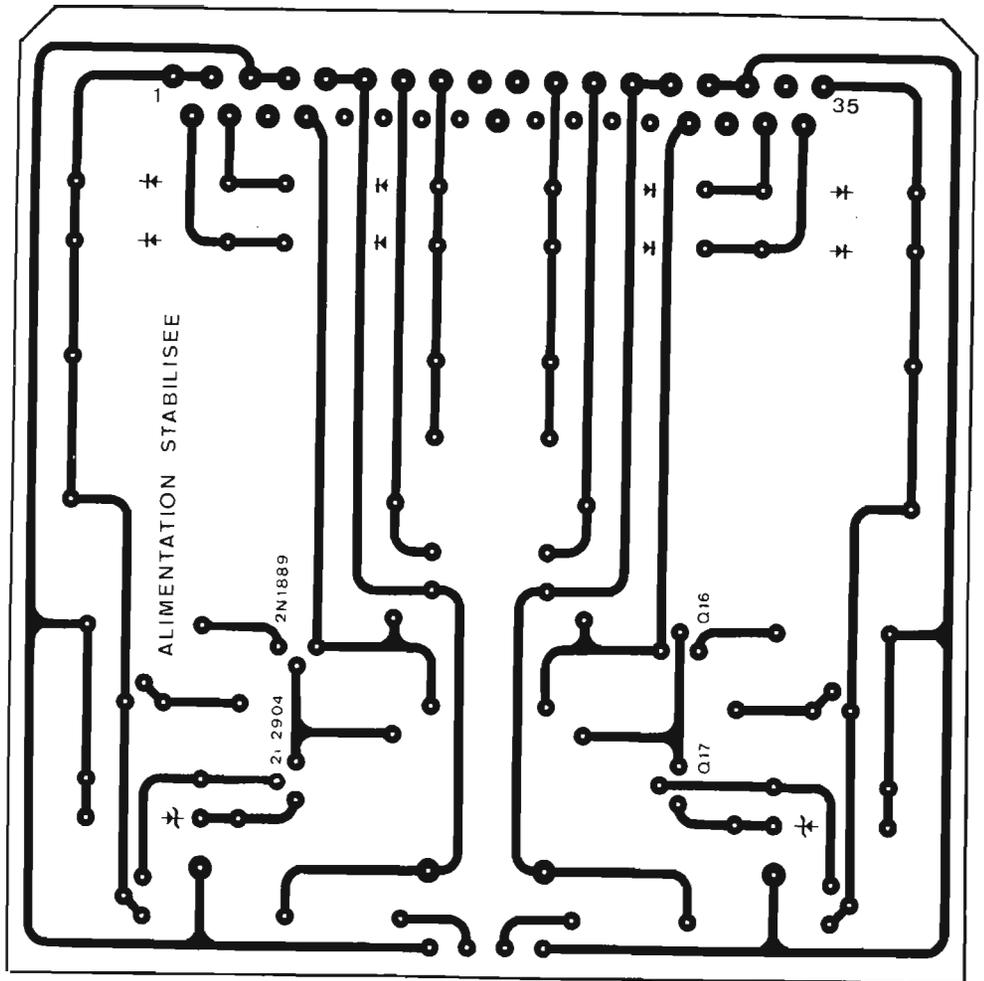
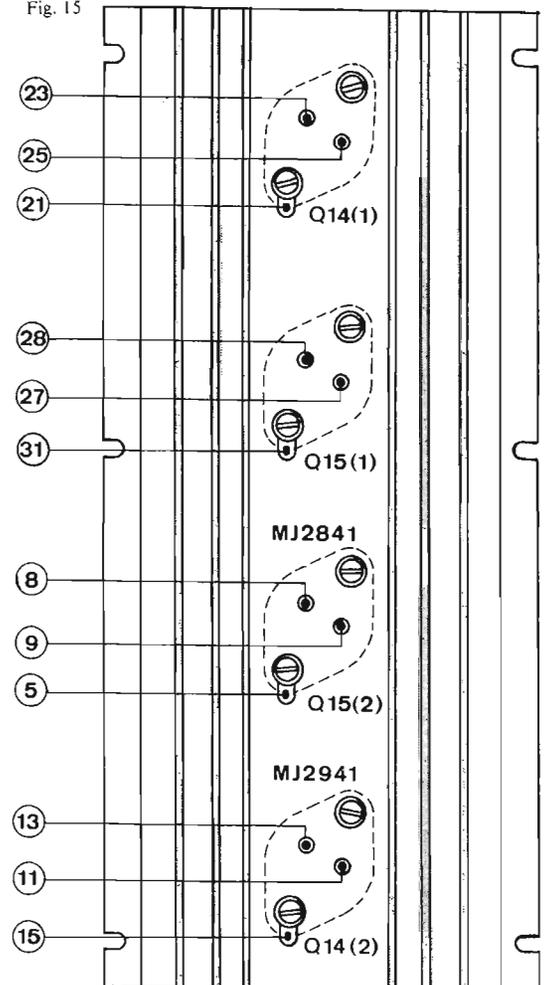


Fig. 15



ALIMENTATION DE LABORATOIRE

réglable de 0 à 40 V. 3 A

TOUT électronicien, de quelle catégorie qu'il soit, amateur ou professionnel, débutant ou chevronné, sait de la manière la plus absolue que l'alimentation est la pièce maîtresse d'un laboratoire d'électronique. Certes, le marché offre une gamme très étendue d'alimentations de types divers, allant de la plus modeste à la plus élaborée, mais la plus simple est souvent hors de portée du budget, ô combien limité, du jeune amateur.

Ainsi, et sans prétention particulière, mais avec le souci de pallier partiellement l'obstacle tout relatif qu'est le coût de l'appareil désiré, il semble intéressant de décrire une alimentation de laboratoire faite entièrement avec du matériel de récupération, pouvant être mise à la portée de toutes les bourses et par conséquent, pouvant séduire les amateurs, et qui mieux est, nantie de performances suffisantes pour entreprendre un très grand nombre de réalisations.

Les principales caractéristiques de cette alimentation, dont le schéma électrique de principe est donné à la figure 1, sont les suivantes :

- Tension utile de sortie : réglable de 0 à 40 V.
- Courant fourni : réglable jusqu'à 3 A.
- Sécurité : système de disjonction automatique quand le courant nominal, réglé au préalable, est dépassé.

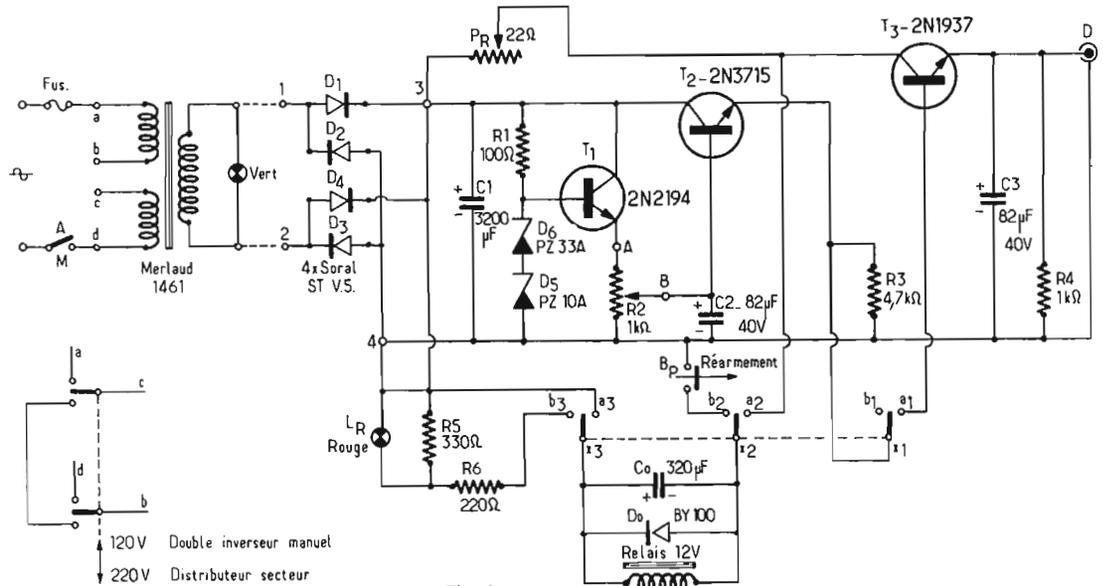


Fig. 1

EXAMEN DU SCHEMA

Comme le montre la figure 1, les composants utilisés sont typiquement conventionnels et leur acquisition n'offre aucune difficulté particulière. Observons aussi la simplicité de la réalisation proposée.

Le transformateur d'alimentation est un Merlaud du type 1461 délivrant 48 V sous 4 A. (Signalons que cet élément équipe l'excellent module BF des Ets Merlaud.)

Les diodes de redressement D_1 à D_4 sont des diodes Soral ST V 5,

pouvant d'ailleurs être remplacées par tout autre type équivalent.

Les diodes zener D_5 et D_6 respectivement PZ10A et PZ33A sont des Silec. On peut, si on le désire, les remplacer avantageusement par une seule diode du type PZ47A de la même série.

Les transistors, 2N2194, 2N3715, 2N1937, sont classiques et leur remplacement par des types équivalents n'offre en général aucune difficulté.

Outre les composants élémentaires (résistances, condensa-

teurs...), on remarque un potentiomètre P_R de 22 Ω , utilisé en rhéostat, un relais 12 V, du type MK3 de Keywitec, possédant trois contacts repos/travail, et un bouton-poussoir quelconque fermé au repos. Signalons que P_R doit pouvoir dissiper une puissance de l'ordre de 5 à 10 W.

FUNCTIONNEMENT DE L'ALIMENTATION

La tension redressée par les diodes D_1 à D_4 montées en pont,

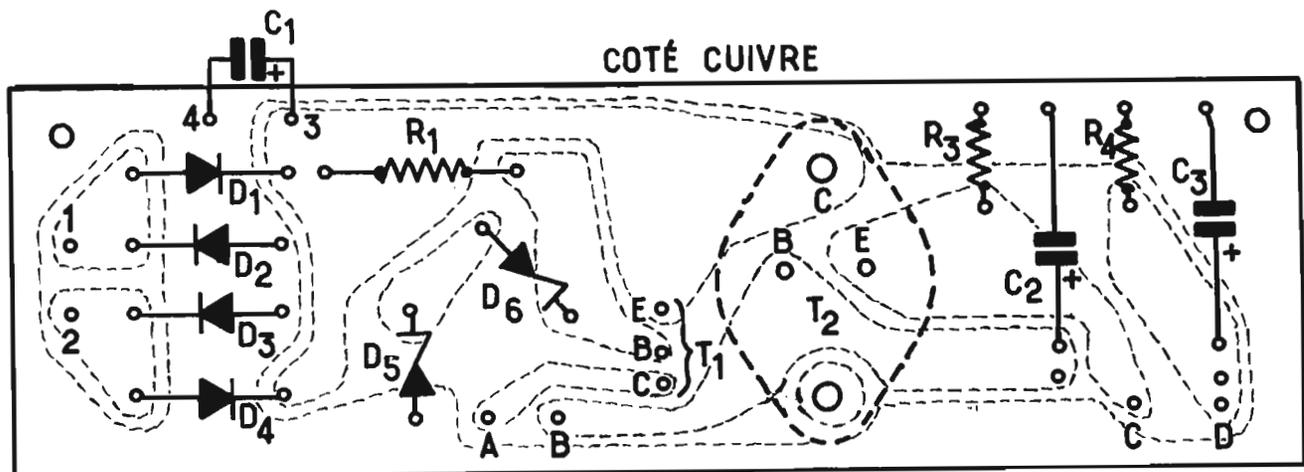


Fig. 2

et préfiltrée par C_1 3 200 $\mu\text{F}/63$ V, est d'une part appliquée sur les collecteurs de T_1 et de T_2 , et d'autre part, sur la base de T_1 à travers le réseau de stabilisation R_1 100 $\Omega/5$ W, et les diodes zener. Ainsi, la tension appliquée sur cette base est stabilisée à 43 V environ, c'est aussi la tension que l'on retrouve aux bornes de R_2 potentiomètre de 1 000 Ω , point A sur la figure 1. A partir du curseur de R_2 on applique sur la base de T_2 une tension réglable de 0 à 43 V. Dans ces conditions, la tension de sortie de T_2 , prise aux bornes de R_3 4,7 k Ω , point C de la figure 1, c'est-à-dire, sur l'émetteur de ce transistor, a rigoureusement les mêmes caractéristiques que la tension mesurée sur le curseur de R_2 , point B. Une première particularité du montage doit dès lors être constatée, elle consiste à alimenter la base de T_3 à travers un contact de repos du relais, a_1 de x_1 , donc par une tension réglable de 0 à 43 V, et le collecteur de ce même transistor — qui joue le rôle de ballast — à partir du curseur du potentiomètre P_R . En définitive, la tension de sortie, recueillie sur l'émetteur de T_3 , aux bornes de R_4 1 000 Ω et de C_3 82 $\mu\text{F}/40$ V, est une tension stabilisée pouvant varier de 0 à 43 V au moyen de R_2 .

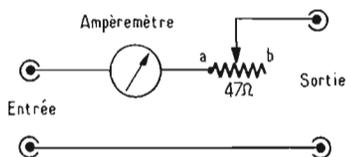


Fig. 3

DISPOSITIF DE SECURITE

Le relais étant normalement au repos, ses contacts x_1 , x_2 , x_3 , sont positionnés respectivement sur a_1 , a_2 et a_3 . On connaît le rôle de a_1 , il transmet sur la base de T_3 la tension issue de l'émetteur de T_2 . Les contacts a_2 et a_3 alimentent la bobine du relais au moyen d'une tension prise entre le point chaud, côté diodes de redressement, de P_R et le propre curseur de ce potentiomètre.

PROCEDE DE REGLAGE

Les opérations successives sont les suivantes :

- Placer le curseur de R_2 au point A de la figure 1. La tension de sortie est à son maximum, de l'ordre de 43 V.
- Placer le curseur de P_R côté diodes.
- Charger la sortie par une résistance de forte puissance et de valeur égale à :

$$R_c = \frac{U_s}{I_s}$$

Avec :

R_c valeur de la résistance de charge.

U_s valeur de la tension de sortie (43 V).

I_s limite de courant désiré (3 A max.).

— Retoucher le curseur de P_R jusqu'à obtenir l'excitation du relais.

A ce moment-là, x_1 passe sur b_1 , la base de T_3 est isolée du reste du montage, et aucune tension n'apparaît en sortie. x_2 est passé sur b_2 , ce contact est relié à la masse à travers le bouton-poussoir B_p qui est normalement fermé. x_3 est sur b_3 et la bobine du relais est connectée à travers R_5 , L_R et R_6 au point chaud de P_R , ce qui le maintient collé. La lampe rouge est allumée et indique que l'alimentation a subi une surcharge. Si, sans débrancher la charge, on produit une poussée sur B_p , le relais décolle un court instant puis revient immédiatement à la position travail. L'alimentation est réglée et prête à fonctionner correctement, il suffit de débrancher la charge fictive qui a servi à faire les réglages et de la remplacer par le circuit d'utilisation.

REALISATION DE L'ALIMENTATION

Sur une plaquette imprimée, ont été placées toutes les pièces à l'exclusion des éléments suivants :

- Le transformateur d'alimentation.
- T_3 qui doit être monté sur un radiateur en cuivre de 7 cm sur 4 cm environ.
- Les potentiomètres P_R et R_2 .
- Le relais et ses composants d'autocollage.
- Le condensateur C_1 .

La figure 2 représente le circuit imprimé à l'échelle 1, ses dimensions réelles sont 17 cm sur 5 cm.

Précisons que T_2 est placé sur le circuit imprimé avec son propre radiateur en cuivre.

L'ensemble du montage est placé dans un coffret dont la forme et les dimensions sont laissées au choix du réalisateur. Sur la face avant, sont placés l'interrupteur marche-arrêt, le fusible secteur, le voyant vert (indication de mise sous tension), un galvanomètre gradué de 0 à 50 V, le voyant rouge de surcharge, le potentiomètre de réglage de tension R_2 , les bornes de sortie (+ rouge, - noir) et le poussoir de réarmement B_p .

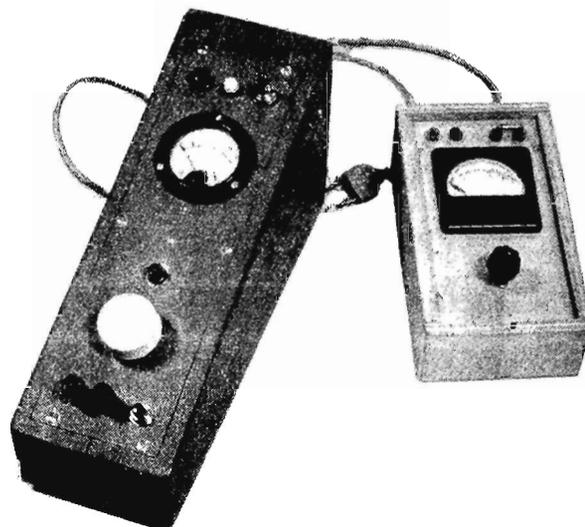


Fig. 4 a : A gauche, la boîte d'alimentation ; à droite, la boîte de charge.

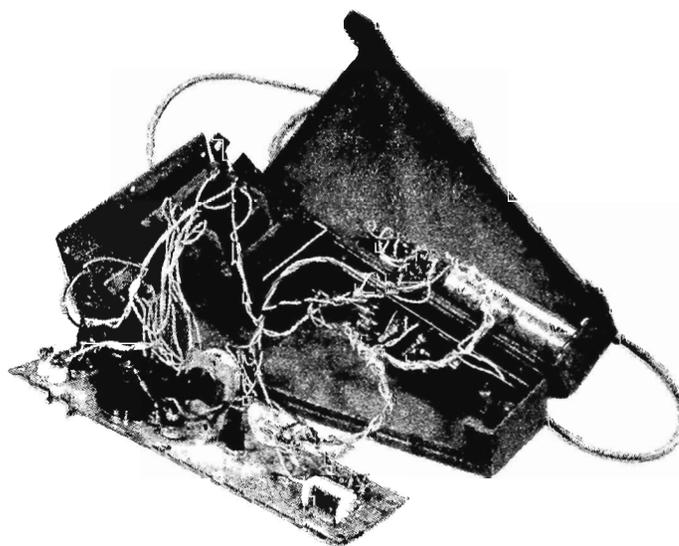


Fig. 4 b : Coffret d'alimentation ouvert.

BOITE DE CHARGE

Afin de faciliter les réglages en courant, une petite boîte de charge est utilisée. La figure 3 montre le circuit intérieur. Deux éléments sont utilisés, à savoir :

- Un potentiomètre de 47 Ω d'une dizaine de watts.
- Un ampèremètre gradué de 0 à 5 A.
- Une paire de fiches d'entrée.

Son utilisation est très simple ; on place le potentiomètre à sa valeur maximale, on court-circuite les bornes de sortie, on applique sur l'entrée la tension issue de l'alimentation et on procède comme précédemment.

CONCLUSION

La figure 4 représente le coffret alimentation et la boîte de charge.

Pour terminer, précisons que cette alimentation peut intégralement être réalisée avec des transistors du type PNP, en remplaçant les éléments suivants :

- 2N2194 par 2N527
- 2N3715 par AD140
- 2N1937 par 2N441

Mais attention, si on décide d'une réalisation en PNP, il faut inverser la polarité des tensions, des condensateurs et des diodes zener.

FRATO.

Etude et réalisation d'une sonnette électronique originale

LES applications de l'électronique sont innombrables, mais, lorsque l'on associe les circuits logiques à une électronique à caractère plus classique, cela multiplie les possibilités de réalisations. La sonnette dont nous proposons l'étude est un exemple de ces combinaisons.

Il s'agit d'un appareil qui, lorsqu'il est déclenché, émet pendant une dizaine de secondes, les premières notes d'un morceau de musique très connu. La première application à laquelle on pense est, évidemment, la sonnette d'appartement, mais ce n'est certes pas la seule ; je ne citerai que la sonnette musicale déclenchée par le réveil matin, par le téléphone, par une personne gardant la chambre... Il est de nos jours très à la mode de parler de lutte contre le bruit, ... le son strident des sonnettes classiques n'est-il pas l'un des désagréments dont on se passerait volontiers ?

I. - CONSTITUTION GÉNÉRALE

Il s'agit d'un montage entièrement électronique, c'est-à-dire sans pièce mécanique en mouvement. Cela exclut tous les systèmes à disque, à bande magnétique, etc. Le son, produit par un haut-parleur, associé à un amplificateur basse fréquence, provient d'un oscillateur. Deux procédés sont possibles ; l'un utilise un oscillateur différent pour chaque note musicale, l'autre utilise un seul oscillateur dont on commande la fréquence. Dans le premier cas un séquenceur logique programmé commutera les différents oscillateurs, dans le second, un convertisseur logique-analogique pro-

grammé asservit un oscillateur. Nous ne retiendrons que la première solution qui a l'avantage de présenter une mise au point beaucoup plus simple. Notre programme sera constitué par une carte enfichable dans un connecteur, il sera donc aisé de la remplacer, et d'obtenir ainsi plusieurs morceaux de musique.

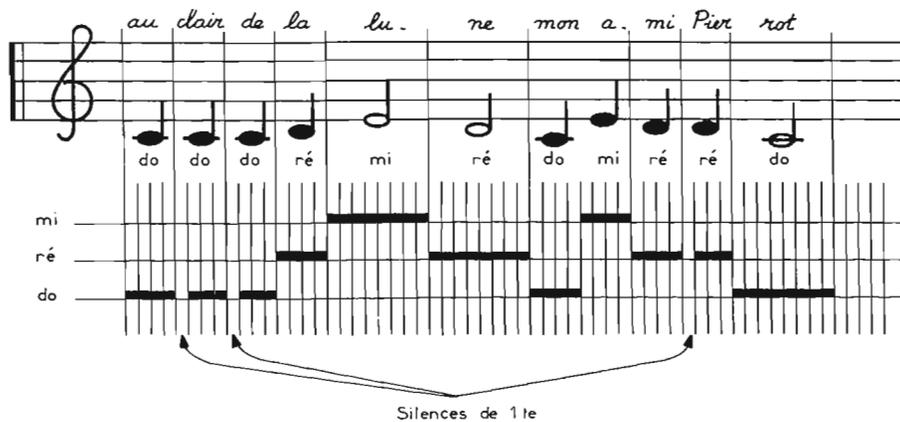
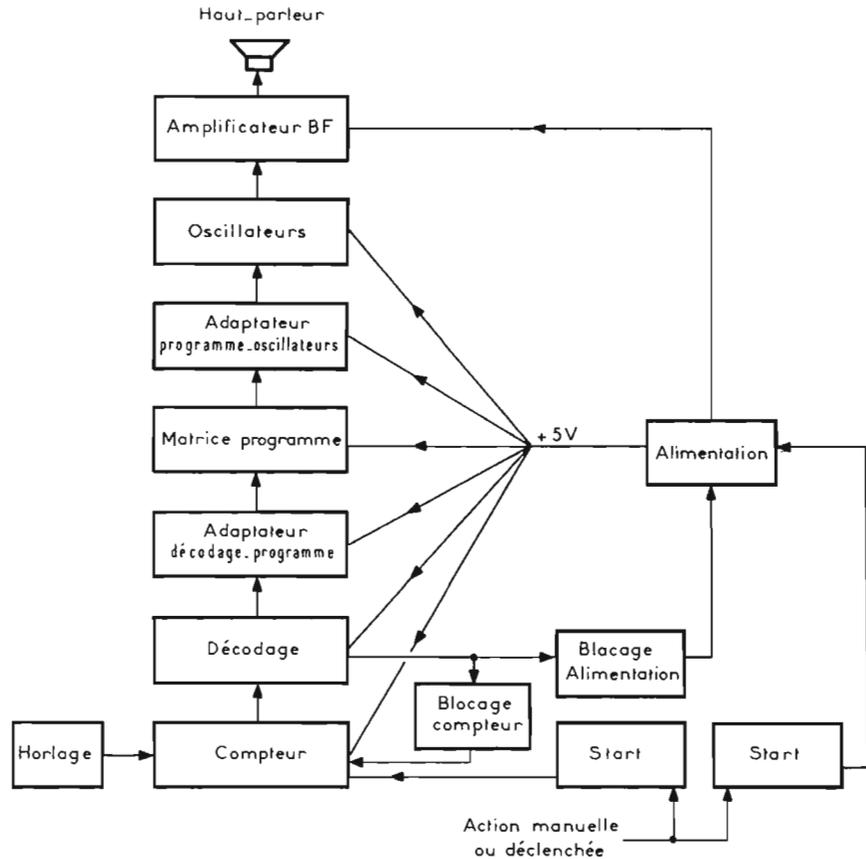


Fig. 1



Il n'y a qu'un seul module "start", et un seul module "blocage", deux sont représentés pour couvrir les deux procédés de déclenchement

Fig. 2

II. - DECOMPOSITION DE LA MUSIQUE

Il ne s'agit absolument pas de reproduire le jeu d'un orchestre symphonique, mais seulement de donner une illusion. C'est ainsi que pour produire : do do do ré mi ré do mi ré ré do qui sont les premières notes de « Au clair de la

lune » nous devrions utiliser trois oscillateurs, chacun d'eux correspondant à l'une des notes do, ré ou mi. Mais il ne suffit pas de commuter ces oscillateurs en séquence, encore devons-nous respecter certaines notions de temps ; en effet, toutes les notes n'ont pas la même durée, il y a les rondes, qui valent deux blanches, qui elles-mêmes valent chacune deux noires, etc. De plus, si nous voulons reproduire trois do successifs, il nous faut marquer un silence entre chacun des do ; tandis qu'entre un do, et un ré, par exemple, il n'y a pas de silence. Ceci nous conduit à une notion de temps élémentaire — nous la noterons dorénavant *t.e* — Un temps élémentaire, *t.e*, est la durée du phénomène le plus bref que nous rencontrerons dans notre séquence. Ce phénomène le plus bref est un « silence » entre deux notes identiques.

1° Analyse

Analysons en guise d'exemple la séquence do do do ré mi ré do mi ré ré do (Au clair de la lune).

Supposons que nous ayons divisé le temps en *t.e*, et que chaque *t.e* dure environ un dixième de seconde.

La première note est un do, il s'agit d'une noire. Nous décidons d'affecter 4 *t.e* à cette note, elle nous servira de référence. La deuxième note est aussi un do, mais entre cette note, et celle qui la précède, nous devons placer un silence, soit 1 *t.e*. Le deuxième do est lui aussi une noire, il devrait donc durer 4 *t.e.*, mais lorsqu'un silence sépare deux notes identiques, la durée de ce silence doit être prise sur la seconde note. C'est pourquoi le deuxième do ne durera que 3 *t.e.*, pour les mêmes raisons, le troisième do ne durera lui aussi, que 3 *t.e.*, car il est précédé d'un silence. Par contre le ré, qui est lui aussi une noire durera 4 *t.e.*, car aucun silence ne le précède, étant donné qu'il s'agit d'une note différente de la précédente ; le mi suivant, une blanche, durera 8 *t.e.*, de même le ré suivant, lui aussi une blanche, durera 8 *t.e.* La figure 1 représente cette partition du temps pour cet exemple : « Au clair de la lune ».

2° Synthèse

Notre machine sera donc constituée d'une horloge de base, de fréquence environ 10 Hz, suivie d'un compteur, qui permettra de différencier les temps élémentaires. Les états de ce compteur seront

décodés, et un programme câblé affectera une fonction à chacun des temps.

Quelle sera la nature de ce programme ? Il s'agira d'une combinaison de OU logiques. En effet, une note, do par exemple, doit être jouée à un temps *a*, ou à un temps *b*, ou à un temps *t*, etc. Le silence sera constitué par la non présence de chacune des notes ; son équation, de ce fait, n'est pas spécifiquement significative.

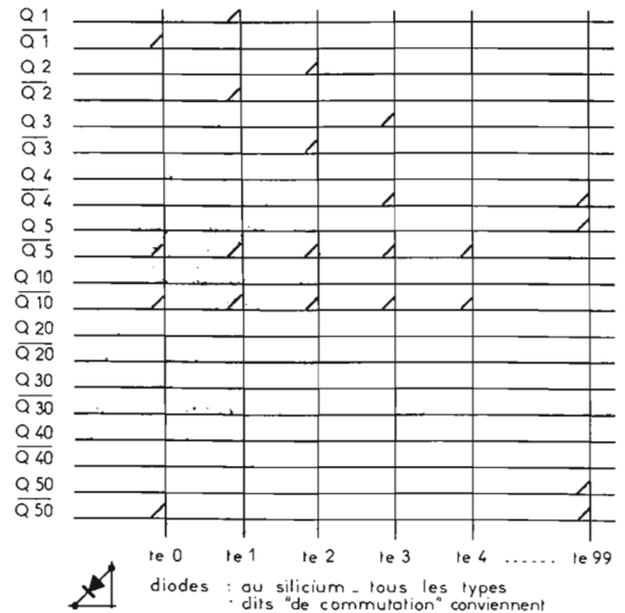
III. — LES DIFFERENTS SOUS-ENSEMBLES

La machine ainsi définie peut être décomposée en sous-ensembles qui pourront être réalisés, et mis au point indépendamment ; nous distinguerons l'horloge, le compteur, son blocage, le décodage des temps, la matrice programme, les oscillateurs, l'amplificateur basse fréquence, et différents adaptateurs.

La figure 2 donne l'organisation synoptique de la machine.

IV. — LE COMPTEUR

Ce compteur sera constitué de bascules intégrées. Nous devons définir en premier lieu sa capacité, et le nombre de temps décodés ; cela afin de déterminer de quel type sera ce compteur. (Voir « Etude et réalisation d'une horloge électronique », n°s 1308 et 1313 du « Haut-parleur », para-



graphe III : Etude des compteurs).

La durée du morceau joué par la sonnette musicale sera égale à la durée du temps élémentaire, *t.e*, multipliée par le nombre de ces *t.e*. La durée du *t.e* doit être de l'ordre de un dixième de seconde ; si donc, nous voulons que le morceau joué puisse être reconnu, nous devons disposer d'au moins une centaine de temps élémentaires. Ceci nous conduit à un compteur de capacité relativement importante ; et nous

pourrions penser à un compteur du type binaire, qui avec 7 bascules, nous donnerait 128 *t.e*.

Mais nous devons décoder tous les temps du compteur, et nous devrions donc avoir 128 décodages à 7 variables.

Un compteur type Johnson lui ne nécessite qu'un décodage à 2 variables, quelle que soit la capacité du compteur, et le nombre de décodages, mais il nécessiterait 50 bascules.

Nous sommes donc conduits à utiliser une solution intermédiaire ; cette solution consiste à utiliser deux compteurs de capacité 10 en série ; il s'agira de deux compteurs type Johnson. De cette façon nous obtiendrons 100 temps élémentaires, et les décodages se feront sur quatre variables. Chaque compteur par 10 nécessitant 5 bascules, il nous faudra en tout 10 bascules, au lieu des 7 du compteur binaire.

La figure 3 donne le schéma du double compteur. Il a été retenu des bascules type D en boîtier SN7474 (voir « Haut-parleur » n° 1308, page 89). Il serait possible d'utiliser des bascules JK, à condition de s'assurer de tops d'horloge suffisamment fins, de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes à quelques millisecondes.

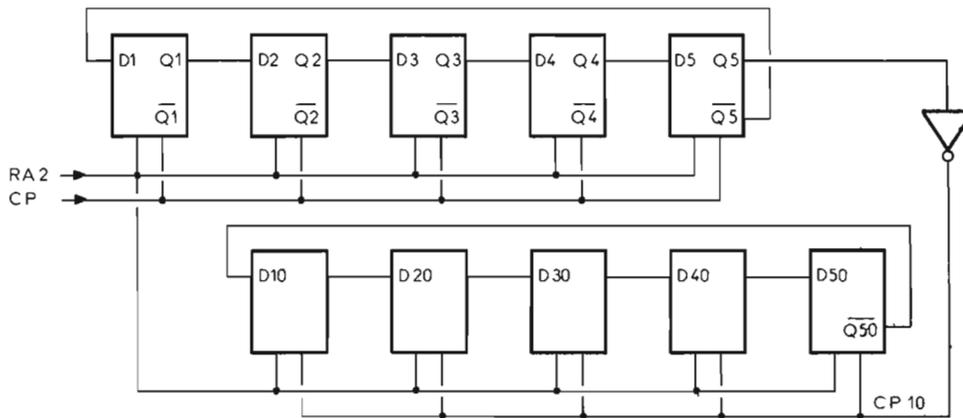


TABLE DE VERITE

Temps	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	1	1	1	0	0
4	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1
7	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	1
9	0	0	0	0	1

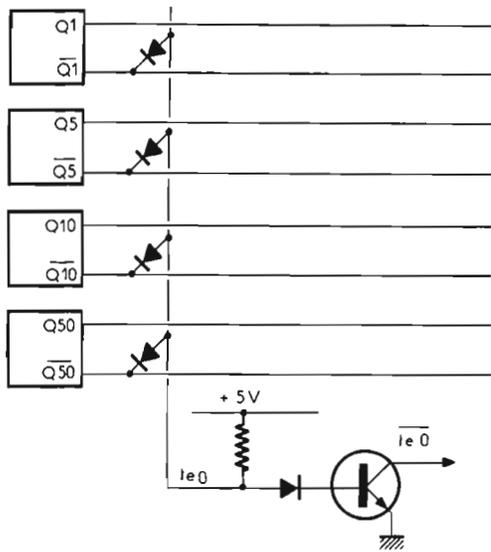
COUPLES SIGNIFICATIFS

0	$\overline{Q1} \cdot \overline{Q5}$
1	$Q1 \cdot \overline{Q2}$
2	$Q2 \cdot \overline{Q3}$
3	$Q3 \cdot \overline{Q4}$
4	$Q4 \cdot \overline{Q5}$
5	$Q1 \cdot Q5$
6	$\overline{Q1} \cdot Q2$
7	$\overline{Q2} \cdot Q3$
8	$\overline{Q3} \cdot Q4$
9	$\overline{Q4} \cdot Q5$

Fig. 3

LE DECODAGE DES TEMPS

Un temps quelconque d'un compteur est caractérisé par une configuration des sorties des bascules qui le composent. Le tableau des correspondances entre ces temps et les configurations correspondantes, s'appelle la table de vérité du compteur. C'est cette table de vérité que l'on trouve à la figure 3. On y voit par exemple que le temps 0 est caractérisé par toutes les sorties Q à 0, soit toutes les sorties Q à 1. Mais dans le cas précis du compteur type Johnson, et c'est ce qui fait son intérêt, quelle que soit la capacité du



- Tous semi conducteurs au silicium.
- Diodes et transistors non critiques.

Fig. 5

compteur, parmi toutes les sorties. seulement deux sont significatives d'un état. C'est ainsi que la configuration $Q_1=0$ et $Q_5=0$ ne se retrouve qu'au temps 0 ; la configuration $Q_1=1$ et $Q_2=0$ au temps 1, $Q_2=1$, $Q_3=0$, au temps 2, etc. La figure 2 donne également les couples de valeurs significatifs de chaque temps.

Supposons que nous relierions les deux anodes de deux diodes à un fil que nous appellerons $t.e._0$; les deux cathodes seront reliées respectivement à \overline{Q}_1 et \overline{Q}_5 ; si nous sommes au temps 0, $\overline{Q}_1 = \overline{Q}_5 = 1$, et donc $t.e._0 = 1$; si nous sommes à l'un quelconque des autres temps, \overline{Q}_1 , ou \overline{Q}_5 ou les deux, seront à 0, et donc le fil $t.e._0$. Nous avons ainsi réalisé un décodage de temps 0. Ce décodage peut s'étendre facilement aux deux compteurs, en considérant que le temps 0 est caractérisé par $\overline{Q}_1 = \overline{Q}_5 = \overline{Q}_{10} = \overline{Q}_{50} = 1$; au temps 1 : $\overline{Q}_1 = \overline{Q}_2 = \overline{Q}_{10} = \overline{Q}_{50} = 1$, au temps 10 : $\overline{Q}_1 = \overline{Q}_5 = \overline{Q}_{10} = \overline{Q}_{20} = 1$, etc. De ces considérations nous déduisons le schéma du décodage des 100 temps du compteur, représenté à la figure 4. Le schéma n'a pu être représenté entièrement, mais en s'appuyant sur la table de vérité il est facile de le compléter.

LES PROBLEMES D'ADAPTATION

Une règle absolue, dans l'utilisation des circuits intégrés logiques TTL, est le respect des « fair-out », c'est-à-dire le respect de la charge minimale des sorties. (Voir H.P. n° 1308, page 88).

Sur les circuits SN7474, les entrées « clear » (ou remise à Zéro) et CP (ou horloge) comptent pour deux entrées TTL. Or le signal RAZ, qui commande la

remise à zéro des bascules, est appliqué à 10 entrées doubles, il proviendra donc nécessairement soit d'un interrupteur manuel, soit d'une porte de puissance du type SN7440, soit de deux ou plusieurs inverseurs ou portes classiques. C'est aussi pour des questions de fair-out, que l'on a utilisé Q_5 inversé en guise d'horloge du second compteur, et non la sortie \overline{Q}_5 . Nous avons vu que le décodage des temps du compteur se faisait à l'aide d'une matrice à diodes ; pour respecter le fair-out de 10-maximum des circuits SN7474, il est important de réaliser la matrice à l'aide de diodes au silicium comme indiqué, et de respecter le montage du module suivant : Adaptateur-décodeur-programme.

V. - L'ADAPTATEUR DECODAGE-PROGRAMME (Fig. 5)

La matrice à diodes qui décode les 100 temps du compteur nous fournit des signaux $t.e._0$ à $t.e._99$ qui sont actifs au 1 logique. Or, ainsi que nous le verrons plus loin, il nous faut des signaux actifs au 0 logique pour la commande de la matrice programme. De plus ces signaux $t.e._0$ à $t.e._99$ n'ont pas les variations de tension, et la puissance suffisantes. C'est pourquoi, entre le décodage et le programme nous devons intercaler un étage adaptateur. Cet étage est constitué d'autant de transistors qu'il y a de signaux ; c'est-à-dire 100 dans notre cas.

Les caractéristiques du transistor, ainsi que de la diode qui lui est associée, ne sont pas critiques. Toutefois il importe que ce soient des semi-conducteurs au silicium, et que le gain en courant du transistor soit supérieur à 50.

Sur la figure 5 on a représenté un des inverseurs, celui du signal

$t.e._0$, et le décodage qui lui correspond. Ce montage est à répéter pour $t.e._1$ à $t.e._99$. Les signaux obtenus s'appelleront $t.e._0$ à $t.e._99$.

VI. - LE PROGRAMME

C'est ce module qui est chargé de réaliser la synthèse de la musique ; pour cela, il affecte un rôle à chacun des temps élémentaires, qui ont été définis dans l'analyse, et créés par les modules précédents.

Reportons-nous à la figure 1, nous y voyons que la note *do* doit être jouée pendant les 4 premiers $t.e.$. Nous prendrons en guise de premier temps élémentaire, le temps $t.e._1$. Les premiers signaux fournis par « l'adaptateur-décodeur-programme » sont $t.e._0$, $t.e._1$, $t.e._2$, $t.e._3$, $t.e._4$... Ces signaux passent successivement au 0 logique. A un fil que nous nommerons *note do*, relierons les anodes de quatre diodes, et relierons les cathodes à $t.e._1$, $t.e._2$, $t.e._3$, $t.e._4$. Etant donné la polarité de ces signaux, le fil *note do* passera à 0 pendant les quatre premiers $t.e.$

La seconde, puis la troisième note sont elles aussi des *do*, mais ces noires doivent être précédées d'un silence de 1 $t.e.$; nous placerons donc 6 diodes entre le fil *note do* et les temps $t.e._6$, $t.e._7$, $t.e._8$, $t.e._9$, $t.e._10$, $t.e._11$, $t.e._12$.

La note suivante est un *ré*, elle est donc différente de la précédente et commencera au temps 13. Il s'agit d'une noire, qui dure 4 temps élémentaires ; nous relierons donc les anodes de quatre

diodes à un fil *note ré*, et les cathodes aux fils $t.e._13$, $t.e._14$, $t.e._15$, $t.e._16$. En s'appuyant sur l'analyse du morceau de musique (à la figure 1 dans l'exemple donné), il est facile de déterminer la suite du programme. Il y a une similitude entre le programme et le décodage des temps du compteur. La figure 6 donne le schéma de cette matrice programme.

REALISATION PRATIQUE

Pour réaliser une matrice à diodes, qu'il s'agisse du décodage ou du programme, la meilleure méthode consiste à utiliser du circuit imprimé dont chaque face est recouverte de bandes de cuivre parallèles, ces bandes étant perpendiculaires. Il suffit alors de reproduire le schéma, en perçant des trous aux endroits convenables, et en soudant chacune des extrémités de la diode, soit sur une face, soit sur l'autre. Si l'on ne peut se procurer ces plaques de circuit imprimé, on peut tracer sur une plaque d'isolant, avec une encre non conductrice (pas de graphite), des traits parallèles, perpendiculaires entre les faces, percer les trous comme précédemment, et au moment de la mise en place des diodes, matérialiser les traits avec du fil dénudé ; ces fils seront ensuite maintenus par un vernis ou de la colle.

Nous avons vu combien, connaissant le morceau de musique à synthétiser, il était facile de déterminer la matrice-programme correspondante. Il est donc intéressant de câbler plusieurs pro-

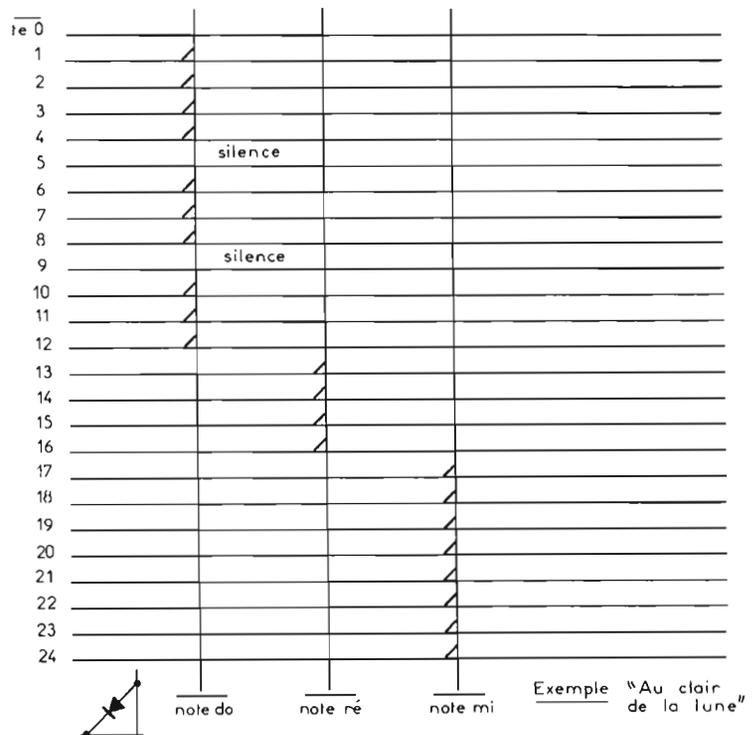


Fig. 6

LE KIT

AUJOURD'HUI, pour monter un kit, il vous suffit de savoir lire.

L'histoire du kit est celle d'une passion : les professionnels, les amateurs compétents, les débutants veulent tout savoir de leurs appareils électroniques, en connaître les différents composants, leurs circuits essentiels, les techniques de câblage. Ils veulent apprécier les performances de leurs appareils en faisant eux-mêmes les mesures, les étalonnages, les réglages. Le meilleur cadeau à leur faire était de leur permettre de monter leurs appareils, de leur fournir les meilleures pièces, les meilleurs plans. Voilà comment le kit est né, il y a vingt ans. Au départ, il s'agit de fournir un matériel rigoureusement sélectionné, une conception toujours d'avant-garde : ainsi sont évitées de longues recherches techniques, de coûteuses recherches de composants ; ainsi est offert à l'amateur la possibilité d'un travail personnel absolument parfait.

Maintenant, la gamme des appareils disponibles en kit recouvre : interphones, électrophones, appareils de mesures, ensembles de radiocommandes ou chaînes haute fidélité.

En effet, les méthodes de montage, éléments essentiels des kits, ont, elles aussi, fait d'importants progrès.

Nous avons défini, à partir des éléments fournis par les différents constructeurs, le portrait robot de la notice de montage que vous êtes en droit d'attendre :

Pour les débutants, il y a un véritable manuel d'initiation : le guide du constructeur.

Il décrit la manière de se servir du manuel de montage pour construire votre kit comme un professionnel.

Il explique même la façon de souder correctement pour obtenir des performances égales à un appareil sorti d'usine.

Pour chaque appareil, il y a aussi une notice de montage, naturellement. C'est un véritable manuel d'assemblage. La première partie comporte une étude générale sur l'appareil à construire.

Un chapitre spécial est consacré à la description de la méthode préconisée par le constructeur pour le montage. Cette méthode

est une méthode pas à pas qui doit être strictement suivie.

Chaque soudure ou chaque montage de composant à faire est largement explicite et l'opuscule est très abondamment illustré.

Au total, le manuel de montage du kit comprend les sept clefs du succès, les secrets de la méthode Heathkit. En suivant aveuglément le manuel, on ne peut faire aucune erreur.

Revoyons-le point par point.

Liste détaillée des composants.

Le manuel de montage décrit et illustre chaque composant du kit pour en faciliter l'identification : un tableau d'ensemble présente la nomenclature et l'inventaire de toutes les pièces.

Des étapes de montage, geste par geste.

L'utilisateur est guidé pas à pas, séquence après séquence. Le manuel explique exactement quelle pièce utiliser, que faire et comment le faire. Il vous parle de l'assemblage, de l'alignement, de l'installation.

Aucune possibilité de se tromper.

La rédaction est simple et accessible à une personne non avertie.

Croquis et « éclatés » : L'appareil en volume.

Des illustrations grandeur nature et des dépliants montrent l'emplacement exact de chaque composant. De nombreux croquis détaillés permettent de préciser la position respective des différents assemblages et réduisent d'autant les risques d'erreur.

Méthodes d'utilisation : Du bon emploi de chaque appareil.

Le manuel de montage indique le mode d'emploi du kit pour chaque cas d'utilisation et recommande les accessoires nécessaires. Il insiste parfois sur la théorie et les principes de fonctionnement lorsque l'appareil le nécessite.

D'autre part les plus importants constructeurs vous feront

bénéficier des services suivants :

— Délivrance d'une garantie équivalente à celle accompagnant les appareils vendus montés.

— Contact avec un centre de renseignements à votre disposition pour résoudre tous vos problèmes de montage.

— Facilité de paiement.

Nous vous signalons par ailleurs, l'initiative de Heathkit qui, sans aucun supplément à l'achat, vous fait profiter de son assurance succès.

Si votre kit, une fois assemblé, ne fonctionne pas de façon satisfaisante malgré les instructions de contrôle et l'aide d'Heathkit Assistance : il vous suffit de renvoyer votre kit monté :

1° Si votre kit est en panne à cause d'une pièce reconnue défectueuse,

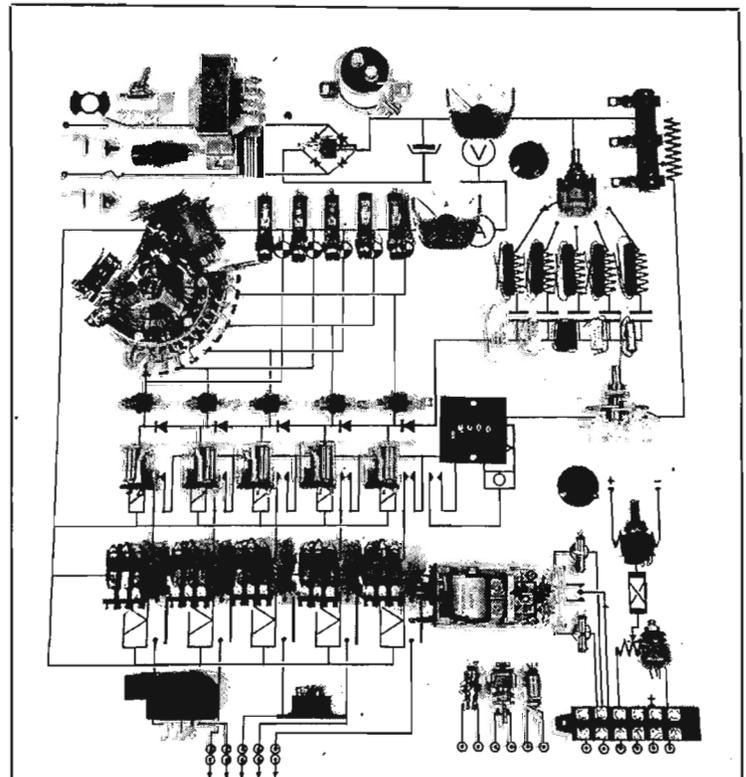
la garantie Heathkit s'applique automatiquement ; remplacement des pièces nécessaires et retour de votre kit en parfait état de marche, le tout gratuitement bien entendu.

2° Si votre kit est en panne par suite d'une erreur de montage qui vous est imputable, le fabricant le répare, le calibre et vous le renvoie en état de fonctionnement parfait.

Le coût de cette réparation ne saurait, dans les cas extrêmes, dépasser 5% du prix d'achat du kit.

Après vingt ans d'existence, le kit atteint l'âge adulte.

Pour un prix très avantageux, il donne à l'amateur le moyen de posséder les appareils de son choix, tout en lui offrant un hobby merveilleux.



DOCUMENTATION RÉSERVÉE AUX PROFESSIONNELLS

RADIO-RELAIS

COMPOSANTS

POUR AUTOMATION ET

APPLICATIONS ÉLECTRONIQUES

18 RUE CROZATIER
PARIS 12/343-98-89

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

LES FACTEURS TECHNIQUES ET PRATIQUES DES APPAREILS HI-FI ET LEUR CONTRÔLE RAPIDE

LA haute fidélité entre dans un nouvel âge, avec moins de démonstrations spectaculaires; elle a trouvé sa véritable dimension avec des ensembles aux grandes possibilités techniques, mais ne présentant plus l'aspect rébarbatif et encombrant des prototypes.

S'il n'y a pas eu de découvertes vraiment révolutionnaires, les progrès réalisés au cours de ces dernières années sont considérables, et l'aspect le plus immédiat de cette évolution concerne les dimensions et l'utilisation pratique des ensembles de reproduction sonore. Les amplificateurs lourds et volumineux de présentation fonctionnelle ont fait place, bien souvent, à d'élégants coffrets habillés de bois ou de métal incorporant plusieurs éléments dans un même ensemble, tuner-préamplificateur, et même l'amplificateur de puissance.

Le transistor utilisé depuis longtemps dans la fabrication des récepteurs portatifs équipe désormais la plupart des montages: le circuit intégré, le plus récent des dispositifs à semi-conducteurs, destiné à l'origine à l'industrie électronique des calculateurs, groupe dans un volume miniature des circuits complets. Sous sa forme la plus poussée, son utilisation est encore cependant limitée.

Les enceintes acoustiques ont subi des modifications considérables, tant pour des raisons techniques que pratiques et matérielles et, en particulier, l'exiguïté des appartements modernes. La stéréophonie a encore compliqué le problème; de nouvelles recherches ont dû être entreprises pour obtenir une bonne qualité musicale avec des volumes beaucoup plus faibles. Les solutions adoptées ont complètement modifié rendement et volume: une enceinte

TABLEAU 1 Caractéristiques moyennes de qualité musicale

Caractéristiques	Catégorie d'appareil		
	Simple (1)	Musical (2)	Très musical (3)
Puissance (en watts).....	0,5 à 2	1 à 5	10 à 100 (4)
Distorsion* (en %).....	5 à 10	1 à 2	moins de 1
Bande passante*	150 à 5 000 Hz	80 à 10 000 Hz	40 à 15 000 Hz
Bruit de fond	35	50	supérieur à 60
(rapport signal-bruit en dB)			
Diaphonie* (en dB).....	10	15	supérieur à 20

acoustique actuelle de 100 litres de volume peut assurer de meilleurs résultats qu'un modèle de 250 litres d'il y a dix ans.

La difficulté d'un rendement normal dans les sons graves au moyen de ces appareils d'un très petit volume reste cependant considérable; il faut se contenter d'un équilibre sonore satisfaisant et de l'amélioration des sons dans une bande passante limitée.

L'importance réelle des transistors, l'établissement et l'extinction des sons, des attaques courtes et brusques, est de plus en plus mise en valeur et a permis des améliorations notables.

Le prix élevé des disques n'est plus un critère de qualité technique, et certains disques bon marché offrent des qualités suffisantes de gravure et de pressage. Le disque stéréophonique est, d'ailleurs, généralisé sous la forme compatible, de sorte que tous les enregistrements peuvent être reproduits par toutes les installations sans perte de qualité, ni risque de détérioration.

Les principes de construction des tables de lecture de qualité ont inspiré les constructeurs de matériels de grande diffusion; le pleurage et le ronronnement sont généralement réduits en dessous de la limite perceptible. L'emploi de plusieurs vitesses et d'un arrêt

tournez la page

infra

infra vous informe

infra

infra

infra

infra

automatique est généralisé ; de nombreux changeurs automatiques fonctionnent désormais d'une façon remarquable, et ne présentent plus les défauts mécaniques et électro-acoustiques, qui les avaient fait négliger par les amateurs difficiles.

Les têtes de lecture des phonocapteurs à pointe de diamant se sont généralisées ; l'utilisation de nouveaux dispositifs transducteurs à éléments semi-conducteurs à jauges de contrainte, de même que les dispositifs photo-électriques permettent de concurrencer les phonocapteurs magnétiques. La pointe de lecture elliptique permet de résoudre le problème de distorsion dû au principe de la lecture d'un sillon par une cellule stéréophonique ; les forces d'appui de la pointe sur les sillons ont été constamment réduites ; de 4 à 5 g, il y a quelques années, elles sont maintenant abaissées à 1 ou 2 g pour le plus grand bénéfice de la durée de service des disques et des styles.

Les petits magnétophones à cassettes concurrents des électrophones, remportent un succès de plus en plus grand auprès du public amateur de musique de jazz et de variétés ; une nouvelle catégorie de ces appareils peuvent servir aux amateurs exigeants et les platines de magnétophones constituent les véritables maillons d'une chaîne haute fidélité, au même titre que la table de lecture ou le tuner à modulation de fréquence.

Ces perfectionnements constants de tous les éléments sont accompagnés d'une simplification d'utilisation et de réglage. Il est maintenant possible de s'équiper sans aucune initiation particulière, et d'employer au mieux les matériels choisis sans avoir besoin d'un apprentissage particulier. De nombreux auditoriums et magasins spécialisés permettent aux acheteurs de comparer entre elles des réalisations différentes, de se rendre compte des différences auditives, techniques et financières, entre les matériels presti-

gieux des très grandes marques spécialisées, et ceux qui peuvent trouver place dans des conditions satisfaisantes dans une salle de séjour.

LES QUALITES REELLES D'UNE CHAÎNE HAUTE FIDELITE

Une chaîne haute fidélité se caractérise par une largeur de bande passante beaucoup plus étendue. Alors que les anciens disques en gomme-laque à 78 tr/mn ne permettaient que la reproduction d'une gamme musicale de 50 à 5 000 Hz, les disques microsillons avec un équipement de haute fidélité, permettent la reproduction des fréquences de 30 à 12 000 Hz au minimum, c'est-à-dire des harmoniques les plus importantes du spectre musical (tableau 1).

Les installations modernes offrent d'autres avantages : meilleure reproduction des régimes transitoires, donc plus grande fidélité des attaques des sons, marge de volume sonore beaucoup plus élevée permettant une reproduction sonore sans altération de la qualité du timbre.

Ces avantages techniques se traduisent par des qualités subjectives de la sonorité : respect remarquable de la fidélité du timbre des instruments, niveau sonore correspondant mieux à la réalité de l'audition des instruments de concert, plus grande intelligibilité du texte parlé et musical, effet de présence assuré par le volume sonore, qualité plastique naturelle, rondeur, chaleur, et mordant du son, assurant une véritable **satisfaction physiologique** de la perception de l'image sonore.

La constitution de la chaîne électro-acoustique destinée à reproduire l'enregistrement stéréophonique doit aussi restituer fidèlement dans la salle d'écoute une différence d'intensité sonore gauche et droite, une différence de phase, et une parfaite reproduction des régimes transitoires.

COMMENT CHOISIR DES MACHINES DE QUALITE

Pour faire l'acquisition d'un matériel de haute qualité qui mérite vraiment le nom de **haute fidélité**, il faut avant tout s'adresser à un fabricant ou à un revendeur spécialisé d'une renommée certaine. Celui-ci met à la disposition de ses clients les notices et fiches techniques précisant les caractéristiques des différents appareils de sa fabrication. Leur simple lecture permet déjà une première appréciation des qualités des appareils présentés, appréciation qui pourra être utilisée utilement par un essai comparé.

MAILLONS SONORES SEPARÉS OU NON ?

Les **maillons séparés** de notre chaîne avec possibilité d'intégration limitée, offrent de nombreux avantages techniques, pratiques et acoustiques, en permettant d'adapter l'installation à l'emplacement prévu et à nos goûts personnels. Les modifications sont faciles au fur et à mesure des transformations de la technique ou des conditions individuelles d'utilisation.

Il n'est même plus nécessaire d'acquiescer simultanément tous les éléments d'une installation : on peut choisir d'abord les maillons essentiels destinés à une utilisation limitée et particulière, par exemple, la lecture des disques, et compléter ensuite cette première installation en ajoutant un magnétophone et un tuner.

Les avantages techniques n'en sont pas moins importants. Il est plus facile de connaître et d'étudier les caractéristiques des éléments séparés et de les adapter rationnellement ; même si certains présentent des défauts inévitables, ceux-ci peuvent être éliminés par des effets **compensateurs** produits par d'autres.

Cette séparation permet aussi d'écartier plus ou moins les différents maillons et d'éviter des interactions gênantes mécaniques, électriques ou acoustiques ; le tourne-disque ne risque plus d'être soumis aux vibrations du haut-parleur pouvant déterminer des bruits parasites particuliers et de véritables hurlements ou **effets Larsen**. Inversement, le haut-parleur ne risque pas d'être trop rapproché du microphone.

Les avantages acoustiques ne sont pas moins évidents. Les haut-parleurs séparés peuvent être installés rationnellement aux emplacements les plus favorables de la chambre d'écoute ce qui est absolument nécessaire en stéréophonie. Cette disposition rend aussi plus faciles les réglages qui doivent être modifiés parfois au cours d'une même audition, si nous voulons faire de notre chaîne sonore un véritable instrument de musique.

Pourtant la chaîne sonore à

haute fidélité n'est plus réservée uniquement à des amateurs privilégiés disposant de vastes appartements. La chaîne moderne peut comporter des éléments intégrés dans des coffrets de dimensions raisonnables, de plus en plus réduites depuis l'avènement des transistors, ce qui permet de les rendre peu visibles, de les placer facilement dans des meubles, des étagères ou des bibliothèques, de les protéger de la poussière, des chocs et des mains trop curieuses des enfants.

STEREOPHONIE OU MONOPHONIE ?

La plupart des appareils haute fidélité actuels permettent désormais d'obtenir une audition **stéréophonique**, mais, en principe, on peut pourtant hésiter à choisir une installation stéréophonique nécessairement un peu plus encombrante, plus complexe, et plus coûteuse.

La stéréophonie permet sans doute d'assurer un véritable effet de naturel musical, même pour la musique symphonique et restituée les véritables dimensions d'un ensemble d'instruments de musique. Son avènement a constitué une nouvelle étape des progrès des machines parlantes. Elle ne constitue pas cependant une révolution de la technique sonore, mais un **perfectionnement** supplémentaire, et se distingue de la haute fidélité.

Un appareil stéréophonique n'est pas nécessairement une machine parlante à haute fidélité, de même qu'une machine à haute fidélité n'est pas, en principe, nécessairement stéréophonique. Le procédé augmente les possibilités et l'agrément de l'audition musicale, mais **uniquement** si la qualité sonore de chaque canal musical et, par suite, de l'équipement correspondant, présente des caractéristiques de qualité minimales. Un bon appareil stéréophonique est ainsi un appareil double à haute fidélité.

La stéréophonie est-elle supérieure à la haute fidélité ? Cette question n'a pas de sens véritable ; elle ne remplace pas la haute fidélité, et lui assure seulement une valeur supplémentaire.

En fait, la très grande majorité des disques actuels de haute qualité et des musicassettes de bandes magnétiques sont stéréophoniques, mais ils sont **compatibles**, c'est-à-dire peuvent également être joués en monophonie.

Pour les amateurs mélomanes utilisant des disques ou des bandes préenregistrées, l'acquisition d'un appareil de stéréophonie de qualité n'offre que des avantages ; par contre, l'utilisateur d'un magnétophone qui désire réaliser et écouter ses propres enregistrements peut hésiter au moment du choix.

L'enregistrement stéréophoni-

Radio - électriciens - disquaires connaissez-vous...

notre service de gros dans toutes les marques de disques au prix de fabrique

LE PLUS RAPIDE - 20 ANS D'EXPERIENCE

DISQUES PORTUGAIS RAPSODIA et autres marques



LE GROUPE MUSICAL

1 av. Jean-Pierre FRESNES 94
Tél. 237-18-41

grammes sur des cartes enfi-
chables dans un connecteur, afin
de pouvoir changer le morceau
de musique reproduit.

VII. — L'ADAPTEUR PROGRAMME- OSCILLATEURS

Les signaux fournis par le
programme : note do, note ré...,
ou plus généralement note 1,
note 2..., sont actifs au 0 logique.
Pour la commande des oscilla-
teurs, il nous faut des signaux
note 1, note 2..., non surlignés,
c'est-à-dire, actifs au 1 logique.

Nous sommes donc conduits
à placer un étage adaptateur entre
le programme et les oscillateurs,
comme nous l'avons fait entre
le décodage et le programme.
Cet adaptateur sera constitué d'autant
de transistors qu'il y a d'oscilla-
teurs, c'est-à-dire, de notes jouées
par la machine.

Le schéma d'un inverseur a été
donné à la figure 5 pour l'adapta-
teur précédent, il convient parfaite-
ment dans le cas présent.

VIII. — LES OSCILLATEURS

Il y a autant d'oscillateurs que
de notes jouées par la machine ;
dans le cas de « Au clair de la
lune », trois suffisent ; mais on
peut en câbler plus, si d'autres
programmes le nécessitent. Leur
nombre est donc laissé au choix
de chacun.

Chaque oscillateur est constitué
par un multivibrateur à deux
transistors ; une résistance variable
permet d'en ajuster la fréquence,
afin d'accorder la machine (voir
Fig. 7).

Si le signal de commande :
« note do », « note ré »..., ou plus
généralement : « note 1 »,
« note 2 »..., est à 0, l'oscillateur
est bloqué ; il démarre sponta-
nément lorsque le signal passe à 1.
Une résistance sommatrice de
100 Ω permet de mélanger les
signaux provenant des différents
oscillateurs ; et c'est sur cette

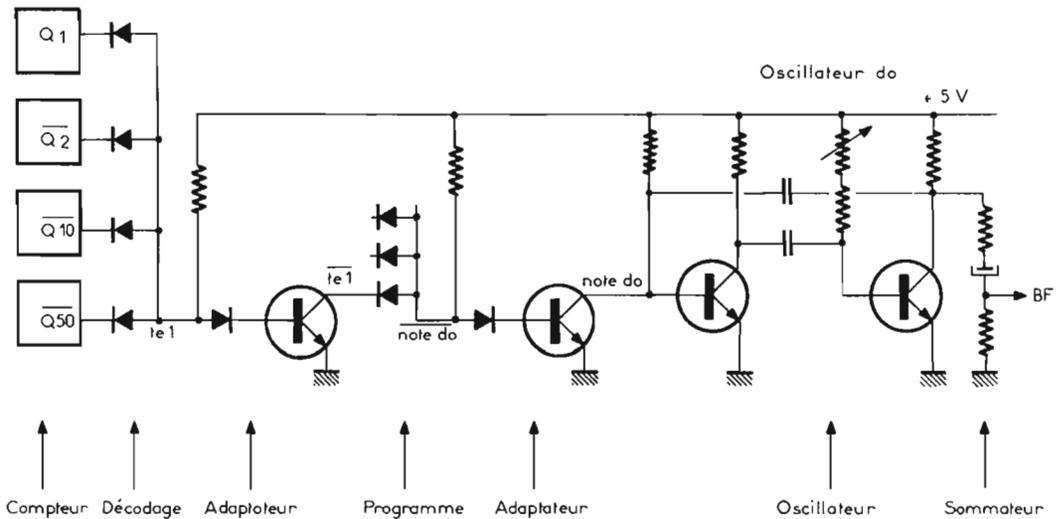


Fig. 8

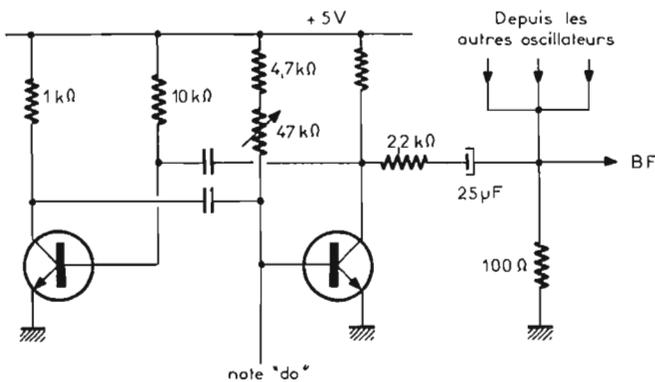


Fig. 7

- Aucune des valeurs de composant n'est critique, toutes peuvent être multipliées ou divisées par 2.
- Les deux condensateurs identiques, sont à choisir en fonction de la note, et de l'octave.
- La résistance variable sert à ajuster la fréquence
- Tout transistor peut convenir.

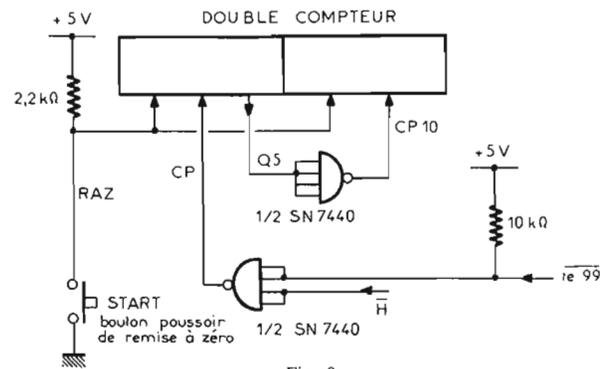
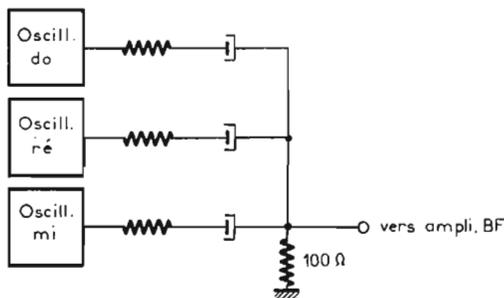


Fig. 9

résistance que nous recueillerons
les signaux acoustiques que nous
injecterons dans notre amplifica-
teur basse fréquence.

IX. — SCHEMA RECAPITULATIF

Nous venons de détailler chacun
des modules, mais afin de mieux
comprendre les liaisons entre ces
modules, leur compatibilité, le sens
des courants, les adaptations de
niveau..., nous avons représenté à
la figure 8, la circulation d'une infor-
mation depuis le compteur jus-
qu'aux oscillateurs.

Pour cette figure, on a sup-
posé qu'au temps élémentaire 1,
on devait jouer la note do. On y
voit donc les quatre bascules qui
entrent dans le décodage de $\overline{te_1}$,
puis l'inverseur adaptateur, qui
nous génère $\overline{te_1}$; ce signal, par
programme, commande la « note
 \overline{do} » qui est inversée en « note do » ;
c'est enfin ce signal « note do »
qui débloque l'oscillateur do. Si
nous sommes au temps 1, l'oscilla-
teur fonctionne, aux autres
temps, ou bien il est bloqué, ou
bien il est commandé, selon le
programme.

X. — LES CIRCUITS DE COMMANDE

- 1° Cas où la machine est ali-
mentée en permanence.

Dans ce cas, le compteur n'évo-
lue que pendant la durée du mor-
ceau joué, en dehors de ces
périodes, il est bloqué sur un
temps auquel ne correspond aucune
note.

Un moyen simple, pour arrêter
le compteur, consiste à supprimer
les impulsions de « clock pulse »
CP ; pour cela CP proviendra
d'une porte NAND ayant au
moins deux entrées (voir Fig. 9),
Rappelons que la sortie d'une telle
porte est à 0 si toutes ses entrées
sont à 1, à 1 si une ou plusieurs
entrées sont à 0. L'une des entrées
sera reliée à $\overline{te_{99}}$; ce signal passe
à 0, dès que le compteur arrive
au temps 99. et donc la sortie CP
restera à 1, quelle que soit l'évo-
lution de l'autre entrée.

Si manuellement, à l'aide d'un
bouton-poussoir, nous provo-
quons une remise à zéro du
compteur, par les entrées « clear »
des bascules, le temps 99 ne sera
plus décodé. $\overline{te_{99}}$ passera à 1,
et les impulsions provenant de
l'horloge, et appliquées sur la
deuxième entrée de la porte, se
retrouveront inversées à la sortie.

Quelques remarques sont néces-
saires :

Remarque 1. Nous avons dit
que la remise à zéro se ferait par
un bouton-poussoir qui mettra le
fil RAZ à la masse. Lors de la

manœuvre de ce bouton-poussoir, il se produit des rebonds mécaniques des contacts, qui nous provoquent des trains d'impulsions sur le fil RAZ. Mais si l'on utilise un poussoir du type « tumbler », ces rebonds auront une fréquence très grande devant celle de l'horloge; ils ne seront donc pas gênants, et il n'est pas nécessaire de les éliminer.

Remarque 2. Le temps 0 dure tout le temps pendant lequel on appuie sur le poussoir. Il convient donc, au niveau du programme,

décoder, ce qui permet l'économie de 5 diodes et d'un transistor.

2° Démarrage du compteur conditionné par son état de veille.

Le premier exemple de déclenchement du compteur que nous venons de voir a deux inconvénients : le premier est que la machine ne part vraiment que lorsqu'on lâche le bouton-poussoir (suppression de la remise à zéro); le second est que si l'on réappuie sur le bouton-poussoir

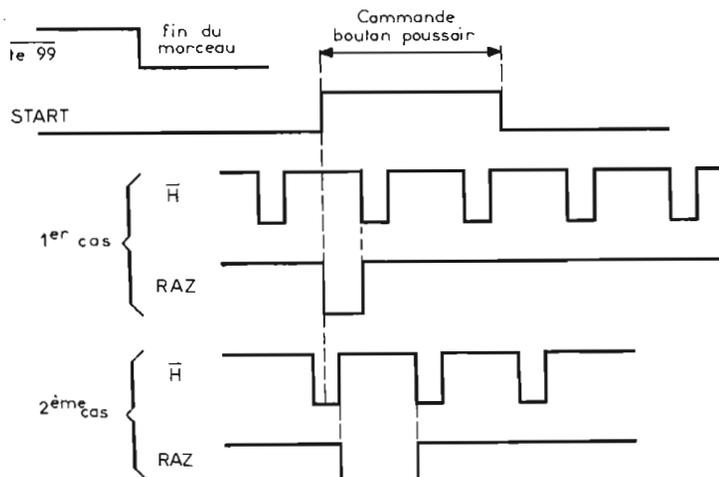
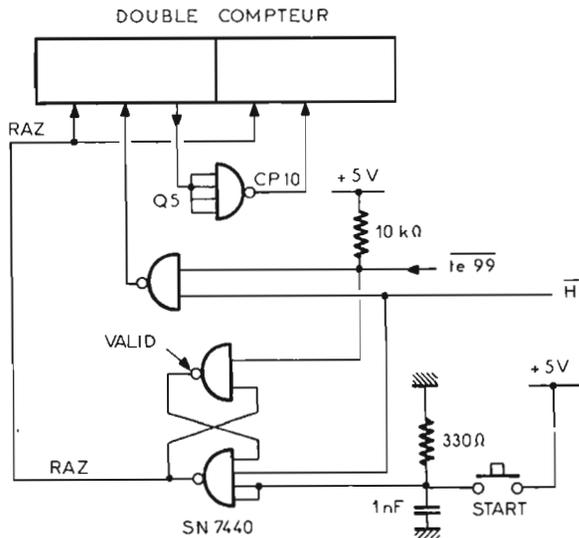


Fig. 10

de ne pas associer de note à ce temps.

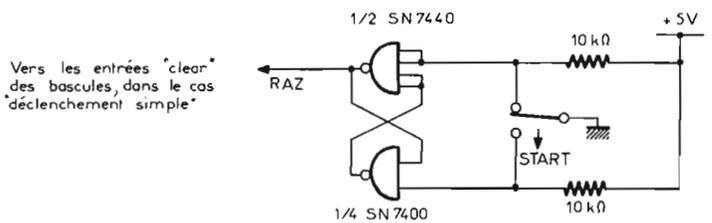
Remarque 3. Le temps 99 correspond à l'état de veille de la machine. à ce temps, $Q_5 = 1$, et donc $CP_{10} = 0$. L'inverseur qui fournit CP_{10} , doit absorber pendant un temps très long le courant provenant de 10 entrées TTL. On peut craindre un échauffement de cet inverseur, c'est pourquoi nous conseillons d'utiliser une porte à 4 entrées d'un circuit SN7440, dont on réunira toutes les entrées. La deuxième porte du circuit sera utilisée pour la commande de CP par $\overline{t.e_{99}}$ et H.

Remarque 4. Le temps 0 n'étant pas utilisé, il est inutile de le

pendant le morceau de musique, celui-ci reprend à son début.

Le schéma de la figure 10 permet d'éliminer ces deux défauts : la remise à zéro ne pouvant se faire qu'au temps $t.e_{99} = 0$, et durant au maximum 1 temps élémentaire. Pour comprendre le fonctionnement deux cas sont à distinguer :

Premier cas. La commande START (bouton-poussoir) arrive pendant $H = 1$; nous avons $\overline{t.e_{99}} = 0$, donc $VALID = 1$, $\overline{H} = 1$, $START = 1$, donc $RAZ = 0$, le compteur est immédiatement remis à zéro; $\overline{t.e_{99}}$ passe à 1, mais RAZ étant à 0, VALID reste



A utiliser dans le cas du déclenchement conditionné si le bouton poussoir est de qualité médiocre.

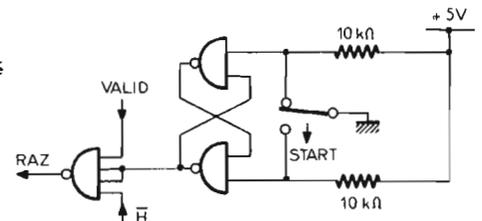


Fig. 11

à 1. Lorsque \overline{H} passe à 0, RAZ passe à 1, donc VALID passe à 0, et lorsque \overline{H} repasse à 1, RAZ reste à 1, la remise à zéro est terminée; VALID étant à 0, l'action de START n'a plus aucun effet; il faudra attendre le prochain temps 99 pour recommencer le cycle.

Deuxième cas. La commande START arrive pendant $\overline{H} = 0$; RAZ reste à 1 jusqu'à ce que \overline{H} soit à 1; dès cet instant on a $\overline{t.e_{99}} = 0$, donc $VALID = 1$, $\overline{H} = 1$, $START = 1$, donc $RAZ = 0$. RAZ = 0 maintient VALID à 1, le système est stable. Lorsque \overline{H} passe à 0, RAZ passe à 1, donc VALID passe à 0, la remise à zéro est terminée.

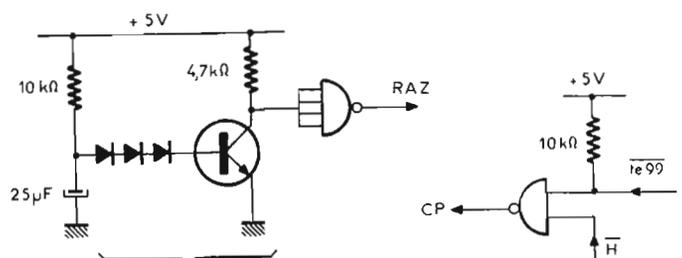
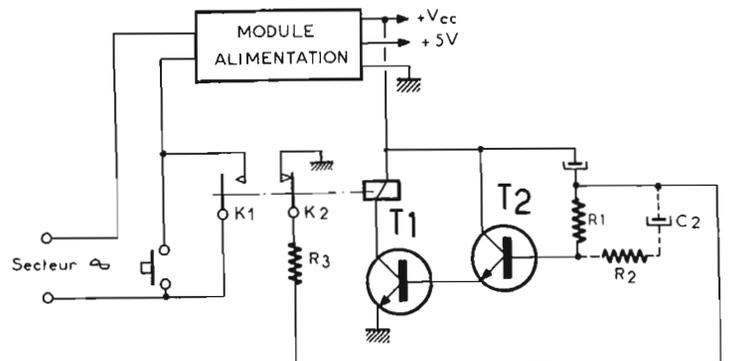
Ce procédé de commande, très supérieur à l'exemple de DECLANCHEMENT SIMPLE (Fig. 9), ne fonctionne correctement que si le bouton-poussoir est de qualité

suffisante. Dans le cas où les rebonds mécaniques seraient trop importants, il conviendrait d'utiliser le circuit éliminateur de rebonds de la figure 11.

3° Cas où la machine n'est pas alimentée en permanence.

Beaucoup penseront qu'il n'est pas heureux d'alimenter en permanence un montage électronique qui ne fonctionne que 10 secondes, et peu fréquemment. C'est pourquoi, à la figure 12, nous donnons le schéma d'un montage qui permet de n'alimenter la machine que durant le temps nécessaire à l'exécution du morceau.

Nous pouvons décomposer le montage en trois sous-ensembles indépendants. Le circuit de blocage au temps 99 est celui déjà vu; il ne nécessite qu'une porte NAND à deux entrées; nous avons $CP = \overline{t.e_{99}} \overline{H} = \overline{t.e_{99}} + \overline{H}$ (équation logique de la porte).



Diodes et transistors au silicium (très important)

Fig. 12

Le circuit de remise à zéro est indispensable; en effet, à la mise sous tension, les bascules du compteur se positionnent indifféremment à 1 ou à 0. Une temporisation est obtenue par un circuit RC; lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint le seuil donné par le V_{be} d'un transistor au silicium et trois diodes en série, le transistor se met à conduire, RAZ passe à 1, et le compteur démarre.

Il reste la temporisation de l'alimentation. Celle-ci fournit deux tensions: +5 V pour les circuits intégrés et les différents modules logiques, et une tension +Vcc pour l'amplificateur basse fréquence; celle-ci peut varier de 6 V à 48 V, selon l'amplificateur utilisé. Lorsque l'on appuie sur le bouton-poussoir, les deux tensions apparaissent à la sortie. La tension +Vcc charge un condensateur C_1 à travers une résistance R_1 . Ce courant de charge commande un transistor T_2 , qui lui-même commande T_1 . Le courant du collecteur de T_1 excite un relais, qui ferme un interrupteur K_1 qui assure le maintien de l'alimentation. Lorsque C_1 se charge, le courant de base de T_2 diminue, et donc le courant dans le relais; lorsque celui-ci est insuffisant, il ouvre le contact K_1 , et ferme un contact K_2 , qui par une résistance R_3 assure la décharge du condensateur. Il n'est pas possible de donner des valeurs pour les composants, car ils sont fonction du relais, et de la tension Vcc; nous ne pouvons donc que donner une formule permettant de calculer R_1 .

Si G_1 est le gain en courant du transistor T_1 , G_2 le gain de T_2 , I le courant minimal de maintien du relais, +Vcc la tension d'alimen-

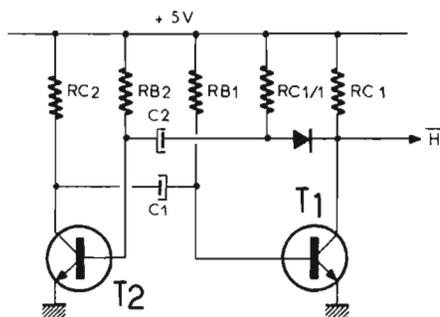
tation de l'amplificateur BF, on a $R_1 = (+Vcc) \cdot G_1 \cdot G_2 / 2I$. On peut déterminer cette valeur expérimentalement: on court-circuite C_1 , et on met la valeur de résistance maximale permettant le maintien du relais lorsqu'il a été excité. R_1 doit avoir la moitié de cette valeur. C_1 est à ajuster de façon à obtenir une temporisation suffisante. Si le relais a un courant de collage très supérieur au courant de maintien, il peut être nécessaire de placer en parallèle sur R_1 un circuit R_2, C_2 ; on a $R_2 = R_1/10$ et $C_2 = C_1/10$. R_3 n'est pas critique, on pourra prendre $R_3 = R_1$.

Les caractéristiques du relais ne sont pas critiques, mais sa tension de service devra être très inférieure à Vcc (au moins 3 fois).

XI. — L'OSCILLATEUR HORLOGE

Le montage le plus simple est un multivibrateur à deux transistors; toutefois une précaution est à prendre: étant donné la fréquence très faible des oscillations, le temps de montée du signal est trop long (charge du condensateur par la résistance de collecteur). Il convient donc de placer une résistance et une diode, conformément à la figure 13, en plus des composants habituels.

La valeur des condensateurs est à ajuster en fonction de la fréquence que l'on souhaite; elle dépend du goût de chacun, du morceau joué, etc. On respectera la relation $C_1 = 2C_2$. Si le compteur est constitué de bascules JK, et non de bascules D, il conviendra de prendre $C_1 = 20 \times C_2$ et $RB_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $RB_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $RC_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $RC_1 = RC_2/1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, mais ces valeurs ne sont pas critiques.



$$RC_1 = RC_2/1 = RC_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$RB_1 = RB_2 = 47 \text{ k}\Omega$$

Fig. 13

XII. — L'ALIMENTATION ET L'AMPLIFICATEUR BF

Ces modules sont classiques, et ont fait l'objet de plusieurs descriptions dans les numéros précédents, nous ne donnerons donc pas de schéma. L'amplificateur doit avoir une puissance au moins égale à 500 mW, elle pourra être supérieure, selon les utilisations; le niveau de sortie BF que l'on recueille aux bornes de la résistance de 100 Ω est d'environ 150 mV; l'impédance d'entrée de l'amplificateur pourra être quelconque.

L'alimentation 5 V devra être d'excellente qualité: un gros condensateur de filtrage après les diodes de redressement; une stabilisation à $\pm 0,1$ V en fonction de la température, une résistance interne inférieure à 0,1 Ω , un facteur de stabilisation amont supérieur à 100. L'alimentation de l'amplificateur BF sera fonction de ce dernier. On prendra la précaution de distribuer plusieurs

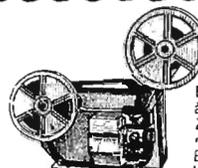
condensateurs électrochimiques de 10 μF , en parallèle avec des condensateurs au mylar ou au mica de 10 nF sur le câblage des circuits intégrés, des matrices, des adaptateurs, et des oscillateurs.

XIII. — LE CABLAGE ET LA RÉALISATION PRATIQUE

Un exemple de réalisation pratique des matrices à diodes a été donné au paragraphe V; pour le câblage des circuits intégrés on se reportera au n° 1316 page 58: « Comment monter et câbler les circuits intégrés ». Le reste du câblage: oscillateurs, amplificateurs, alimentations peut se faire soit sur circuit imprimé, soit à l'aide de fil et de barrettes à cosses.

Si la distance entre le contact de déclenchement et le reste du montage dépasse deux mètres, il conviendra d'établir une liaison en fil blindé, si l'on a choisi une alimentation permanente.

M. CAROFF



PROJECTEUR SUPER 8

« 5010 » FERRANIA

Basse tension : 110 à 240 V - Lampe quartz 12 V - 100 W. à miroir Dicroic. Marche AV/AR et **ARRÊT SUR IMAGE**. Zoom 1,3/17 à 30 mm. Vitesse variable. Chargement automatique jusqu'à la bobine. Bobine jusqu'à 240 mètres. Livré avec bobine et couvercle (franco 519 F) **499 F**



PROJECTEUR « DUO-QUARTZ »

8 et SUPER 8

Made in U.R.S.S.

Marche AV et AR - Arrêt sur image. Lampe iode 12 V. 100 watts - 110/220 V. Livré avec mallette + 3 bobines. Prix (franco 415 F) **395 F**



UN TRÈS BEAU COFFRET

" KIT CORREDO "

10 PIÈCES POUR 100 F (FRANCO 106 F) comprenant :

- 1 appareil Euramatic-Ferrania pour pellicules 126
- 1 étui
- 2 pellicules en chargeur 126
- 3 flashes cube
- 1 pile
- 1 dragonne
- 1 album de classement photo.

Ensemble garanti **UN AN**

" NOS AFFAIRES "

NE FIGURENT PAS TOUTES DANS CETTE PUBLICITE

Veuillez remplir le bon ci-dessous, ou mieux, nous rendre visite

APPAREILS PHOTO 24 x 36 - FLASHES ÉLECTRONIQUES - PROJECTEURS ET CAMÉRAS (8 - SUPER 8 - 9,5 - 16) MUETS OU SONORES - AGRANDISSEURS - MATÉRIEL LABO - CHAINES HI-FI - MAGNÉTOPHONES - Etc.

aux meilleurs prix

PHOTO-CINÉ-MULLER

14, rue des Plantes, PARIS (XIV^e) - Tél. : 306-93-65 - C.C.P. PARIS 4638.33

Métro : Alésia - Autobus : 28 arrêt : Mairie du XIV^e - Magasin ouvert tous les jours sauf dimanche et lundi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h 30 à 19 h 30.

Expédition rapide contre paiement. Pas d'envoi contre remboursement.

BON A DÉCOUPER POUR RECEVOIR

notre catalogue 1971 PHOTO - CINÉ - LABO - RADIO

« Rien que des affaires », contre 0,90 F en timbres-poste.

NOM PRÉNOM

ADRESSE COMPLÈTE



HP 12-71

Les Etablissements **RADIO-STOCK** vous informent que son **DÉPARTEMENT COMPOSANTS** est transféré à la Société

MAGENTA-ÉLECTRONIC

8-10, rue Lucien-Sampaix - PARIS-10^e - Tél. : 607-74-02 et 206-56-13

LA TÉLÉVISION MODERNE

noir et blanc et couleur

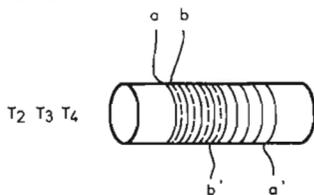
LES AMPLIFICATEURS MF DES TÉLÉVISEURS

MONTAGE A ACCORDS DECALES

On a commencé, dans notre précédent article, l'étude d'un amplificateur MF vision à circuits intégrés et à accords décalés. Son schéma a été donné à la figure 9, dernière du précédent article.

Les bobinages utilisés sont des transformateurs *bifilaires* à nombre différent de spires au primaire et au secondaire permettant aussi l'adaptation entre la sortie d'un circuit intégré et l'entrée du suivant.

Comme chaque transformateur n'est qu'à un seul accord, le couplage entre les deux enroulements doit être maximal, ce qui se traduit par un **coefficient de couplage K** aussi proche que possible de 1.

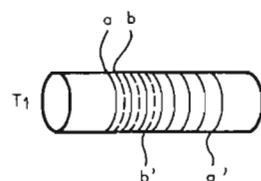


a a' ——— primaire
b b' - - - - - secondaire

Fig. 10

Dans ces conditions, l'accord s'effectue avec la capacité qui sera connectée aux bornes de l'enroulement ayant le plus grand nombre de spires (voir Fig. 10 et 11) ou à celles ayant le plus petit nombre de spires.

Voici les caractéristiques des bobinages T_1 à T_4 : T_1 = primaire 2 spires, secondaire 7 spires, fil de 0,4 mm de diamètre ; T_2 = primaire 28 spires, secondaire



bb' - - - - - primaire
aa' ——— secondaire

Fig. 11

9 spires, fil de 0,25 mm de diamètre ; T_3 = primaire 19 spires, secondaire 8 spires, fil de 0,16 mm ; T_4 = primaire 19 spires, secondaire 2 spires, fil de 0,2 mm de diamètre.

Remarquons, au sujet de T_1 et T_4 que les nombres des spires du primaire de T_1 et du secondaire de T_4 sont établis pour des impédances de 50 Ω . Il est évident qu'en pratique, les impédances d'entrée et de sortie seront, en général, différentes de cette valeur. Ainsi, le secondaire de T_4 précèdera une détectrice diode et l'impédance sera de l'ordre de 1 000 Ω .

Soit Z_x l'impédance, différente de 50 Ω , que l'on désire adopter. Il est facile de déterminer le nombre des spires correspondant.

On appliquera la formule classique bien connue :

$$\frac{Z_x}{Z} = \frac{N_x^2}{n} \quad (1)$$

Exemple : soit à déterminer le nombre de spires du primaire N_x lorsque l'impédance d'entrée est de 300 Ω au lieu de 50 Ω . La formule (1) donne :

$$\frac{300}{50} = \frac{N_x^2}{2}$$

donc $N_x^2 = 1\ 200/50 = 24$ et par conséquent $N = \sqrt{24} = 5$ environ.

De même, soit $Z_x = 1\ 000 \Omega$, l'impédance du secondaire de T_4 , on a :

$$\frac{1\ 000}{50} = \frac{N_x^2}{2}$$

Ce qui donne :
 $N_x^2 = 4\ 000/50 = 80$
d'où $N = \sqrt{80} = 9$ environ.

Ces bobinages sont montés sur des noyaux américains T12-10 que l'on pourra remplacer par des noyaux fabriqués en France, de diamètre usuel en HF à 45 MHz.

La détermination exacte des bobines s'effectuera par mesures selon les indications de la figure 12.

AM est un appareil mesurant la fréquence d'un circuit accordé LC, L_2 est la bobine d'un transformateur bifilaire qui est shuntée par l'ajustable d'accord, L_1 est l'autre enroulement, C est la capacité d'accord de L_2 .

Soit à déterminer les caractéristiques de T_2 par exemple, qui est à 28 spires au primaire et 9 spires au secondaire.

Avec le support à noyau de ferrite dont on dispose, on réalise le transformateur, donc $L_2 = 9$ spires et $L_1 = 28$ spires, la capacité C étant égale à C3 du schéma, c'est-à-dire à une valeur comprise entre 9 et 35 pF. Adopsons $C = 20$ pF.

L'appareil de mesure (par exemple en fréquencesmètre) indiquera la fréquence de résonance du circuit L_2 C. Si elle est de 45 MHz environ, on déterminera à l'aide de la variation de la position du noyau quelle est la bande couverte en réglant celui-ci. Si f est très différente de 45 MHz et impossible à régler à cette valeur par le noyau, modifier le nombre de spires **tout en conservant le rapport 28/9** des spires.

Ayant déterminé les nouveaux nombres de spires, réaliser les quatre bobinages T_1 à T_4 avec les supports et noyaux dont on dispose.

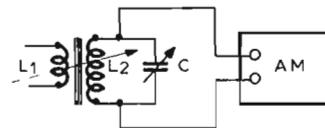


Fig. 12

MISE AU POINT D'UN AMPLIFICATEUR A ACCORDS DECALES

Les valeurs données par le fabricant pour les accords et les largeurs de bande B_1 à B_4 doivent être obtenues effectivement sur le montage terminé afin que la bande globale B_g soit obtenue.

La méthode de réglage des liaisons entre les circuits intégrés est la suivante :

1° On branche un générateur accordé sur la fréquence d'accord à l'entrée du montage à régler et un indicateur à sa sortie ;

2° On règle l'accord ;

3° On évalue la largeur de bande, et si elle n'a pas la valeur requise, on modifie le produit RC du circuit.

En pratique on accordera et réglera chaque étage séparément. On branchera un générateur de 50 Ω à l'entrée, c'est-à-dire sur le primaire de T_1 . L'indicateur sera de 50 Ω et dans ce cas, il constituera la charge de sortie sur le secondaire de T_4 . Si l'indicateur a une résistance d'entrée R_{ind} , supérieure à 50 Ω , il sera nécessaire de monter une résistance d'appoint R_{app} de façon que R_{app} et R_{ind} en parallèle soient équivalentes à 50 Ω . Si R_{ind} est connue, on aura :

$$R_{app} = \frac{R_{ind} \cdot 50}{R_{ind} - 50} \text{ ohms.}$$

Par exemple, si $R_{ind} = 500 \Omega$, la valeur de la résistance d'appoint est :

$$R_{app} = \frac{500 \cdot 50}{450} = 55 \Omega \text{ environ}$$

Pour des valeurs de R_{ind} supérieures à 500 Ω , on prendra $R_{app} = 50 \Omega$. Ce sera le cas le plus fréquent car l'indicateur, valable à 45 MHz est un voltmètre électronique à très grande résistance d'entrée.

Soit, maintenant à régler le premier circuit accordé $T_1 C_1$.

Il y a deux possibilités :

1° Brancher l'indicateur à la sortie du circuit intégré 1 aux points 9 et 6 ;

2° Amortir tous les circuits sauf celui à accorder.

Pour amortir les circuits accordés, il suffit de shunter la bobine à plus grand nombre de spires, par une résistance très faible, par exemple 100 Ω . De cette façon, la bande du circuit amorti sera très grande par rapport à celle du circuit à régler.

Ayant procédé selon la deuxième manière, on accordera le générateur sur la fréquence requise pour T_1 , qui est de 42,5 MHz. Accorder ensuite le circuit $T_1 C_1$ pour obtenir le maximum sur l'indicateur. Retoucher la tension e_2

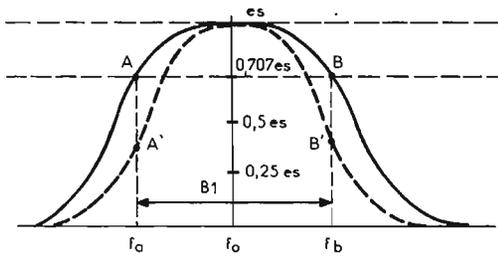


Fig. 13

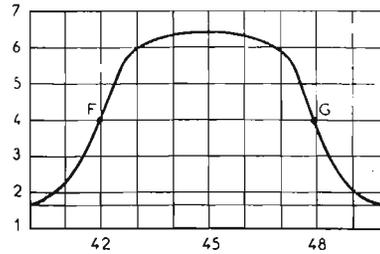


Fig. 14

fournie par le générateur pour obtenir à la sortie, sur l'indicateur, une tension comme par exemple $e_s = 100$ mV. Noter la valeur de e_s .

Il s'agit maintenant de régler le circuit d'entrée pour que sa bande ait la valeur imposée, $B_1 = 3$ MHz. Pour cela, il suffira de régler le générateur sur les deux fréquences limites de la bande (voir Fig. 13) qui sont :

$$f_a = f_0 - 0,5 B_1 = 45 - 1,5 = 43,5 \text{ MHz.}$$

$$f_b = f_0 + 0,5 B_1 = 45 + 1,5 = 46,5 \text{ MHz.}$$

Comme on le voit sur la figure 13, f_a et f_b correspondent à des tensions de sortie $C'_s = 0,707 C_s$, c'est-à-dire à des atténuations de 3 dB de tension. Si $C_s = 100$ mV, $C'_s = 70,7$ mV.

La suite des opérations conduit à régler le générateur sur $f_a = 43,5$ MHz et à régler e_s sur la valeur trouvée précédemment lorsque l'accord du générateur était sur $f_0 = 45$ MHz. Lire sur l'indicateur la valeur de la tension obtenue, que nous désignerons par e'_s .

Si $e'_s = 0,707 e_s$ la bande désirée a été obtenue. Si e'_s est différente de $0,707 e_s$, il faut modifier l'amortissement du circuit accordé.

Cette modification est facile si $e'_s < 0,707 e_s$. Dans ce cas (voir le point A' de la Fig. 13) la bande du circuit est plus faible que celle requise, donc il suffira de shunter le circuit LC par une résistance R_m qui peut être calculée ou déterminée expérimentalement.

Si, au contraire, $e'_s > 0,707 e_s$, la bande du circuit est trop large et il faudrait désamortir le circuit accordé.

Comme aucune résistance matérielle ne figure sur le schéma, il faut désamortir le circuit par un autre moyen.

Basons-nous sur les deux formules données précédemment :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

$$\text{et } B = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

On voit que B varie aussi bien en fonction de R qu'en fonction de C et cela, de la même manière.

Si l'on modifie R, la valeur de C reste inchangée et il en est de même

de f qui dépend de L et de C seulement si l'on ne peut pas modifier R, il faut agir sur C.

Dans ce cas, toutefois, l'accord sur la fréquence requise est modifié et pour le rétablir, on doit changer la valeur de L. Ainsi, si l'on doit augmenter C pour diminuer B qui a été trouvée trop large, il sera nécessaire de diminuer L_1 pour rétablir la valeur correcte LC dont dépend la fréquence.

Pratiquement, si le schéma proposé a été bien étudié, ce qui est le cas des montages proposés par les fabricants de semi-conducteurs, la bande B_1 requise sera obtenue si le schéma a été respecté et le matériel bien vérifié avant montage.

La bonne solution pratique est de rendre variables aussi bien le coefficient L de la bobine et la capacité C du condensateur d'accord donc, bobinée à noyau mobile et condensateur ajustable, surtout dans le cas d'une maquette.

Si la bande obtenue est plus grande que celle requise, augmenter C et diminuer L. Si elle est plus faible, diminuer C et augmenter L.

Remarquons qu'il est recommandé d'éviter le montage d'une résistance matérielle car on diminue ainsi le gain de l'étage. Réglage des étages suivants.

Pour régler le circuit T_2, C_3 on adoptera la même méthode que pour le circuit T_1, C_1 .

Il faudra choisir encore entre deux procédés.

1° Le générateur étant branché sur le primaire de T_1 et l'indicateur à la sortie, on amortira avec 100Ω le primaire de T_1 , celui de T_2 et celui de T_4 de façon à ce que seul l'accord de T_2 ait une influence sur l'accord global de l'amplificateur.

2° Le générateur sera branché sur l'entrée 1-2 du circuit intégré 1 qui aura été déconnectée préalablement de T_1 et l'indicateur sera connecté aux points 6-9 du circuit intégré 2, déconnecté préalablement de T_3 .

L'un des deux procédés sera ensuite appliqué pour accorder T_1 et T_4 .

Il est évident que si tous les accords et largeurs de bande sont corrects, la courbe globale sera celle de la figure 14 avec les limites de la bande, les fréquences 42 et 48 MHz dont la différence $B_g = 6$ MHz. Cette courbe a été obtenue avec un vobuloscope Jerrold type 890 les points F et G correspondent à des atténuations de 3 dB par rapport au gain maximum obtenu à 45 MHz.

Remarquons que le circuit intégré CI_2 est précédé et suivi de circuits accordés sur la fréquence médiane de 45 MHz avec une largeur de bande de 6 MHz pour l'ensemble des deux. L'accord de T_2 et T_3 est donc réalisable en même temps, en procédant de la manière suivante : le générateur sera branché sur l'entrée (primaire de T_1), le secondaire de T_1 sera fortement amorti par une résistance de 100Ω , l'indicateur sera monté à la sortie, à condition que le primaire de T_4 soit amorti. Ne resteront que T_2, C_3 et T_3, C_4 pour déterminer l'accord sur 45 MHz.

Le montage du banc de réglage est représenté par le schéma de la figure 15.

Lorsqu'il y a deux circuits accordés sur la même fréquence, leur bande individuelle doit être deux fois celle de la bande de l'ensemble. Cette dernière ayant été fixée à 6 MHz, la bande de T_2 et T_3 sera de 12 MHz comme on l'a indiqué précédemment au sujet des circuits concordants.

En pratique après avoir accordé T_2 et T_3 , sur 45 MHz, on vérifiera que la bande B_g résultante de B_2 et B_3 est correcte. Si tel n'était pas le cas agir sur L et C comme on l'a expliqué plus haut.

FORMULES POUR CIRCUITS DECALES

Pour calculer les fréquences d'accord et les largeurs de bande des circuits décalés, on utilisera les formules habituelles dont nous

donnons les expressions pour trois circuits.

a) Un étage accordé sur f_0 avec $B = B_g$.

b) Un étage accordé sur αf_0 avec $B = 0,5 B_g$.

c) Un étage accordé sur f_0/α avec $B = 0,5 B_g$.

La valeur de α étant 1,0578 d'où

$$\alpha f_0 = 1,0578 \cdot 45 = 47,6 \text{ MHz.}$$

$$f_0/\alpha = 45/1,0578 = 42,5 \text{ MHz.}$$

COURBES DES PARAMETRES Y

Les paramètres y ayant la dimension d'une conductance se mesurent en A/V ou mhos ou Siemens.

Le paramètre y_{11} donne l'admittance d'entrée.

$$Y_{11} = G_{11} + jB_{11}$$

Les courbes de la figure 16 donnent les valeurs de G_{11} et de B_{11} en fonction de la fréquence f.

Pour $f = 45$ MHz on lit sur ce graphique, $G_{11} = 1,9$ environ et $B_{11} = 2,1$ environ.

Il est important de savoir dans quelles conditions on a mesuré ces paramètres.

Dans le cas présent les mesures ont été faites avec $V_{cag} = 0$ et $V_{cc} = 6$ V donc, dans les conditions requises par le présent montage, on a donc $y_{11} = 1,9 + j2,1$ d'après les courbes.

Précédemment, nous avons donné les valeurs suivantes très proches de celles ci-dessus

$$Y_{11} = 2 + j1,8 \text{ mA/V}$$

On a trouvé $R_{11} = 1/G_{11} = 0,5 \text{ V/mA} = 500 \text{ V/A} = 500 \Omega$.

D'autre part, B_{11} donne la réactance d'entrée X_{11} ou X_c . Dans le cas présent il s'agit de X_c , réactance de capacité :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{B_{11}}$$

ce qui donne :

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 X_c} = \frac{b_{11}}{2\pi f_0}$$

avec C en farads, f_0 en hertz et X_c en ohms, égale à $1/B_{11}$ donc :

$$C = \frac{1,8 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 45 \cdot 10^6} \text{ farads}$$

$$\text{ou } C = \frac{1,8 \cdot 10^3}{6,28 \cdot 45} \text{ pF}$$

$$\text{ou } C = 6,4 \text{ pF}$$

donc, à 45 MHz avec $V_{cc} = 6$ V et $V_{cag} = 0$ V, le circuit intégré MC 1550 présente une résistance d'entrée $R_{11} = 500 \Omega$ et une capacité d'entrée $C_{11} = 6,4$ pF, les deux en parallèle.

Nous avons ainsi la possibilité de déterminer R_{11} et C_{11} si l'on

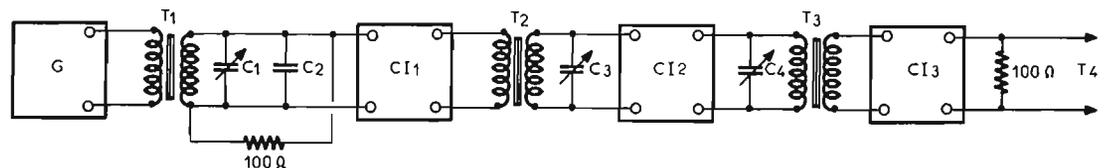


Fig. 15

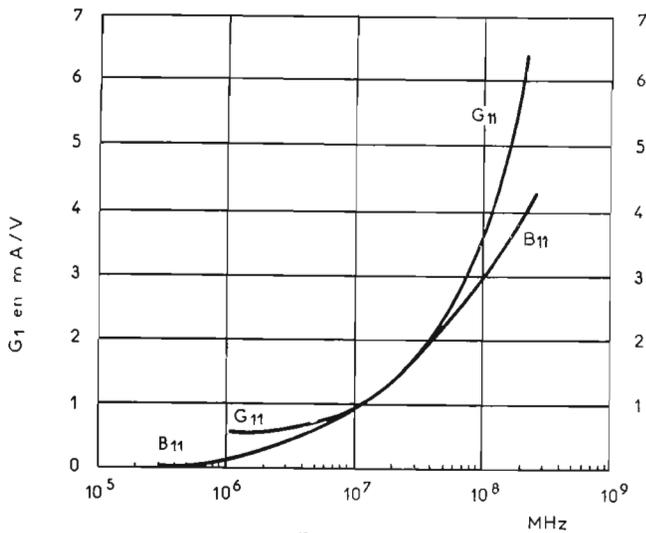


Fig. 16

connaît Y_{11} . Il en sera de même des éléments R et X pour les trois autres paramètres.

On donne parfois, directement les valeurs de R_{11} , C_{11} , etc., à l'aide de courbes comme celles de la figure 17.

En effet ceux-ci dépendent des résistances d'entrée et de sortie ainsi que des capacités d'entrée et de sortie.

Il faut, évidemment, que R_{11} , R_{22} , C_{11} et C_{22} varient le moins possible lorsque V_{CAG} varie en

de faibles variations de l'accord et de la bande dues à R_{11} et C_{11} .

Pour R_{22} et C_{22} on dispose de courbes de la figure 19. On voit que C_{22} se maintiendra pratiquement constante à 45 MHz pour toutes les valeurs de V_{CAG} . L'accord

plus faible que R_{22} donc elle variera entre 13 K Ω et 33 K Ω environ. La résultante de R_{11} et R_{22} variera, par conséquent entre :

$$\frac{13 \cdot 0,5}{13,5} = \frac{6,5}{13,5} = 0,48 \text{ K}\Omega$$

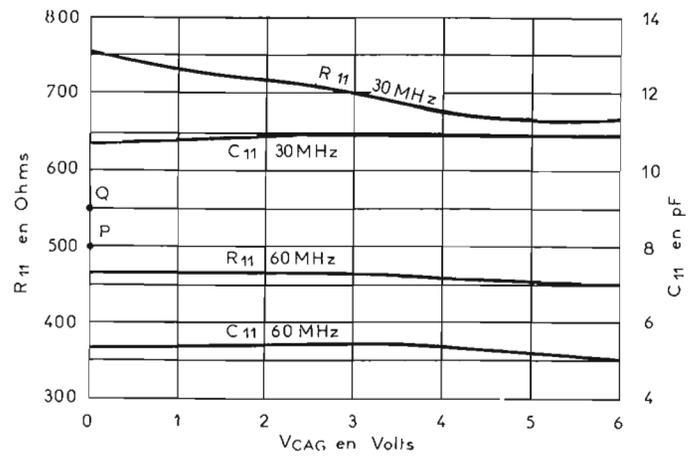


Fig. 18

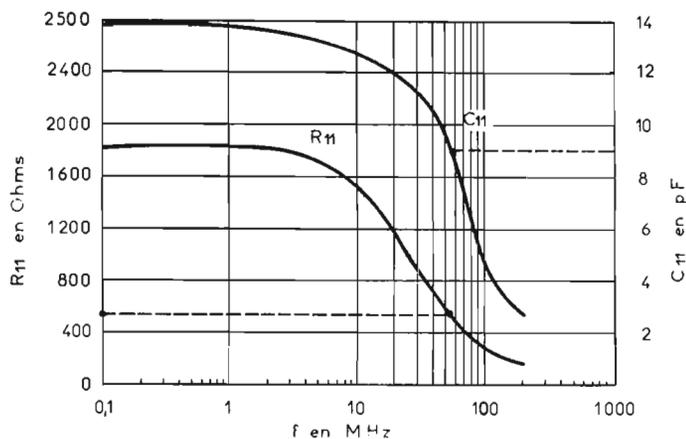


Fig. 17

Ces courbes donnent des valeurs légèrement différentes de celles trouvées, les mesures n'ayant pas été faites sur un même circuit intégré. En raison des tolérances, de telles différences peuvent être admises.

D'après les courbes de la figure 17 on trouve :

$$R_{11} = 550 \Omega \text{ environ}$$

$$C_{11} = 8,8 \text{ pF environ}$$

En pratique ces écarts ne présentent pas d'importance car, la capacité d'accord calculée est beaucoup plus grande que C_{11} et de plus elle est ajustable.

Pour Y_{22} on trouve $R_{22} = 2 \text{ K}\Omega$ environ et $C_{22} = 2 \text{ pF}$ environ d'après des courbes analogues à celles de la figure 17.

INFLUENCE DE LA CAG

Dans un montage à circuits intégrés auquel il est nécessaire d'appliquer la CAG, il convient de connaître aussi bien que possible, l'influence de la variation de V_{CAG} sur l'accord et de la largeur de bande de chaque étage.

fonction du signal capté par l'antenne.

Les mesures sont donc nécessaires pour évaluer les variations de ces éléments R et C lorsque la tension V_{CAG} = tension appliquée au point 5 du circuit intégré (voir les schémas des amplificateurs) varie. Les mesures ayant été effectuées par le fabricant, nous disposons de courbes donnant les R et C d'entrée et de sortie en fonction de V_{CAG} à diverses fréquences.

La figure 18 donne à $f = 30 \text{ MHz}$ et $f = 60 \text{ MHz}$, la variation de R_{11} et C_{11} lorsque V_{CAG} varie entre 0 et 6 V. Les courbes correspondant à $f = 45 \text{ MHz}$ ne sont pas données, mais on connaît les points $V_{CAG} = 0$ fournis par la courbe de la figure 17. On a ainsi les points P et Q. De toutes façons l'allure des courbes indique que R_{11} et C_{11} varieront peu, la variation de R_{11} étant de l'ordre de 75 Ω vers 45 MHz lorsque V_{CAG} varie de 0 à 6 V. La variation de C_{11} est insignifiante et on peut escompter avec ce montage

ne variera pas. En ce qui concerne R_{22} , la résistance de sortie, nous avons dessiné en pointillé, par une interpolation graphique la courbe $f = 45 \text{ MHz}$.

On voit que R_{22} tend à varier considérablement lorsque V_{cc} passe de 2,5 V à 3,5 V et ensuite de 3,5 V à 5 V.

La variation est de 40 K Ω à 100 K Ω , mais elle a moins d'effet car R_{22} n'est pas la seule résistance d'amortissement du circuit d'accord.

Soit par exemple le cas du circuit à transformateur T_2 dont le secondaire est accordé par C_3 et amorti par $R_{11} = 500 \Omega$ environ.

Le rapport de transformation, primaire à secondaire, est 28/9, c'est-à-dire 3 environ, donc R_{22} rapportée au secondaire devient R_{22} donnée par la relation :

$$\frac{R_{22}}{R_{22}} = 3^2 = 9$$

autrement dit R_{22} est trois fois

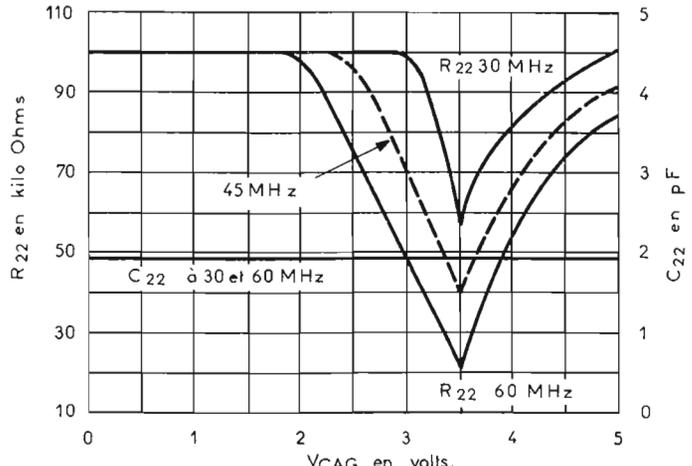


Fig. 19

$$\text{et } \frac{33 \cdot 0,5}{33,5} = 0,472 \text{ K}\Omega$$

ce qui représentera une faible variation de la largeur de bande B_2 de ce circuit.

De plus, dans de nombreuses réalisations commerciales, la CAG ne sera appliquée qu'aux deux premiers circuits intégrés et de ce fait, la constance des accords et des bandes sera encore plus approchée.

En résumé on a pu constater que les circuits intégrés peuvent être traités comme des quadripôles actifs de la même manière que les transistors ou les lampes pour la détermination des amplificateurs FI de télévision.

Grâce à la possibilité d'utiliser, pour de nouveaux composants actifs, les méthodes ayant fait preuve d'efficacité, précédemment, la détermination des éléments d'un montage est rapide et facile.

F. JUSTER.

LES NOUVEAUX MATÉRIELS AUDIO-VISUELS ET LES NOUVEAUX ÉCRANS

LE Salon international de l'Informatique de la communication et de l'organisation de bureau 1971 était orienté spécialement, comme son nom l'indique, sur les développements de l'informatique sous toutes ses formes. Mais, malgré l'absence d'exposants au seul titre de l'audio-visuel, de nombreux matériels nouveaux et intéressants étaient présentés sur de nombreux stands.

Les différents constructeurs se rendent compte du rôle immense réservé aux techniques audio-visuelles dans les prochaines années. Ils ont donc entrepris des recherches, et ont étudié et mis au point, bien souvent, des matériels destinés à des usages analogues. L'inconvénient essentiel, à l'heure actuelle, consiste dans le problème de la normalisation. Les distributeurs éprouvent donc des difficultés pour commercialiser leurs productions et il reste aussi, sans doute, à former plus spécialement des utilisateurs, qui doivent prendre conscience de l'intérêt et des possibilités de ces nouveaux matériels.

Le problème de la normalisation des nouveaux matériels constitue parfois des difficultés nouvelles, en raison du problème actuel de l'absence de compatibilité des différents matériels entre eux, les différents constructeurs réalisant des systèmes possédant chacun leurs caractéristiques propres et différentes de celles des autres matériels actuels ou même prévus pour un avenir prochain.

Cette remarque peut s'appliquer à tous les genres de matériels et, tout d'abord, sans doute, aux différents types de projecteurs de cinéma de formats réduits ou de diapositives. Dans ces derniers, il y a, sinon des cassettes, du moins des paniers rectilignes longs de différents types, et des paniers circulaires, rotatifs horizontaux ou verticaux, de différentes capacités.

Le film Super 8, qui constitue à l'heure actuelle le format-type réduit le plus employé, est à peu

près normalisé dans les caméras qui utilisent toutes le même chargeur, mais cette normalisation n'est malheureusement pas adoptée en ce qui concerne la projection.

Il y a toujours des bobines de différentes capacités, dont l'emploi ne pose pas de problèmes sur les différents types de projecteurs, mais nous sommes à l'ère des cassettes, qui présentent des avantages remarquables de facilité d'emploi et de manœuvre rapide sans risque d'erreur.

Les cassettes de projection sont donc très intéressantes, mais il en existe de différents types incompatibles et, en particulier, de trois modèles principaux : Kodak, Bell-Howell, Bolex-Pailard et Technicolor.

Nous avons déjà, dans un récent article, signalé le même fait en ce qui concerne les vidéocassettes ou télécassettes, sans compter les vidéodisques destinés à être placés sur les nouveaux lecteurs d'images et de sons, reliés à un téléviseur et qui permettront d'utiliser ces derniers comme des sortes de projecteurs de format réduit.

Il y a des cassettes à bandes magnétiques plus ou moins normalisées, mais des cassettes EVR, des cassettes de télécinéma Super 8, sans compter des chargeurs pour d'autres appareils en préparation.

La standardisation des différents matériels pourra peut-être être accélérée par les services de l'Education nationale, qui utilisent seulement du matériel agréé et, à propos tout au moins du film Super 8, deux dossiers ont été déposés à l'Organisme international de normalisation, ou ISO, pour la cassette Super 8 Kodak, et pour une autre cassette Super 8 Philips, destinée à la projection programmée.

Même si une normalisation est réalisée à la suite d'un accord entre les principaux fabricants, ses effets ne pourront pas se manifester sur les marchés avant plusieurs mois, sinon plusieurs années.

En ce qui concerne spécialement les vidéocassettes, la difficulté n'est pas seulement due aux caractéristiques des lecteurs de cassettes, mais à celle des téléviseurs auxquels ils doivent être reliés.

Les standards de télévision principaux sont incompatibles entre eux ; le N.T.S.C. adopté aux Etats-Unis et au Japon, le P.A.L. dans la plupart des pays européens, et la France qui continue à utiliser le S.E.C.A.M.

Les bandes magnétiques utilisées dans les cassettes ne sont pas non plus normalisées. Les Japonais emploient des bandes de 18 mm, alors qu'on emploie en Europe, suivant le standard V.C.R. Philips, des bandes de 12,7 mm ; cependant certains fabricants japonais se rallieraient peut-être aux cassettes à 12,7 mm.

Les systèmes de vidéocassettes restent toujours en compétition, comme nous l'avons noté dans un récent article, et le dernier salon de Berlin a confirmé encore cette constatation ; il y a toujours en compétition le film Super 8, le film spécial photo-sensible, le disque et la bande magnétique.

Dans le domaine du Super 8, l'appareil Colorvision Nordmende constitue une sorte de télécinéma et 2 000 appareils E.V.R. auraient été vendus en Grande-Bretagne, mais les déchets et les difficultés de fabrication restent très importants. Le groupe japonais Itachi aurait mis au point, dans le même sens, un appareil de lecture couleur plus pratique.

Le vidéodisque, étudié aussi par Thomson C.S.F. pourrait être utilisé sur un appareil lecteur couleur avec chargeur, dont le prix ne dépasserait pas 2 000 F et chaque disque ne vaudrait que de 17 à 34 F, ce qui constituerait déjà une différence importante avec les autres systèmes, les prix des appareils de lecture E.V.R. étant, rappelons-le de 6 000 F, de Philips 3 300 F, de Nordmende 3 600 F, et celui des cassettes magnétiques vierges de 175 F environ.

Par contre, des progrès importants semblent avoir été réalisés dans le domaine de la multiplication des cassettes à bandes magnétiques, déjà étudiées également dans la revue. La reproduction d'une bande de 60 mn pourrait être ainsi effectuée en 30 mn.

Mais, il semble de plus en plus évident que les dates réelles de commercialisation de tous les appareils s'étendront de 1972 à 1973, de sorte que le développement de ces procédés audio-visuels de loisirs n'est pas prévu pour un avenir immédiat.

Dès à présent, cependant, on peut noter des initiatives originales et encourageantes. C'est ainsi qu'une comédienne célèbre, Jeanne Moreau, et deux réalisateurs de cinéma Jean-Louis Richard et Christian Gion, se sont associés pour réaliser le premier magazine audio-visuel sur cassettes « IN ». Il est destiné à un public particulier, mais considérable, aux centaines de milliers de femmes, qui passent en moyenne 30 à 40 minutes dans les salons de coiffure plusieurs fois par mois.

Il s'agit, tout au moins pour le moment, d'une projection de cinéma Super 8 en cassettes Technicolor. Le coiffeur loue pour une somme modique, chaque mois, le magazine couleurs sous la forme de deux cassettes, et l'écoute du son est évidemment assurée par l'intermédiaire d'un casque pour la rendre individuelle.

Chaque numéro de ce magazine audio-visuel coûte environ 250 000 F et, comme les tarifs de location ne suffisent pas pour couvrir les frais, le complément est assuré par la publicité avec des annonces de 20, 30 et 40 secondes.

LES PROGRES DES BANDES ET DES FILMS

Les bandes magnétiques ne sont pas seulement employées pour l'enregistrement des sons dans les magnétophones, mais l'on peut même dire que cette application ne représente qu'une

partie relativement faible du volume total de la production. Ce sont les bandes destinées à l'enregistrement des images et des informations, en général, en particulier d'ordinateurs qui sont devenus les plus importants.

Pyrax nous a ainsi montré ses bandes magnétiques-vidéo type V2F en polyester, dont le support a une épaisseur de 23 microns et l'épaisseur de 5 à 8 microns, soit une épaisseur totale de 28 à 31 microns, suivant que la largeur est de 2,7 ou 5,4 mm. Les charges de rupture à 20 °C sont de 122 N et de 60 °C de 98 N. L'allongement résiduel à 22 N pendant 3 heures ne dépasse pas 0,2 % ; au point de vue électrique le champ coercitif est de 26,4 x 10 AM et l'induction rémanente de 0,92 WBN2.

La courbe de réponse en fréquence vidéo s'étend de 20 à 5 x 10⁶ Hz et le rapport signal/bruit pondéré s'élève à 52 dB. Le nombre maximal des défauts par minute ne dépasse pas 10.

Minnesota-3M vient de mettre au point pour ses bandes magnétiques, en particulier vidéo, un nouvel oxyde ferrique au cobalt sur lequel nous avons déjà attiré l'attention. Les nouvelles bandes présentent une amélioration remarquable de 4 dB en sortie BF en rapport signal/bruit ce qui permet un meilleur rendu des couleurs, une plus grande pureté, et une définition plus fine de l'image.

Cette amélioration du niveau de sortie par rapport aux bandes vidéo classiques est très importante pour les utilisateurs, qui distribuent généralement des bandes ayant subi de multiples montages et transformations et, par suite, de qualité inférieure à la bande mère.

L'emploi de ces nouveaux oxydes doit avoir une grande importance pour le développement des vidéocassettes. A égalité de résultats, elles peuvent être enregistrées et reproduites à la moitié de la vitesse normale et la polarisation n'offre pas de difficulté. Le traitement spécial de la couche dorsale supprime les insuffisances de bobinage, réduit les irrégularités des défilements, et les déformations des bords de la bande.

Cette firme étudie, par ailleurs, un système de duplication de bandes vidéo à grande vitesse, permettant d'obtenir des copies de qualité grâce à l'emploi des nouveaux oxydes dits à haute énergie, qui doit offrir une importance considérable pour la production en série économique de bandes de vidéocassettes.

Ce système utilisera simultanément trois bandes de copie fonctionnant à la vitesse de 3,81 m/s c'est-à-dire respectivement 10 à 20 fois plus vite que le système actuel ; un programme

d'une heure peut ainsi être enregistré en trois minutes.

Ces nouveaux oxydes sont également utilisés pour l'enregistrement du son et, en particulier, dans les musicassettes. Ils assurent une diminution sensible de la distorsion, quelle que soit la fréquence, et une amélioration de la dynamique, de l'ordre de 2 dB en basse fréquence et de 6 dB en haute fréquence. Ces nouvelles cassettes sont ainsi spécialement intéressantes pour l'utilisation sur les magnétophones portatifs de poche ou de reportage.

Les films présentés par plusieurs fabricants méritaient également de retenir l'attention. Nous avons ainsi noté pour **Photo 3 M**, le film **Super 8 40 ASA 17 DIN** à support polyester, assurant une très haute résistance aux déchirures, un défilement facile dans la caméra et les projecteurs, même si le film est soumis à des températures critiques ou à l'humidité. Après traitement, le film est, d'ailleurs, retourné accompagné d'une minicolleuse ou d'adhésif, permettant le collage à sec, invisible, indéchirable et insonore.

Ce film peut être sonorisé après couchage d'une piste magnétique ; il offre une grande latitude de pose. Il peut être utilisé en lumière artificielle avec un dispositif d'éclairage à 4 300 °K.

Notons, par ailleurs, le film inversible en couleurs **Colorslide 3M** pour diapositives couleurs, d'une sensibilité de 50 ASA, 18 DIN, contenu dans les chargeurs 126 de 20 poses, ou de chargeurs de 36 ou 20 poses, ou dans des bobines rapides, équilibré pour la lumière du jour.

Dans le domaine plus particulier du cinéma semi-professionnel ou de la télévision, cette firme nous a montré une gamme importante telle que le BW positif 150 noir et blanc à grain fin à haute définition, non chromatisé, à grand contraste, permettant une bonne reproduction de l'image et de la piste sonore. Une émulsion BW rapide 320 ASA 26 DIN, négatif panchro à grain fin, à bonne définition et à grande latitude de poses, destinée à la prise de vue en faible lumière du jour ou artificielle, des films inversibles pour la télévision, à rapidité moyenne et à grande latitude de pose pour lumière du jour et artificielle, et un film inversible à haute rapidité et à grain fin, également pour télévision 200 ASA 24 DIN, ainsi qu'un film pour enregistrement optique à grain fin et pour enregistrement magnétique 450.

Notons, par ailleurs, une initiative intéressante de **Kodak**. Désormais, les films Super 8 de cette marque pourront recevoir l'induction d'une piste magnétique sonore dans les laboratoires du

fabricant lui-même et pour des prix qui permettront d'envisager une réduction importante des frais habituels.

LES ECRANS A GRAND RENDEMENT

Le problème de la projection en plein jour, aussi bien des images cinématographiques que des diapositives, se pose souvent pour les usages particuliers mais très fréquents, pour la démonstration, l'enseignement, la documentation, la publicité, etc. Il ne s'agit pas, d'ailleurs, en fait, en pratique, de projections réellement en plein jour à la lumière solaire, mais à la lumière atténuée.

Ce mode de projection offre, bien souvent, un grand intérêt et il n'est plus besoin d'obtenir un grand angle de vision ; on peut orienter l'image spécialement vers les spectateurs en assurant en particulier, pour la projection en couleur, un meilleur contraste. Dans l'enseignement ou la démonstration audiovisuelle, le spectateur peut plus facilement prendre des notes, et le démonstrateur peut aussi manipuler beaucoup plus facilement son appareil et projeter les séquences désirées à n'importe quel moment. Dans les projections publiques, il devient possible de projeter des images fixes ou animées en lumière ambiante ou en extérieur ; pour la décoration et la publicité, la projection peut être continue et intégrée, en quelque sorte, dans la vie courante.

La réalisation d'un écran à haut rendement de ce genre pose, évidemment, des problèmes délicats. Les modèles d'écrans proposés ont toujours été très nombreux, en métal perforé, en aluminium, en acier inoxydable, en feuilles minces d'aluminium à fentes verticales, en matières plastiques perforées, etc.

Mais, pour ce problème particulier de projection en plein jour et de format réduit, seul le problème optique présente un véritable intérêt, car les haut-parleurs sont généralement disposés latéralement et non plus derrière l'écran. Le problème consiste donc à réaliser une surface d'écran permettant de concentrer la lumière vers les spectateurs de façon à obtenir un rendement élevé, mais, en même temps sans déformation des images et en permettant l'observation normale sur un angle assez étendu pouvant permettre également une disposition normale d'un certain nombre de spectateurs devant l'écran.

Rappelons, d'abord, à ce sujet, des bases élémentaires indiquant les conditions d'observation.

L'ŒIL ET LA LUMIERE

Notre œil est sensible à la brillance des objets lumineux qui peuvent être brillants par eux-mêmes ou éclairés par une source de lumière extérieure, en fait, ici, par les projecteurs.

Une source de lumière d'une intensité de l'ordre de une bougie produit un flux lumineux dans l'espace environnant ; en supprimant l'espace divisé en cônes solides, dont la pointe est constituée par la source, on peut prendre comme unité d'angle solide le stéradian embrassant l'espace délimité par un cône ayant pour base une surface égale au carré, dont le côté est égal à la distance de cette surface au sommet du cône, c'est-à-dire à la source de lumière.

Au point de vue géométrique, tout l'espace environnant peut être mesuré par 4 Π stéradians et l'unité de flux lumineux est la bougie par stéradian ; le flux lumineux total d'une bougie est donc de 4 Π stéradians.

Lorsque le flux lumineux d'une valeur d'une bougie tombe sur une surface d'une unité de 1 cm², par exemple, à une distance égale à l'unité, de 1 cm, par exemple, il produit une brillance de un stilb dont l'intensité est très grande ; en prenant comme unités le mètre et le mètre carré, cette brillance correspondante est beaucoup plus réduite ; elle a pour valeur le Nit et la correspondance entre les deux unités est de :

$$1 \text{ Stilb} = 10\,000 \text{ Nits}$$

L'unité de flux lumineux et la bougie par stéradian ou Lumen et le Lumen par m², ou unité d'éclairage, est, on le sait, le Lux.

Par exemple, l'éclairage au clair de lune a une intensité de 0,15 lux ; un éclairage en plein soleil correspond à 70 000 Lux et l'éclairage d'un écran peut être de l'ordre de 70 Lux.

L'écran que nous employons n'est pas un miroir ; sa surface doit, au contraire, être diffusante ; elle ne doit pas être brillante mais blanc mat, et un écran idéal, qui ne convient pas, d'ailleurs, au cas actuel, réfléchirait la lumière dans toutes les directions avec la même intensité.

Le pouvoir diffusant caractérise la propriété des surfaces de réfléchir ou de diffuser la lumière ; il est indiqué par un coefficient exprimant la proportion de lumière diffusée par rapport à celle reçue, (**Albedo**). Ce coefficient est de 0,98 pour l'aggloméré de magnésium, de 0,9 pour la neige, de 0,012 pour un tissu noir, de 0,05 pour des journaux imprimés.

Mais il n'est pas nécessaire d'avoir une distribution de lumière égale dans toutes les directions ; il suffit que l'angle de distribution

soit assez ouvert dans le plan horizontal; la partie de la lumière réfléchiée vers le plafond est évidemment entièrement perdue, et le rendement d'un écran ordinaire ne dépasse pas, généralement 20 %.

Il s'agit ainsi d'obtenir une surface éclairée brillante et d'éviter l'action sur cette surface de la lumière ambiante.

La **brillance** ou **intensité lumineuse** d'une surface éclairée est exprimée en bougies par cm² ou **stilbs**, ou en bougies par m² ou **Nits**. Connaissant la puissance de la lampe de projection, et les caractéristiques du projecteur, on peut ainsi déterminer la **brillance pour un écran réalisé avec un matériau déterminé**.

Considérons, par exemple, un écran théoriquement parfait avec revêtement en magnésie, et une lampe de projection de 250 W, d'une intensité de 500 bougies, au foyer d'un condenseur, à une distance de 5 cm, éclairant une image de 5 x 5 cm. L'angle solide correspondant est de 1 stéradian et le flux lumineux est de 500 Lux, ce qui produit théoriquement sur l'écran un éclairage de 500 Lux sur toute la surface.

Si l'écran a pour dimensions 2 x 2 m, ou 4 m², la brillance est indiquée par l'expression :

$$B = \frac{500}{4 \times 31.400} = 0,004 \text{ Stilb.}$$

Ce qui correspond à 40 Nits pour les parties les plus brillantes et, par suite, les plus transparentes des clichés.

Mais, en fait, au soleil une surface blanche de magnésie, par exemple, a une brillance de 3 Stilbs ou 30 000 Nits; sans précautions spéciales, une projection en plein jour devient ainsi invisible puisque dans une pièce bien éclairée par une fenêtre, la brillance de cet écran paraît dix fois plus grande que celle produite par le projecteur, et au soleil plus de 500 fois.

Mais les parties les plus sombres de l'image, d'une densité de 3, ne laisseraient passer que la millième partie du flux lumineux: la brillance de l'écran serait donc de 0,000004 Stilb. ou 0,04 Nit c'est-à-dire une brillance inférieure à celle d'un clair de lune, et, par suite, **complètement insuffisante**.

En fait, le rapport entre la brillance la plus forte et la brillance la plus faible d'une image ne dépasse pas 50 fois pour un paysage ou un intérieur, en raison de la lumière diffusée par les objets qui n'ont jamais un pouvoir réfléchissant nul.

Avec des prises de vues correctes et des surfaces sensibles bien choisies, les densités des images enregistrées sont proportionnelles.

La brillance de l'écran considérée précédemment peut ainsi sembler suffisante, mais, en réalité, le cliché de 5 x 5 cm de diapositive est souvent remplacé par une image beaucoup plus réduite de 18 x 24, par exemple, sinon beaucoup plus faible pour les formats réduits, soit une brillance de 3,5 ou 7 fois moindre ou davantage, d'où la nécessité d'avoir un écran de **meilleur rendement**, c'est-à-dire, à égalité de flux lumineux, une brillance plus grande, ce qui améliore, en particulier, la visibilité des détails dans les parties les moins éclairées.

LA QUESTION DE CONTRASTE

L'œil est un dispositif automatique et intelligent, mais à la fois très imparfait et très sensible, sujet à de nombreuses **illusions**. Il peut déceler les brillances les plus faibles, mais il est nécessaire de lui faire observer l'image d'une certaine brillance avec un **contraste** relativement important, pour qu'il puisse distinguer des détails fins, peu contrastés et peu brillants.

Lorsque deux surfaces de brillances A et B sont disposées côte à côte, le contraste est exprimé par la formule :

$$C = \mu \frac{A-B}{B}$$

La limite de contraste perceptible C a pour valeur 1/60 environ.

Le contraste le plus élevé correspondant à l'unité peut être obtenu avec deux surfaces juxtaposées, l'une en velours noir, l'autre en magnésie blanche; si la limite de séparation est une droite, elle est perçue avec un faible éclairage, mais, si le contraste est faible, et de l'ordre de 1/60, un éclairage plus grand est nécessaire; les limites de visibilité ne sont, d'ailleurs, pas constantes et varient beaucoup suivant les individus. En tout cas, la limite de perception qui est de une minute d'arc dans les meilleures conditions de brillance, de contraste et d'éclairage, peut être augmentée dans des proportions de plus de cent fois, lorsque les conditions deviennent plus difficiles.

Ce problème complexe devient encore plus compliqué, lorsqu'on considère l'image en couleur au lieu de l'image en noir et blanc, puisqu'il faut considérer le **contraste des couleurs**.

Par ailleurs, en raison du phénomène de Purkinje, la rétine est moins sensible aux faibles brillances, pour les lumières de grande longueur d'onde, et c'est pourquoi

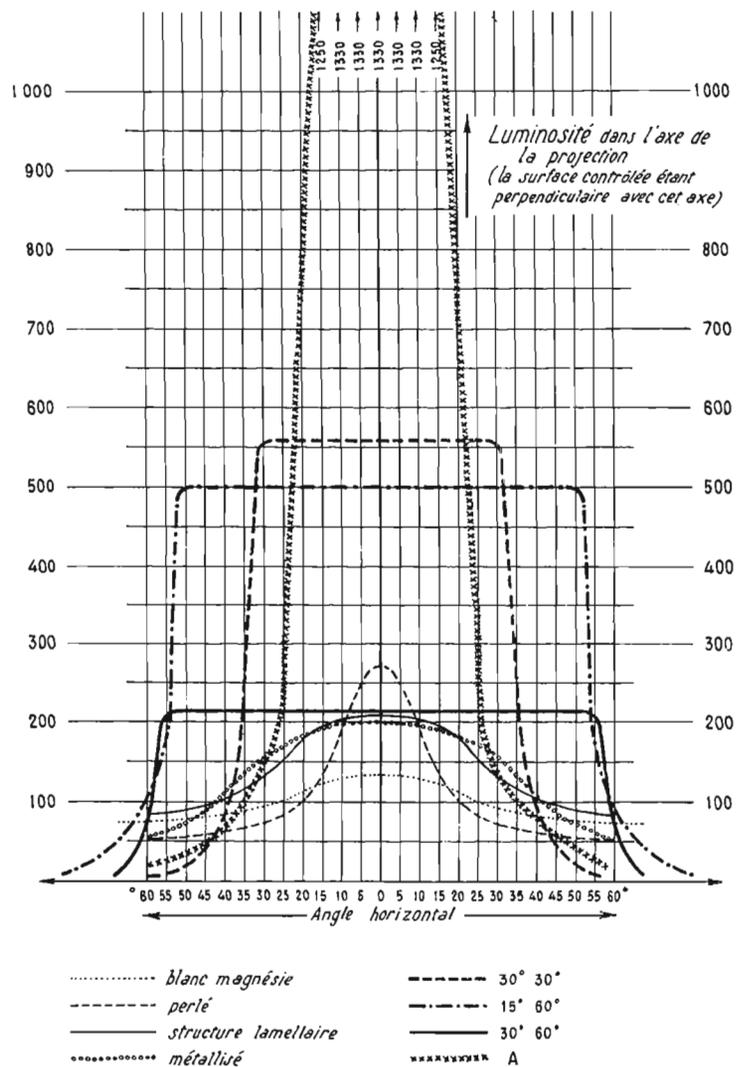


Fig. 1

le bleu prédomine pour les éclairagements faibles.

Il faut également considérer la variation du diamètre de la **pupille de l'œil de 2 à 7 mm**, selon la valeur de la brillance. Le maximum du pouvoir séparateur de l'œil n'est pas obtenu pour la plus grande ouverture qui correspond à la plus faible brillance moyenne, en raison de l'imperfection des rayons de courbure du cristallin, et le phénomène est plus ou moins analogue à celui que l'on constate sur beaucoup d'objectifs à grande ouverture. Sans doute faut-il également considérer, dans certains cas, la **durée d'adaptation de la rétine**, l'œil ne possédant pas immédiatement son maximum de perception.

LES DIFFÉRENTES FORMES D'ÉCRANS

Le problème de l'écran « plein jour » consiste à réaliser un sys-

tème **suffisamment directif**, de façon à assurer une concentration de la lumière vers les spectateurs, sans que l'amélioration du rendement soit obtenue aux dépens de la qualité de l'image ou de la fatigue oculaire; mais il s'agit aussi d'éviter, en même temps, l'action de la lumière ambiante qui ne doit pas compenser le contraste de l'image obtenue sur l'écran et effacer plus ou moins la visibilité des détails. (Fig. 1).

Les types habituels employés pour les formats réduits ou les diapositives sont formés de **toile blanche enduite**, ou de toiles recouvertes de **perles de verre** ou de **microbilles**, assurant déjà un gain de lumière plus élevé dans des conditions satisfaisantes. L'enduit spécial réfléchissant est recouvert d'une multitude de fibres de verre microscopiques réfléchissant la lumière reçue dans un angle limité, la sphère de verre renvoyant les rayons qui la frappent dans la direction d'origine à l'inverse de ce qui se passe pour les miroirs plans.

L'écran **perlé** renvoie donc la lumière dans la direction du pro-

TABLEAU 1
Caractéristiques des écrans de projection modernes

TYPE	MATIERES
Blanc mat	Toile plastifiée.
Perlé ordinaire	Toile, enduit et perles microscopiques.
Perlé multicellulaire	Toile, enduit et perles microscopiques.
Argenté cannelé	Toile, et surface vinylique à pigments d'aluminium.
Argenté multicellulaire	Toile et surface plastique argentée avec cellules en dessin repoussé dans la matière.
Métallisé	Toile plastique avec enduit aluminium pour effet de relief.

TABLEAU 2
Différents modèles d'écrans de projection récents avec leurs utilisations habituelles

Formats en cm	Nature de l'écran (à spécifier)	Emploi
75 x 100 100 x 100 100 x 125 125 x 125	Perlé ou Blanc mat	Bon marché Pratique pour amateur
40 x 45 70 x 70	Perlé	Montage et vision des films
75 x 100 100 x 100 125 x 125	Perlé	Ecran de grande série pour amateur
115 x 115 125 x 125 145 x 145	Perlé multicellulaire ou Métallisé lenticulaire	Ecran perfectionné pour amateur averti
100 x 100 125 x 125 145 x 145	H.D. angle 50° pour plein jour	Ecran à grand rendement pour lumière atténuée
100 x 100 125 x 125 145 x 145 180 x 180 180 x 240 240 x 320 300 x 400	Blanc ou Perlé	Amphithéâtre et Salle de conférences
150 x 150 135 x 180 180 x 180 180 x 240	Blanc ou Perlé	Ecran transportable sur trépied
200 x 300 300 x 400 400 x 500 500 x 600	Métallisé Blanc Perlé H.D.	Pour installation fixe professionnel ou audio-visuel
100 x 100 125 x 125 145 x 145	H.D. à angle court 30° moyen 50° ou grand angle 120°	Pour classes de 30 à 60 élèves ou projection publicitaire
80 x 80 100 x 100	Plastique translucide multicellulaire	Enseignement et Projection publicitaire

jecteur et, par là même, dans celle des spectateurs ; la perte de lumière est infime et les résultats sont satisfaisants pour la projection en couleur ; l'amélioration est déjà importante par rapport à une toile blanche mate, mais le bénéfice n'est surtout réel que dans l'axe de projection ; au fur et à mesure qu'on s'en écarte, la luminosité diminue plus ou moins rapidement.

Certains constructeurs ont cependant mis au point une disposition des billes permettant de contrôler l'angle de réflexion et d'augmenter ainsi la zone satisfaisante d'observation. Il en est ainsi pour certains modèles des **Etablissements Oray** comportant des perles disposées en arc de cercle et sur lesquels nous reviendrons (tableaux 1 et 2).

Il est possible d'augmenter la brillance en réduisant l'angle solide de réflexion et, selon le groupement des spectateurs, cet angle peut être réduit à volonté et la brillance de l'écran augmentée en proportion. La brillance de l'écran par unité de surface dépend de l'opacité de l'image, mais les courbes ci-contre de la figure 1 indiquent ainsi la luminosité de différents types d'écrans en fonction de l'angle d'observation. Le rapport est de 7 pour un modèle sous un angle de 20°, de 4 pour un autre sous 50°, et de 2 pour un autre encore à 120°.

COMMENT FONCTIONNE L'ECRAN MULTICELLULAIRE

L'ECRAN MULTICELLULAIRE

L'écran multicellulaire est donc constitué par une infinité de petits miroirs concaves ou convexes juxtaposés. L'image projetée est constituée par une mosaïque de points lumineux, qui réfléchissent la lumière sans la disperser dans tous les sens.

Il en résulte une augmentation de **rendement** considérable et une **insensibilité** à toute lumière qui n'est pas située dans l'angle convenable ; c'est essentiellement pour ces **deux raisons** que l'écran pour salle éclairée est un écran multicellulaire.

Pour déterminer le rendement théorique d'un tel écran, imaginons un élément de miroir sphérique recevant un petit pinceau de lumière parallèle (dont la source de lumière est placée très loin). Cet élément réfléchira la lumière dans un angle solide, dont l'angle sera égal à deux fois l'angle d'incidence. Si l'angle solide du cône au centre de courbure est égal à 2π stéradians, la lumière sera répartie en 2π stéradians (qui est la moitié de l'espace devant l'écran) ; c'est donc la répartition du flux lumineux fourni par l'écran ; c'est un écran réfléchissant multicellulaire qui répartira **uniformément** la lumière dans tout l'espace. Si cet angle est N fois plus petit, le flux lumineux sera N fois plus grand dans l'angle utile. On conçoit donc qu'il sera possible d'augmenter la brillance en réduisant l'angle solide de réflexion.

Les écrans métallisés, dont il existe des modèles plats connus depuis longtemps, sont recouverts d'un enduit de poudre d'aluminium pouvant avoir une luminosité accrue dans le plan horizontal, au moyen de surfaces cannelées, à aspect cellulaire, permettant d'obtenir des effets remarquables. Une très fine lenticulation verticale d'une surface vinylique à pigment d'aluminium assure ainsi une projection lumineuse dans un angle de 50 à 110° ; on peut même obtenir ce résultat, verticalement et horizontalement, au moyen de toiles plastiques métallisées cellulaires.

On obtient ainsi dix fois plus de luminosité dans un angle de 50° qu'avec un écran plan ordinaire, ce qui permet de faire des projections même dans une ambiance lumineuse, et l'écran directionnel bien orienté ne capte plus de lumière ambiante. L'accommodation de l'œil n'est plus nécessaire ; la fatigue de l'œil diminue, les contrastes des couleurs augmentent, les spectateurs peuvent être placés dans de bonnes conditions d'observation.

Ces écrans sont constitués, en fait, par une infinité de petits miroirs concaves ou convexes juxtaposés réfléchissant chacun dans un angle déterminé par sa courbure et son angle de réflexion le pinceau lumineux qui le frappe.

L'image est ainsi constituée par une mosaïque de points lumineux réfléchissant la lumière avec une dispersion réduite, d'où une augmentation du rendement et un affaiblissement de la lumière, qui n'est pas située dans un angle convenable.

Selon le groupement des spectateurs, cet angle pourra être réduit à volonté, et la brillance de l'écran augmentée en proportion. Si l'on groupe les spectateurs dans un angle solide de 1 stéradian, la brillance de l'écran sera de 2π fois plus grande pour un même éclairage donc

$B = 2 \pi E = 7,28 E$ ou Nits, (si E est en bougies/m²).

Nous avons vu précédemment qu'un angle solide d'un stéradian correspondait sensiblement à un cône dont la base serait de 1 m², et la hauteur 1 m ; si la distance du spectateur est de 20 m, la base du cône sera donc de 20 m sur 20 m (20 m de large et 20 m de haut).

Si ces éléments multicellulaires sont des rectangles, au lieu d'être des carrés (1 x 2), le même angle solide réfléchi pourra être de 28 m de large pour 14 m de haut.

Indépendamment du rendement lumineux, la réflexion du flux lumineux présente sur la diffusion l'avantage de la lumière transmise plus saturée que la lumière diffuse. Nous montrerons comment ces principes sont appliqués pratiquement.



LE VINGT-NEUVIEME SALON DE LA PHOTO ET DU CINEMA

Le vingt-neuvième Salon de la Photo et du Cinéma a eu lieu à la porte de Versailles du 6 au 14 novembre 1971. La dernière manifestation de ce genre avait eu lieu en 1969 et, depuis lors, les modifications et transformations des matériels de prise de vues et de projection ont été nombreuses, sans compter les nouvelles possibilités offertes par les machines audio-visuelles électriques et électroniques à vidéo-cassettes.

Cent soixante-dix exposants, fabricants ou importateurs, ont ainsi présenté sur 15 000 m² des matériels très divers : des appareils de prise de vues, de projection et leurs accessoires, des surfaces sensibles, des matériels d'agrandissement et de traitement, des flashes électroniques et leurs nouveaux accessoires, dans le cadre des appareils de reproduction tous les systèmes de montage et de tirage.

En ce qui concerne le cinéma, nous avons vu des appareils de prise de vues, de projection muets et sonores, avec leurs accessoires, les surfaces sensibles, les matériels d'éclairage et de développement, avec, aussi bien pour la prise de vues que pour la projection, tous les nouveaux systèmes optiques de photo et de cinéma.

De nombreux pays étaient représentés à cette manifestation : l'Autriche, l'Australie, la Belgique, les Etats-Unis, la Grande-Bretagne, l'Italie, le Japon, les Pays-Bas, la

Pologne, la République fédérale allemande, la République démocratique allemande, la Suède, la Suisse, l'U.R.S.S., etc.

Cette exposition était accompagnée d'une présentation d'épreuves photographiques noir et blanc et couleure sur une superficie de 1 500 m² sur des sujets très divers, et des journées spéciales étaient consacrées à l'étude d'applications particulières de la photo et du cinéma au service de la médecine et de l'entreprise.

Nous donnerons dans un prochain numéro un compte rendu des principales nouveautés présentées dans les différents domaines de la photo et du cinéma. Cette manifestation nous a permis de faire le point sur diverses questions, et de nous rendre compte des tendances des appareils de prise de vues et de projection destinés aux photographes et cinéastes-amateurs.

De plus en plus, les fabricants se rendent compte qu'à côté des appareils de haute qualité et très complexes, il doit y avoir place pour des modèles simplifiés de prix abordables et de dimensions assez réduites pour être transportés au cours des promenades et des voyages proches et lointains. Mais, grâce au progrès des techniques, ces appareils simplifiés sont pourvus cependant, en général, de nombreux perfectionnements, en particulier du contrôle automatique du temps de pose.

L'automatisme de l'exposition est désormais amélioré, même dans les cas les plus difficiles de prise de vues, par exemple, pour les photographies en contre-jour et des raffinements peuvent être signalés dans ce domaine, grâce à des possibilités de correction plus complètes et plus faciles.

Nous voyons, de même, étendre les possibilités des objectifs zooms à focale variable, tout au moins sur les caméras de cinéma, et la mise au point devient de plus en plus facile sur ces appareils, avant l'apparition commerciale des systèmes complètement automatiques.

Le Super 8 est devenu, un format destiné, non plus seulement aux simples usages d'amateurs et de loisirs, mais aux démonstrations, à l'enseignement, et la recherche. Par ailleurs, la sonorisation est désormais facile et mise au point, grâce, d'une part, aux nouvelles possibilités de la sonorisation avec des films à pistes magnétiques et, d'autre part, à l'avènement des nouveaux dispositifs de synchronisation, à la fois plus faciles à employer et plus précis entre les caméras ou les projecteurs, et des magnétophones à bobines et surtout à cassettes.

P. Hémarquinquer.

TÉLÉVISEURS 2^e MAIN

Totalement révisés et en parfait état de marche

GRANDES MARQUES

59 cm - 2 chaînes - 300F

TELE ENTRETIEN

175, RUE DE TOLBIAC - PARIS-13^e

TÉL. : 589-47-52

RADIO - TÉLÉVISION - CHAÎNES HI-FI

16 mm SONORE OPTIQUE



Un Francis Blanche très Napoléonien dans « LA SENTINELLE ENDORMIE »

Une des nombreuses exclusivités présentées
par la Cinémathèque FRANFILMDIS

Franfilmdis

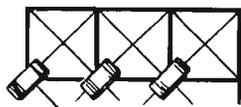
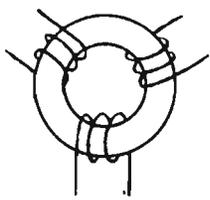
loue et vend aux usagers
du Cinéma non commercial

Demandez le catalogue général ; 72 pages de textes et de photos
décrivant tous les films de la cinémathèque. (Prix 5 F)

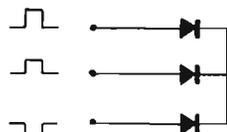
Un ouvrage luxueux qui passionnera tous les cinéphiles.

NOUVEAU : L'ADDITIF 72 VIENT DE PARAÎTRE - 50 nouveaux titres
extraordinaires (Expédition gratuite).

70, rue de Ponthieu - Paris 8^e - 359.84.13 +

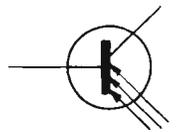


OUI

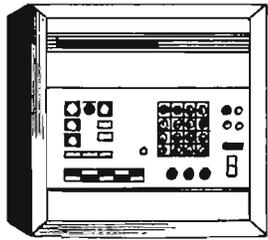


NON

1 + 1 = 10
 10 + 10 = 100
 1000 - 100 = 100
 11 x 11 = 1001



OU



INITIATION AU CALCUL ELECTRONIQUE

BASIC • ALGOL • FORTRAN

(Suite voir N° 1 330)

LES perspectives de l'emploi ne se présentent pas à l'heure actuelle sous un jour optimiste : les demandes non satisfaites suivent une courbe ascendante qui préoccupe les Pouvoirs Publics.

Un seul secteur échappe à cette ambiance maussade : l'informatique, dont le chiffre d'affaires, à l'issue de dix années d'expansion sauvage, représente plus de 10 milliards de francs, avec des effectifs dépassant 150 000 personnes. En 1975, le chiffre d'affaires de la profession s'élèverait à 30 milliards de francs ; une telle évolution impliquerait la formation de 25 à 30 000 personnes par an au cours des prochaines années et de 50 000 à partir de 1975.

Il y aura, d'après les prévisions françaises, 18 000 ordinateurs en 1975 et 42 000 en 1980. Quant au software, il représente 8 % du chiffre d'affaires du secteur informatique.

Quant aux programmeurs, dont les annonces de journaux proposent des carrières alléchantes, ils ont un avenir incertain : les hypothèses avancées encore récemment (220.000 informaticiens dont 30 % de programmeurs) commencent à être remises en cause par l'apparition de langages nouveaux et softwares généraux.

LES LANGAGES

Un langage est un assemblage organisé de signes ; cet assemblage assure la communication entre l'homme et la machine, ou entre deux machines. L'ensemble de tous les signes est appelé un alphabet.

A titre d'exemple, le langage ALGOL est tout entier basé sur 116 de ces signes :

- 26 lettres majuscules
- 26 lettres minuscules
- 10 chiffres
- 24 symboles complexes tels que **DEBUT, FIN, VRAI, JUSQU'A...**
- Enfin des signes : +, -, x, /, =, f, =, ...

Il faut bien remarquer que les symboles complexes forment un tout : il s'agit d'éléments de l'alphabet que la machine connaît au même titre que les lettres et les chiffres. Par exemple, il faut voir dans **DEBUT**, non pas 5 lettres de notre alphabet classique, mais une seule et unique lettre de l'alphabet ALGOL. C'est là, l'une des premières difficultés que le débutant doit bien comprendre.

Ce ne sera malheureusement pas la seule !

Cet alphabet permet de donner des instructions à la machine :

« Lire sur la première carte perforée un nombre, que l'on appellera A ».

« Mettre A en mémoire ».

« Lire sur la seconde carte perforée un nombre, que l'on appellera B ».

« Ajouter B à A et mettre le résultat en mémoire ».

L'ensemble des instructions que la machine accepte constitue un langage.

LE PROGRAMME

Chaque instruction donnée à la machine sert à transformer l'état de la mémoire de la machine : on y introduit un nombre, on lit un nombre déjà en mémoire pour le transformer dans un registre de calcul (on lui ajoute, par exemple, un autre nombre), etc.

Il faut considérer la mémoire de l'ordinateur comme un assemblage de petits casiers ; une instruction consiste à ouvrir l'un des casiers et à transformer son contenu.

Chaque casier porte le nom de registre.

Chaque casier est repéré par son adresse.

Une instruction peut jouer sur plusieurs registres : ainsi, pour faire l'opération toute simple $A + B = C$, il faudra pouvoir dire à la machine ce qui suit :

« Prendre le contenu du casier A ».

« Mettre ce contenu dans un registre spécial d'accumulation S ».

« Prendre le contenu du registre B ».

« Le mettre dans le registre S ».

« Mettre le contenu du registre S dans le casier C ».

Dans ce casier spécial d'accumulation, que nous avons appelé S, on fait toutes les additions. Chaque fois qu'on y met un nombre, celui-ci s'ajoute automatiquement au contenu précédent du registre.

Par contre, dans les casiers A, B, C, l'introduction d'un nombre efface automatiquement le contenu précédent de ces registres.

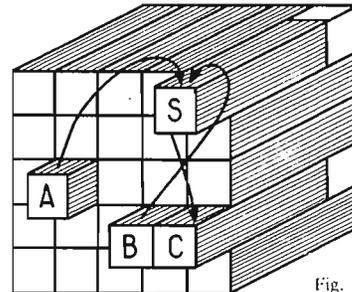


Fig. 1

La machine ne comprend pas notre langage ; nous allons donc coder chaque opération.

Prenons donc le code suivant : 001000 sera le code de l'instruction : « transfert du contenu du registre A dans le registre d'accumulation S ».

001001 sera le code de l'instruction : « transfert du contenu du registre B dans le registre d'accumulation S ».

000011 sera le code de l'instruction : « transfert du contenu du registre d'accumulation S dans le registre C ».

Le programme à donner à l'ordinateur sera alors :

001000
 001001
 000011

Ce programme, dont le code est indiqué plus haut, permet à l'ordinateur d'effectuer une addition.

En général, un programme est exécuté en séquence : une instruction après l'autre. Mais sur certaines machines, on indique, après

chaque instruction, où il faut aller chercher la suivante.

Certaines instructions sont dites de saut (ou de branchement). Le saut peut être incondionnel (il est effectué quel que soit le contenu de la mémoire) ou conditionnel (en utilisant un test).

Par exemple, adoptons le code suivant :

101000 : « transfert du contenu du registre A dans le registre d'accumulation S si le contenu de A n'est pas nul ; sinon passer à l'instruction suivante ».

101001 : « transfert du contenu du registre B dans le registre d'accumulation S si le contenu de B n'est pas nul ; sinon passer à l'instruction suivante ».

100011 : « transfert du contenu du registre d'accumulation S dans le registre C si le contenu de S n'est pas nul ; sinon passer à l'instruction suivante ».

000000 : « mettre zéro dans tous les registres ».

Le programme d'addition suivant :

000000
 101000
 101001
 100011

contiendra un test à chaque instruction : la machine analysera le contenu de chaque registre, pour savoir s'il faut ou non faire un transfert.

Le langage précédent est le « langage machine », dont les inconvénients sont nombreux :

- Il est long et fastidieux.
- Il est difficile de le relire.
- Il est peu aisé de communiquer le programme à une tierce personne.
- Il varie d'une machine à l'autre.

Pour remédier à de tels inconvénients, on va utiliser la capacité de la mémoire de la machine en introduisant un programme qui se chargera de traduire un langage proche du langage humain en langage machine.

LANGAGE SYMBOLIQUE

Le premier perfectionnement

consiste à désigner les noms des registres de mémoire pour un symbole, et un autre symbole sera affecté aux opérations. Par exemple on pourra écrire :

ADD A, B, C

pour dire à la machine de mettre les contenus des registres A et B dans le registre d'accumulation, puis de transférer le résultat dans le registre C.

A partir de 1957, on a cherché à définir des langages plus proches du langage mathématique : IBM a fait apparaître son langage FORTRAN, dans lequel l'addition s'écrit :

$C = A + B$

D'autres langages sont apparus : l'ALGOL (Algorithmic Language) et le BASIC pour le calcul scientifique, le COBOL pour la gestion.

L'ALGOL

Il n'est guère possible de décrire ici complètement un langage. On se propose donc de donner des notions générales d'ALGOL, qui seront valables pour d'autres langages scientifiques. On fournira ensuite des notions de FORTRAN et de BASIC.

Définissons tout d'abord un nombre :

Un nombre est défini par :

- Une partie entière.
- Une partie décimale.
- Un facteur de cadrage.

Considérons, par exemple, le nombre 4 751,5. On peut écrire : $4\ 751,5 = 4,7515 \cdot 10^3$

La partie entière est 4, la partie décimale est 7515 et le facteur de cadrage est 10^3 .

On aurait pu tout aussi bien écrire :

$$4\ 751,5 = 47\ 515,0 \cdot 10^{-1}$$

La partie entière est alors 47 515, la partie décimale est nulle et le facteur de cadrage : 10^{-1} .

En ALGOL :

- La virgule est remplacée par un point : 4 751.5
- Si le facteur de cadrage est 10^0 , il sera omis.
- S'il n'y a pas de partie décimale, on enlève le point : 47 515
- Si la partie entière est nulle, on peut ne pas l'écrire : 0.47515 est identique à .47515.
- Un nombre est précédé du signe - s'il est négatif.

VARIABLES SIMPLES...

En ALGOL, chaque variable a un nom commençant obligatoirement par une lettre : X, X1, X1R, INTENSITE, CIRCUIT 1 sont des exemples de nom de variables.

Il faut prévenir la machine que, dans le cours du programme, telle ou telle variable sera utilisée : toute variable doit être **déclarée** avant d'être utilisée. Au début du programme, on écrit alors :

DEBUT

REEL INTENSITE :

On constate que tout programme ALGOL débute par :

DEBUT

et qu'après la déclaration de la variable par **REEL**, on inscrit un point-virgule. S'il y a plusieurs variables à déclarer, on les sépare par des virgules et on ne met le point-virgule que lorsque la déclaration des variables est terminée :

DEBUT

REEL X, Y1, A, INTENSITE ;

Si certaines variables M, N1, P, ne prennent que des valeurs entières dans tout le programme, on les déclarera par la formule :

ENTIER M, N1, P ;

la déclaration est close par un point-virgule.

Sur une même ligne, on peut faire plusieurs déclarations, pourvu qu'elles soient séparées par un point-virgule :

DEBUT

ENTIER M, N ; REEL X1, Y1, Z1 ;

... ET INDICEES

Une variable indicée s'écrit sous la forme :

$A[M, N]$

Suivant les valeurs prises par les deux variables entières M et N, A varie. M et N sont des indices, A est l'identification du tableau $A[M, N]$.

Soit n le nombre d'indices.

On dit que le tableau a pour dimension : n.

Un tableau de dimension 1 est un vecteur.

Un tableau de dimension 2 est une matrice.

Il est bien évident que les valeurs prises par A peuvent être ou non, entières.

Par exemple, soit à calculer, dans un programme la viscosité de l'air. La viscosité de l'air pourra être entrée dans l'ordinateur sous forme d'un tableau, avec pour paramètres la température et la pression.

On écrira VISCOSITE [TEMPERATURE, PRESSION], et à chaque valeur **entière** des indices TEMPERATURE et PRESSION, correspondra une valeur de viscosité.

Toute variable indicée est déclarée, en début de programme, en indiquant le domaine de variation des indices :

DEBUT

ENTIER TABLEAU VISCOSITE [300 : 400, 1 : 5]

Le tableau considéré est une matrice dont le premier indice (TEMPERATURE) varie, par valeurs entières, de 300 à 400, et le second indice (PRESSION), toujours par valeurs entières, varie de 1 à 5.

Dans le programme, on pourra utiliser la variable :

VISCOSITE [350, 4]

mais si l'on écrit VISCOSITE [250, 6] ou VISCOSITE [350.4, 4.5], la machine détectera un erreur.

On aurait éventuellement pu écrire :

DEBUT

REEL TABLEAU VISCOSITE [300 : 400, 1 : 5]

EXPRESSION

ARITHMETIQUE SIMPLE

Une expression arithmétique simple est une expression algébrique. Elle est construite par une suite de variables (indicées ou simples) et de nombres, séparés deux à deux par l'un des signes suivants :

- + addition
- soustraction
- * multiplication
- / division
- ÷ division entière (le résultat est la partie entière du quotient)
- ↑ élévation à une puissance

Pratiquement, on écrit des expressions arithmétiques simples comme on écrit des expressions mathématiques, ainsi :

$A + B * C^2 - (INT - 4) \uparrow B$ représente, en écriture ALGOL, ce que l'on écrit usuellement sous la forme mathématique suivante :

$$A + B.C^2 - (INT - 4)^B$$

On remarque qu'il y a possibilité d'introduire des parenthèses. Certains langages, autres que l'ALGOL, n'autorisent pas l'emploi de parenthèses : c'est le cas du programme connu sous le nom de MAGE et qui est employé avec l'ordinateur PALLAS.

INDICATEUR DE FONCTIONS

En Algol, il est possible de faire appel à un certain nombre de fonctions mathématiques standard :



sinus, cosinus, racine carrée,... On utilise des indicateurs de fonctions :

SIN pour le sinus
COS pour le cosinus
RAC2 pour la racine carrée
LN pour le logarithme népérien

ARCTAN pour arc tangente
EXP pour l'exponentielle
ABS pour la valeur absolue
SIGNE pour signe
ENTIER pour partie entière

On écrira, par exemple :

ENTIER (+ 3.4)

La machine calculera alors la partie entière de 3,4 et trouvera : 3.

Un indicateur de fonction sera constitué d'un nom de fonction suivi, entre parenthèses, du paramètre effectif (appelé argument de la fonction). L'argument est lui-même une expression arithmétique simple :

RAC2(B↑2 - 4 * A * C)

AFFECTATION

Pour donner une valeur à une variable, on est amené à fournir une instruction d'affectation. En ALGOL, l'affectation s'écrit, d'une façon très générale, sous la forme :

VARIABLE :=

Expression arithmétique

Par exemple, on écrira, dans le cours d'un programme :

A := 3 ;

B := 5 ;

C := SIN(B↑A) ;

X := RAC2(B↑2 - 4 * A * C) ;

La machine commence par calculer l'expression arithmétique, avec les valeurs actuelles des variables, puis affecte, à la variable à gauche du signe d'affectation, la valeur de l'expression arithmétique.

De ce qui précède, il est évident que toutes les variables utilisées dans l'expression arithmétique à droite du signe d'affectation auront une valeur numérique, faute de quoi la machine ne peut pas calculer la valeur de l'expression arithmétique.

Dans ces conditions, on constatera que l'expression :

X := X + 1

a un sens autre que celui couramment utilisé en mathématiques.

En algèbre classique, l'équation $x = x + 1$ n'a pas de sens.

En ALGOL, x a initialement une valeur, par exemple x vaut 3.

La machine trouve l'instruction $x := x + 1$; elle calcule $x + 1$, et elle trouve $3 + 1 = 4$; ensuite, la machine dira que x vaut 4, et oubliera la valeur précédente.

C'est là un mode de calcul souvent rencontré en programmation. C'est dire son importance et surtout l'importance à bien comprendre la différence fondamentale qui existe entre le signe d'égalité et le signe d'affectation.

Le mois prochain, nous parlerons des branchements.

(à suivre)

Marc Ferretti.

UN PROBLÈME IMPORTANT POUR LES VIDÉO-CASSETTES : LES RÉCENTS PROGRÈS DE LA COPIE DES BANDES MAGNÉTIQUES D'IMAGES

LES progrès des **magnétoscopes**, l'avènement des nouveaux appareils à **vidéo-cassettes**, qui doivent constituer une nouvelle catégorie de machines destinées à la mise en conserve des images par des procédés magnétiques attirent l'attention sur les méthodes qui doivent permettre d'obtenir rapidement, et pour les prix de revient les plus faibles, de multiples copies des enregistrements initiaux. C'est là, une question essentielle pour l'avenir de ces nouvelles méthodes, qui se pose dans des conditions très différentes de celles de la réalisation des copies de films de cinéma.

L'enregistrement magnétique des images a déjà été réalisé depuis une quinzaine d'années, et a pris, tout d'abord, une grande place dans l'industrie de la télévision, à la fois comme moyen de production et de distribution. La technique de l'enregistrement sur bandes magnétiques a fait des progrès rapides et la possibilité de **duplication** des bandes enregistrées a dû être étudiée en tout premier lieu, car elle conditionne évidemment l'application pratique de toutes les méthodes de distribution dans ce domaine.

Mais, jusqu'à une date récente, le seul procédé pratique a été constitué par l'emploi d'une machine de duplication à enregistrement magnétique, sous une forme ou sous une autre, reliée à la machine de lecture de la copie-mère et d'une manière **directe**. Lorsqu'il s'agit de réaliser un grand nombre de copies, ce procédé est évidemment très long, et exige une installation assez complète. Si l'on emploie une seule machine de reproduction reliée à de multiples machines de copie, il est difficile d'obtenir une uniformité satisfaisante de la qualité et l'interchangeabilité des copies.

Malgré tout, on a réussi, tout au moins dans le domaine des bandes sonores, à réaliser des duplicateurs relativement rapides sous une forme peu encombrante et produisant, par exemple, en quatre minutes, trois copies d'une bande mère de trente minutes, mais c'est là, évidemment, un résultat qui n'est plus suffisant, lorsqu'on envisage des éditions de plusieurs centaines ou plusieurs milliers de copies.

Les procédés de **rerecording**, c'est-à-dire l'utilisation d'appareils lecteurs et enregistreurs combinés, peuvent cependant laisser place dès à présent à des dispositifs de duplication, non plus par enregistrement magnétique classique, mais **par contact**, sans utilisation d'appareils combinés.

Dans cette méthode, l'enregistrement initial est effectué sur une bande magnétique présentant des propriétés coercitives très élevées. La bande enregistrée est ensuite appliquée avec les faces portant l'enduit magnétique en contact avec une bande du type habituel vierge, mais présentant une force coercitive beaucoup plus faible.

Les deux bandes magnétiques sont entraînées dans un appareil qui les fait passer dans un champ magnétique de transfert. L'intensité du champ magnétique est réglée de façon à effacer toutes les aimantations, qui peuvent

subsister sur la bande ayant la force coercitive la plus faible, mais sans produire d'effet sensible sur celle qui offre la force coercitive la plus élevée.

Lorsque les bandes quittent le champ de transfert, les signaux provenant de la bande matrice sont **imprimés**, en quelque sorte sur la bande magnétique présentant la force coercitive la plus faible.

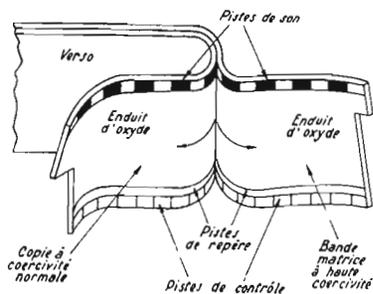


Fig. 1

Les copies vidéo exécutées par ce procédé présentent des qualités équivalentes à celles des copies réalisées par les procédés classiques de rerecording. La duplication par contact permet d'obtenir des vitesses de fabrication dix fois plus grandes que la vitesse normale de lecture habituelle ; cependant, par suite même du principe du procédé, l'enregistrement transféré sur la bande vierge constitue en quelque sorte **l'image symétrique** comme dans un miroir de l'enregistrement initial, de sorte que les longueurs d'ondes les plus élevées des signaux sonores et les pistes de contrôle ne sont plus utilisables. Cet inconvénient est évité par une modification assez simple de l'enregistreur initial, qui doit réaliser un enregistrement particulier constituant, en quelque sorte une image inversée symétrique (Fig. 1).

On voit ainsi, sur la figure 2, la différence existant, en principe, entre la méthode de dupli-

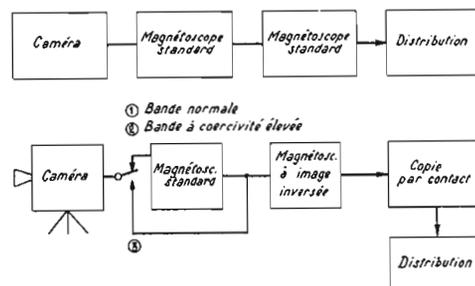


Fig. 2

cation classique par rerecording et la méthode de duplication par contact. Cette dernière peut être appliquée de trois façons différentes, en utilisant une bande magnétique normale ou à force coercitive élevée pour produire une image normale matrice ou encore en employant une bande magnétique à force coercitive élevée pour produire un enregistrement à image inversée, qui peut être utilisée directement pour la duplication par contact.

On obtient ainsi des copies du format habituel. Les pistes de son et de contrôle sont reproduites après le transfert de l'inscription vidéo ; elles sont réenregistrées sur la bande de copie d'une manière analogue à celle adoptée pour la duplication habituelle à vitesse élevée des bandes sonores.

La méthode de duplication habituelle par liaison de deux machines est ainsi différente de la méthode de duplication par contact, comme on le voit sur la figure 2. Dans la duplication par contact, les signaux provenant de la caméra peuvent être enregistrés au moyen d'un magnétoscope produisant un enregistrement vidéo normal sur la bande à partir duquel on obtient une bande-mère à image symétrique par réenregistrement à l'aide d'un magnétoscope à image inversée. Cet enregistrement à image inversée est ensuite utilisé pour la duplication par contact de façon à assurer la réalisation des copies finales.

Mais, sous une autre forme, il est possible d'éviter l'intermédiaire de l'enregistrement initial à image normale, en enregistrant les signaux provenant de la caméra **directement** au moyen d'un magnétoscope à image inversée. Cet appareil fournit une bande à image inversée utilisée pour la duplication par contact et le tirage rapide des copies. Cet enregistrement direct évite une opération de duplication, ce qui permet de réduire le rapport signal/bruit (SNR).

Supposons par exemple un niveau de 48 dB à la sortie de la caméra ; le rapport signal/bruit d'une bande produite par rerecording est de 44,8 dB, alors que pour des bandes obtenues par duplication et par contact avec enregistrement initial sur un magnétoscope à image inversée, il atteint 44,9 dB. Avec un enregistrement initial au moyen d'un magnétoscope ordinaire et une bande à force coercitive élevée, il atteindrait 43,9 dB.

En dehors des avantages évidents de gain de temps, cette méthode de duplication est promise à une large expansion, en raison de la possibilité d'utiliser un seul appareil de lecture de la copie matrice pour réaliser des tirages multiples.

Le système utilisé comporte, en effet, des têtes magnétiques de transfert fixes et un mouvement longitudinal de la bande magnétique. On peut assurer l'entraînement de la bande de telle sorte que la bande enregistrée matrice passe le long de sa trajectoire en contact avec un certain nombre de groupes de têtes de transfert, chacune étant associée avec une bande-copie séparée. On obtient ainsi de multiples copies avec un mouvement continu.

Les systèmes de copies auxiliaires sont établis sous la forme modulaire, et peuvent ainsi être modifiés ; leur nombre peut être augmenté suivant les nécessités. La capacité de duplication par heure pour un programme de 60 minutes est approximativement de 25 copies avec un système à cinq éléments.

Un dispositif particulier permet la duplication à grande vitesse de segments courts de longueur variable. Ce dispositif permet au duplicateur de copier automatiquement les seg-

ments courts d'un programme à partir d'une bande « master », de façon à inscrire une séquence de segments sur une longueur continue de bande portée par des bobines de grandes dimensions. Les segments de bandes peuvent ensuite être coupés et enroulés directement sur des bobines plus réduites : on peut ainsi approximativement produire en 1 heure, 180 bandes réduites d'une durée de une minute.

Le duplicateur à contact à grande vitesse ne produit pas la démodulation et la remodulation du signal vidéo avec introduction d'un certain nombre d'assemblages électromécaniques, comme c'est le cas dans la méthode de tirage classique à deux machines. La qualité et l'interchangeabilité des copies sont, par suite, beaucoup plus uniformes.

LA DUPLICATION THERMIQUE PAR CONTACT DES BANDES MAGNETIQUES VIDEO

Nous venons d'indiquer l'intérêt du système de tirage des copies par contact des bandes magnétiques-images ; un procédé différent destiné spécialement aux nouvelles bandes à bioxyde de chrome a été étudié et mis au point ; il permet d'effectuer des copies par un **simple procédé thermique**.

La surface de la bande-copie est chauffée au-dessus du point de curie de 125 °C, et placée immédiatement en contact intime avec la bande master. Pour les longueurs d'ondes sonores les plus courtes, le niveau du signal de la copie est égal à celui de la bande initiale, et il ne se produit pas de perte au cours du traitement.

On a pu réaliser ainsi des appareils de duplication pour les bandes magnétiques à balayage hélicoïdal ; les progrès de ces machines ont permis de démontrer l'efficacité de cette méthode thermique pour la copie des enregistrements vidéo sur bandes Crolyn au bioxyde de chrome.

COMPARAISON DES DIFFERENTES METHODES

Nous avons indiqué plus haut la méthode de transfert par contact présentée depuis 1949 en utilisant une bande matrice à force coercitive élevée et une bande de copie à faible force coercitive placée dans un champ magnétique alternatif. Plusieurs fabricants ont récemment mis au point des machines qui assurent l'exécution rapide des copies par contact des enregistrements vidéo, par cette méthode dite **anhystérique** ; une seule de ces machines peut effectuer trente copies par heure de bandes de programmes d'une heure mais ces appareils présentent encore deux limitations déjà indiquées précédemment.

1° Les bandes matrices doivent être enregistrées sur une machine spéciale formant une image inversée.

2° Les copies doivent être exécutées uniquement sur des bandes à faible force coercitive.

Habituellement, les bandes à oxyde de fer ont une force coercitive assez faible de 270 à 330 œersteds ; les nouvelles bandes à haute énergie ont des coercivités de 400 à 800 œersteds.

Les enregistreurs prototypes à cassettes pour les applications d'amateurs que l'on étudie actuellement peuvent être établis de façon à permettre l'emploi des nouvelles bandes à niveau de sortie élevé et à haute coercivité.

Le niveau de sortie obtenu pour les longueurs

d'onde sonores courtes, c'est-à-dire pour les fréquences élevées, augmente en même temps que la coercivité, de sorte que la vitesse de défilement de la bande peut être réduite, en principe, et que les bobines ou cassettes employées peuvent avoir des dimensions plus faibles.

La copie ne peut être exécutée, cependant, sur les bandes à coercivité élevée par la méthode anhystérique, et de nouveaux procédés pour l'exécution des copies vidéo ont dû ainsi être envisagés.

On a songé, dans ce domaine, à un procédé de copie à grande vitesse utilisant des **propriétés spéciales thermomagnétiques** des bandes magnétiques Crolyn au bioxyde de chrome.

La base de ce procédé est constituée par le fait qu'une bande Crolyn à haute coercivité et chauffée devient fortement aimantée lorsqu'elle se refroidit en contact avec une bande-matrice enregistrée.

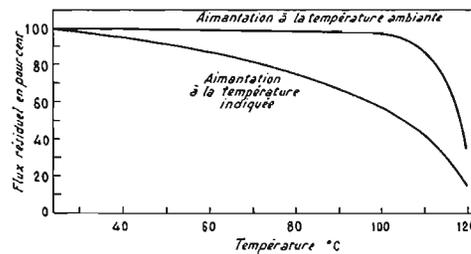


Fig. 3

CARACTERISTIQUES THERMOREMANENTES DES BANDES MAGNETIQUES CROLYN

Le bioxyde de chrome CrO₂ est un matériau ferromagnétique dont la température de Curie est de 125° ; au-dessus de cette limite, la coercivité et l'aimantation résiduelle tendent à disparaître.

Les bandes magnétiques de ce type ont une densité de flux magnétique plus grande et une coercivité plus élevée que les bandes magnétiques ordinaires à l'oxyde de fer à la température ordinaire. Les boucles d'hystérésis comparées caractéristiques présentent une forme de courbe plus large et cette bande Crolyn est souvent considérée **comme une bande à haute énergie**.

Les enregistrements effectués sur la bande Crolyn sont stables à la température ambiante, mais ils peuvent être effacés rapidement par un chauffage brusque. Lorsque les revêtements et les supports sont portés à 150° pendant une période inférieure à 1 seconde, il ne se produit pas d'altération. En refroidissant, la bande au-dessus de 125 °C dans des champs magnétiques d'une intensité de quelques œersteds, les enduits de bioxyde de chrome deviennent fortement aimantés. La méthode **d'aimantation thermorémanente** est un procédé beaucoup plus sensible, que la méthode anhystérique.

LA COPIE PAR LE PROCÉDE THERMOREMANENT

L'enduit de la bande au bioxyde de chrome est chauffé momentanément au-dessus de 125° et placé en contact avec la surface de la bande matrice à la température ambiante. Les surfaces en contact sont alors chauffées à une température commune de l'ordre de 70 °C.

Le procédé de copie est alors basé pratiquement sur les phénomènes suivants :

1° La copie se refroidit en passant par la température de Curie, tout en étant soumise au champ magnétique de la bande matrice.

2° L'enduit de la bande matrice est maintenu à une température de 20 °C ou davantage au-dessous de son point de Curie.

Les premiers chercheurs pensaient que, dans le procédé thermique par contact, le point de Curie de la bande matrice devait être plus élevé que le point de Curie de la bande-copie ; des recherches récentes ont montré, cependant, qu'en chauffant uniquement la bande copie on pouvait obtenir un transfert satisfaisant du signal sans perte du signal provenant de la bande matrice, même si les deux bandes présentent le même point de Curie.

L'effet de la température sur l'aimantation résiduelle d'une bande Crolyn saturée magnétiquement est indiqué sur la figure 3. A 100 °C, la bande a perdu environ 40 % de son flux ; mais, lorsque la bande se refroidit jusqu'à la température ambiante, la valeur du flux résiduel redevient maximale. On a ainsi pu chauffer des bandes matrices jusqu'à 100 °C à plusieurs reprises sans perte de l'intensité du signal enregistré.

Les niveaux des signaux sur les copies thermorémanentes sont habituellement plus élevés que ceux des bandes initiales, probablement parce que l'aimantation thermique exige des champs de quelques œersteds. Les champs superficiels des bandes enregistrées à haut niveau peuvent atteindre des centaines d'œersteds.

On constate des pertes de transfert de quelques décibels pour des longueurs d'onde sonores très longues ; mais, pour des longueurs d'onde moyennes ; les signaux de copies ont des niveaux supérieurs de 6 à 10 dB à ceux des signaux de la matrice. Pour des longueurs d'onde très courtes, de l'ordre de 2 μm, il y a égalité des signaux de copie, et l'on voit sur la figure 4 une courbe de transfert caractéristique.

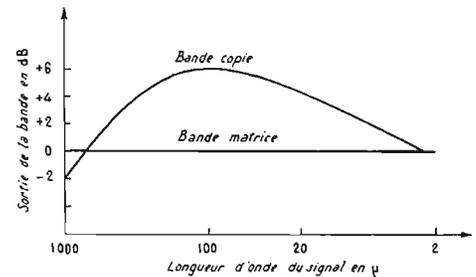


Fig. 4

LES MACHINES DE COPIE THERMIQUE

Les premières machines de copie thermique ont été réalisées pour des bandes de 12,7 mm. Les bandes-copies sont entraînées à une vitesse de 38 cm/s au-dessus d'une plaque en cuivre chromé qui contient une résistance chauffante de 100 W, comme on le voit sur la figure 5.

Les bandes vidéo à enregistrement hélicoïdal ne peuvent être copiées avec ce type de machine, parce que la tension manque de précision, et le contrôle de guidage est insuffisant.

On a ainsi réalisé de nouvelles machines, dans lesquelles une copie intermédiaire inversée est effectuée sur un cylindre chauffé, et recouvert de bioxyde de chrome : le système est représenté sur la figure 5B.

Les variations de dimensions déterminées par la dilatation thermique de la bande et du tambour peuvent être compensées en entraînant la bande matrice et les bandes-copies sous des tensions différentes.

La surface du tambour subit plusieurs centaines de cycles thermiques pour l'exécution d'une seule copie. La réalisation d'une machine à tambour à longue durée de service semble donc exiger des études très complexes ; c'est

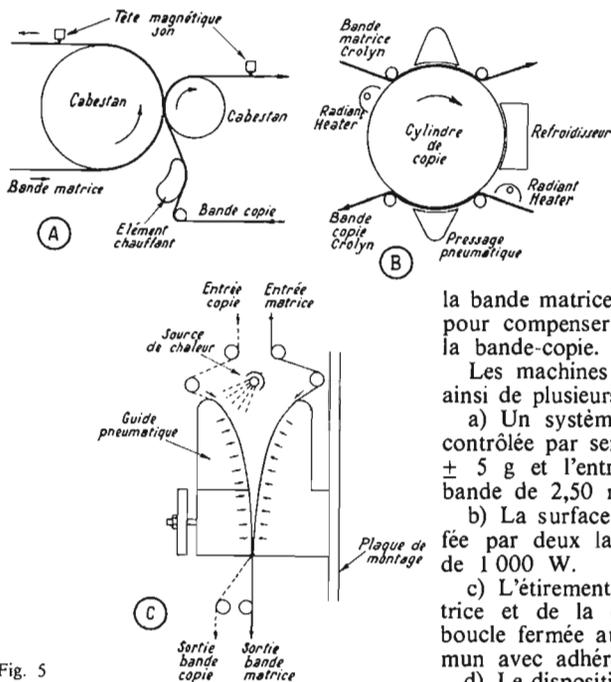


Fig. 5

pourquoi, on a vu ensuite apparaître d'autres machines de copie de précision destinées à effectuer des transferts en deux étapes, d'abord depuis la bande matrice jusqu'à la copie inversée, puis ensuite à la copie normale, à des vitesses pouvant atteindre 38 cm/s.

Les signaux sont transférés lorsque la bande copie est chaude et la bande matrice froide ; lorsque la bande copie se refroidit, elle se rétracte et les pistes vidéo sont plus courtes que sur la bande standard. Il faut donc étirer

la bande matrice de 0,2 % pendant le transfert pour compenser la contraction thermique de la bande-copie.

Les machines les plus récentes sont dotées ainsi de plusieurs perfectionnements.

a) Un système de défilement de la bande contrôlée par servomécanisme de 10 à 100 g \pm 5 g et l'entraînement avec la vitesse de bande de 2,50 m \pm 1,25 m/s.

b) La surface de la bande-copie est chauffée par deux lampes au tungstène halogène de 1 000 W.

c) L'étirement différentiel de la bande matrice et de la copie est effectué dans une boucle fermée au moyen d'un cabestan commun avec adhérence par le vide.

d) Le dispositif pneumatique avec des joues en bronze poreux dans lesquelles la bande-copie chauffée se refroidit au contact de la bande matrice. On voit ainsi sur la figure 5C le détail du système pneumatique employé.

AVANTAGES DU PROCEDE

Les avantages les plus importants de la duplication thermique des bandes vidéo peuvent être ainsi résumés de la manière suivante :

a) Le procédé a un très bon rendement, grâce à l'emploi de machines à haute performance.

b) Il évite l'usure des têtes magnétiques, puisqu'il n'est pas nécessaire d'y avoir recours.

c) Il n'est pas non plus nécessaire d'employer une bande matrice spéciale à haute coercivité.

d) On peut utiliser une vitesse élevée, et non effectuer une opération en temps réel.

e) Les pistes audio-vidéo et de contrôle sont transférées par le même procédé, sans avoir besoin de têtes auxiliaires.

f) Il est possible d'envisager des copies multiples.

g) On peut obtenir des économies très importantes, aussi bien de frais d'investissement que de temps et d'espace, par rapport au procédé de copie habituel.

h) Le procédé est simple, et, par suite, très fiable.

LES RESULTATS OBTENUS ET LES RECHERCHES FUTURES

Des copies d'enregistrement vidéo en couleur sur des bandes de 12,7 mm ont été exécutées avec des rapports très satisfaisants signal-bruit, et des transferts de bonne qualité, des pistes de son et de contrôle. Les bandes-copies ne sont pas altérées physiquement et ne présentent pas de distorsion à la suite de leur exposition à 150 °C pendant 10 ms ; des perfectionnements des machines permettront d'améliorer encore la qualité et la fiabilité des résultats obtenus par cette méthode thermique.

P.H.

Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

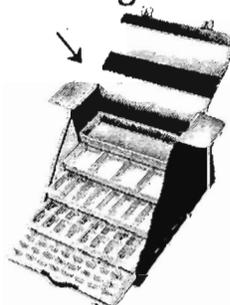
en cuir ou en skai

Pour toutes les professions

De nombreux modèles : Un geste et vous avez tout sous la main

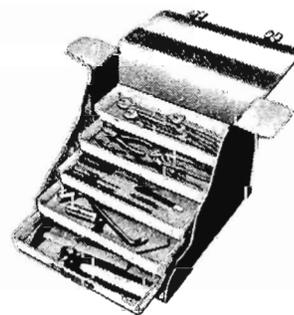
GROSSISTES,
prenez position

- tirer ou presser légèrement les 5 tiroirs s'ouvrent ou se ferment hermétiquement en glissant l'un sur l'autre ;
- chaque tiroir peut se diviser en petites cases — par bacs intérieurs et cloisons amovibles ;
- tiroirs en plastique spécial résistant parfaitement aux acides, à l'huile, à la graisse, à l'alcali, à l'essence, etc.



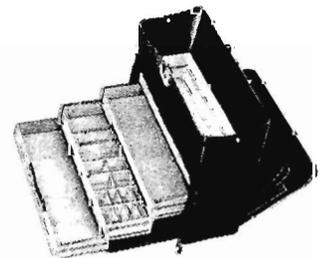
PARAT MODÈLE DÉPANNAGE

avec compartiments pour dossier. Cuir noir lisse n° 110-21. Skai noir lisse n° 110-41. 5 compartiments. 1 compartiment pour classement de 40, 65 et 110 mm de large. 2 serrures à crémaillères.



PARAT MODÈLE DÉPANNAGE

Cuir noir lisse n° 100-21. Skai noir lisse n° 100-41. 5 compartiments. 2 serrures à crémaillères.



PARAT MODÈLE REPRÉSENTANTS

avec 4 tiroirs ouvrants plus porte-documents, pratique : pour docteurs, vétérinaires, visiteurs médicaux et toutes représentations en général, n° 180-41.

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL) — 3 bis, rue Castères — 92-CLICHY - Tél. 737-34-30 et 31

RAPY

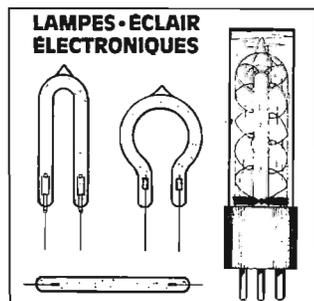
que d'amateurs au moyen de microphones présente en effet des difficultés et s'impose, d'ailleurs, dans des cas assez limités. Il faut surtout envisager, soit l'inscription sur bandes magnétiques des enregistrements de disques stéréophoniques, soit l'enregistrement des émissions radiophoniques à modulation de fréquence.

SAVOIR CE QUE L'ON VEUT

La forme la plus moderne de l'installation musicale à haute fidélité est la chaîne sonore, et nous avons montré ses possibilités d'adaptation et de modification. L'amateur peut ainsi, suivant ses goûts personnels et ses préférences, commencer tout d'abord son installation en faisant l'acquisition d'un amplificateur et d'une table de lecture ou d'un tuner, suivant qu'il veut reproduire des enregistrements sur disques, ou entendre les émissions radiophoniques musicales à haute fidélité. Par la suite, cette installation pourra être complétée par l'achat d'une platine de magnétophone, mais les haut-parleurs constituent évidemment les premiers éléments indispensables.

Bien entendu, il y a toujours des électrophones, généralement stéréophoniques, montés dans des coffrets ou dans des meubles distincts, et même des combinés radio-électrophones ou radio-magnétophones à cassettes, mais ces appareils ont des usages plus limités et ne permettent pas les modifications et transformations des chaînes sonores. L'amateur doit donc choisir entre une solution satisfaisante sans doute mais limitée à un certain nombre d'applications, et une autre peut-être plus complexe, mais plus souple, qui lui permettra d'envisager une gamme beaucoup plus étendue d'utilisations.

De toute façon, les modèles présentés par les fabricants dans toutes les gammes sont extrêmement nombreux, ce qui rend parfois le choix plus difficile. Cependant, en dépit de la diversité apparente



Flash Electronique
Stroboscope
Ballsage

NOMBREUX TYPES STANDARD

franceclair

54, AVENUE VICTOR CRESSON
92-155 / MOULINEAUX - 644-47-28

TABLEAU 2

Facteurs du choix des premiers maillons de la chaîne sonore : qualités essentielles, qualités secondaires et leur influence

Tuner.....	Mono/stéréo	culture musicale	tubes ou transistors	peu d'influence sur la qualité satisfaisante sur la plupart des appareils unifiées sauf en OC
	Sensibilité	selon la situation géographique et l'antenne	sélectivité	
	Réglage automatique (CAF)	qualité sonore mieux garantie	gammes	
	Indicateur d'accord	réglage à l'oreille difficile (sauf avec CAF en service)		
Tourne-disques...	Connexion longue en sortie	éloignement d'amplificateur		
	Bruit de fond	souffle gênant avec certains modèles		
	Vitesses	selon votre discothèque	poids du plateau	pas forcément significatif généralement satisfaisante
	Bras	selon la qualité de la cellule	régularité de vitesse	
	Rayonnement parasite du moteur	selon la qualité de la cellule		
	Plateau magnétique	selon la qualité de la cellule		
	Stroboscope	justesse des tons		
	Réglage de la force d'appui	selon la cellule		
Niveau de bruit	selon la qualité globale recherchée			
Repose-bras	conservation en bon état d'une cellule fragile			
Phonocapteur.....	Coquille du bras pour cellule normalisée	indispensable pour la plupart des cellules		
	Piézo, céramique, magnétiques ou autres	selon préamplificateur associé	mono/stéréo	modèles « stéréo » compatibles en général généralement satisfaisante toujours satisfaisante assez peu significative
	Diamètre de la pointe	compatibilité assurée par un diamètre supérieur 17 microns	souplesse (compliance)	
	Pointe elliptique	finesse extrême de reproduction	diaphonie à 1 000 Hz	
	Fixation normalisée	possibilité d'échange du bras	courbe de réponse	
Diaphonie aux fréquences élevées	effet stéréophonique optimal			
Préamplificateur..	Bruit de fond	souffle ou ronflement à craindre	nombre d'entrées	généralement suffisant normalisée (RIAA ou CEI)
	Commandes séparées des réglages de tonalité	la dissymétrie des enceintes acoustiques ou du local d'écoute	correction de gravure des disques	
	Balance	facilité de centrage de l'image sonore	bande passante	
	connexion longue et sortie	éloignement possible de l'ampli	distorsion	

des modèles, on peut constater une certaine analogie de conception et distinguer plusieurs catégories générales d'appareils musicaux. D'abord, les appareils très simplifiés, en quelque sorte d'agrément et de loisir, mais sans prétention musicale excessive, destinés à jouer essentiellement un rôle particulier, par exemple, les magnétophones

portatifs à musicassettes qui concurrencent plus ou moins les petits électrophones parfois à fonctionnement automatique.

Il y a ensuite des appareils de bonne qualité moyenne, soit présentés en éléments complets ou séparés, électrophones ou magnétophones, soit en chaînes sonores ou même en meubles ou

en combiné. Il y a enfin des appareils très soignés de grande classe, et des appareils de prestige, qui constituent essentiellement les machines de très haute fidélité, tandis que les appareils très simplifiés méritent très rarement cette classification.

Les gammes de prix correspondent généralement à ces particula-

TABLEAU 3 Facteurs du choix des derniers maillons de la chaîne sonore : caractéristiques essentielles, leur importance relative, qualités secondaires et leur importance

Amplificateur.....	Puissance maximale	rendement des enceintes acoustiques et local d'écoute	bande passante à bas niveau	généralement satisfaisante
	Distorsion	élevée aux basses ou hautes fréquences — même à niveau faible avec les transistors	stabilité	généralement satisfaisante (sauf avec « certains » HP (électrostatiques))
	Tubes ou transistors	échauffement	réponse aux transitoires	généralement satisfaisante
	Protection de l'étage de sortie (cas de transistors)	garantie contre les surcharges	longueur de connexion HP	Généralement satisfaisante
Enceintes acoustiques.....	Qualité des HP	enceinte acoustique « n'améliore » pas un haut-parleur	nature du coffret (principe, volume, forme)	pas toujours significative
			bande passante	pas toujours significative
	Nombre de HP	écoute à puissance élevée ou recherche de la plus haute qualité possible	nombre de HP	peu significatif pour l'écoute à bas niveau
Platines magnétiques.....	Têtes séparées	trucages		
	Compatibilité des bandes	fidélité variant avec le type de bande		
	Vitesses	qualité finale recherchée		

rités techniques ou pratiques. Ainsi, il y a dans les électrophones stéréophoniques des appareils moyens de prix compris entre 500 et 800 F, et des appareils de qualité de prix supérieurs à 800 F, qui peuvent atteindre et dépasser 1 500 F.

Dans la gamme des magnétophones à cassettes, on trouve maintenant aussi des appareils stéréophoniques de qualité à plusieurs vitesses, et qui peuvent être pourvus d'un système spécial de réduction de bruit de fond, mais dont le prix dépasse 1 000 F. Les magnétophones stéréophoniques à bande de qualité de type moyen ont désormais des prix variant entre 1 000 à 1 500 F environ, et les appareils de très haute qualité comportant de très nombreux perfectionnements des prix qui peuvent atteindre ou dépasser 2 000 F. Les enceintes acoustiques de qualité ont des prix de l'ordre de 400 à 800 F, mais, si l'on veut atteindre des niveaux encore plus élevés, il faut envisager des prix de l'ordre de 800 à 1 500 F.

Dans la gamme des tables de lecture, les modèles de qualité valent de 600 à 1 000 F, et ceux de haute précision dépassent 1 000 F. Il y a, enfin, les amplificateurs distincts ou combinés, dont les prix s'échelonnent entre 1 000 et 1 500 F.

Bien entendu, le choix de l'amateur dépend de ses moyens et c'est pourquoi la solution de la chaîne sonore offre tant d'avantages.

L'acquisition définitive dépend cependant d'un certain nombre de facteurs d'utilisation d'ordre personnel ou fonctionnel. Il ne peut s'agir que d'indications de caractère général ; le choix d'une machine musicale comme d'une automobile dépend aussi de préférences affectives ou esthétiques, qui n'obéissent pas à des règles déterminées ; la présentation, la couleur, la forme, la finition apparente et bien entendu le renom de la marque.

Les conditions d'utilisation prévues doivent être connues avant tout. Une première sélection peut être imposée par les conditions d'utilisation et d'installation ; en principe, l'appareil est souvent destiné uniquement au loisir et à l'agrément, et non pas au travail, mais l'emplacement prévu a une grande importance au point de vue de l'encombrement possible et acoustique. L'appareil à haute fidélité est généralement destiné à être placé à une position fixe, mais il peut être nécessaire de prévoir son transport plus ou moins fréquent, par exemple, dans le cas de déplacement de week-end ou de vacances.

L'installation prévue doit elle être définitive, ou la première acquisition doit-elle être suivie de celle d'autres éléments supplémentaires ? C'est là la question du choix entre l'appareil **séparé** : magnétophone, électrophone ou tuner, et la **chaîne sonore**. La réponse à ces questions permet déjà d'éliminer

un certain nombre d'appareils, qui ne répondent pas à ces impératifs.

Une fois les appareils achetés, il faudra les faire fonctionner, disposer à cet effet d'une alimentation électrique sur secteur normal, si l'on ne se contente pas d'une alimentation par batterie, impossible à envisager, en tout cas, pour une chaîne sonore. La puissance de l'appareil, c'est-à-dire le niveau sonore atteint, peut être forcément limitée dans certains cas lorsqu'il s'agit d'une installation dans un appartement exigu d'un grand ensemble, dont les murs n'offrent qu'une isolation phonique insuffisante.

Inutile, dans ce cas, de faire l'acquisition d'une chaîne sonore de très grande puissance avec des enceintes acoustiques de grandes dimensions, puisque l'emplacement disponible est beaucoup trop restreint ; une audition très puissante peut même être désagréable, et les voisins ne l'accepteraient pas volontiers !

Il y a aussi à considérer les facteurs **d'ordre personnel**. Quelle somme pouvons-nous consacrer à l'achat de notre appareil ? Quelles sont nos préférences artistiques et musicales ? Préférons-nous un matériel français ou un matériel d'importation ? etc.

Pour une installation complète de haute qualité, le prix prévu peut dépasser aisément 5 000 F, et une telle dépense ne doit donc pas être faite à la légère.

(à suivre)



devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

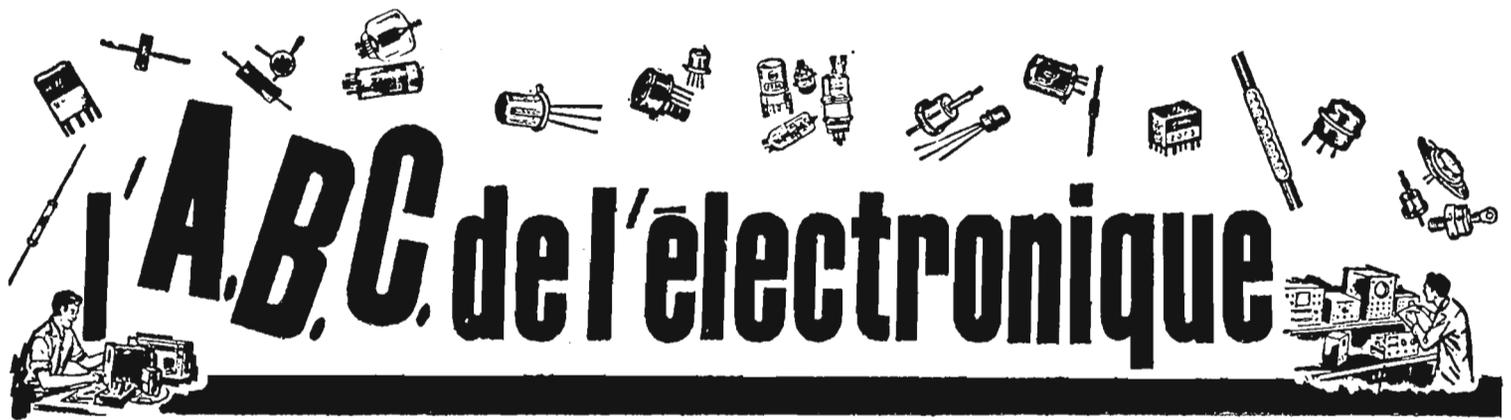
GRATUIT !

Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
35-DINARD

NOM : _____

ADRESSE : _____



DE LA LAMPE A L'OSCILLOGRAPHHE

LAMPES A PLUS DE TROIS GRILLES

LES lampes multigrilles sont employées dans les circuits électroniques.

Signalons d'abord l'hexode à quatre grilles dont le symbole est indiqué par la figure 1 A.

Dans cette lampe le filament, la cathode, la grille 1 et la plaque se comportent de la même manière que dans les pentodes et les triodes.

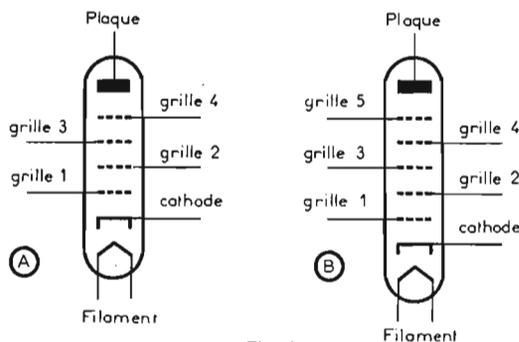


Fig. 1

Les grilles 2 et 4 sont généralement réunies et font fonction de grille-écran.

Enfin, la grille 3 est une seconde grille de commande. On peut lui appliquer une tension différente de celle appliquée à la grille 1.

Le résultat du mélange des tensions appliquées aux grilles 1 et 3 se trouve dans le courant plaque.

Une lampe à sept électrodes et cinq grilles, l'heptode, est un perfectionnement des précédentes. La figure 1 B montre le dessin symbolique d'une heptode. Il existe deux sortes d'heptodes, l'une dite du type 6SA7 qui se monte comme une hexode, la grille 5 étant reliée à la cathode.

Le second type, dit type 6A8,

se monte comme suit : filament, cathode, grille 1, plaque sont utilisés comme dans une pentode.

La grille 2 est utilisée comme une plaque auxiliaire.

Les grilles 3 et 5 sont réunies et constituent l'écran.

La grille 4 sert de seconde grille de commande.

L'octode est dérivée de l'heptode type 6A8 et comporte une sixième grille qui est réunie à la cathode.

LAMPES DOUBLES ET TRIPLES

On peut monter dans la même ampoule deux ou plusieurs ensembles d'électrodes constituant une lampe.

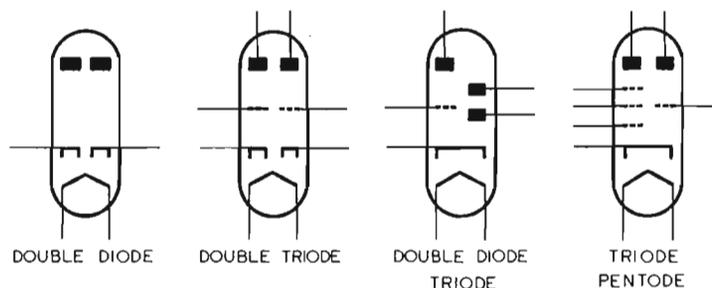


Fig. 2

On a réalisé ainsi les lampes multiples suivantes :

a) Double diode = deux diodes, triple diode, diode triode, double diode triode, triple diode triode, diode pentode, double diode pentode, double triode, triode pentode, triode hexode, double pentode, etc.

Voici à titre d'exemple, figure 2 le dessin symbolique de quelques lampes multiples.

A gauche, la double diode. Seuls, les filaments des deux éléments aboutissent aux mêmes broches tandis que les électrodes, cathodes et anodes, sont accessibles d'une manière indépendante. La double triode possède également des broches indépendantes pour chaque élément mais l'accès du filament est commun.

Une lampe triple est la double diode triode. A droite, de la figure 2 on a représenté la triode pentode.

Il existe beaucoup d'autres combinaisons de deux ou trois éléments diodes, triodes, pentodes.

L'OSCILLOGRAPHHE CATHODIQUE

L'oscillographe cathodique, connu de tous pour son écran utilisé en télévision, est également employé dans de nombreuses autres techniques et principalement dans les mesures comme indicateur visuel.

Tous les oscillographes possèdent deux systèmes.

1° Le premier est le canon électronique qui produit un faisceau cathodique dont les élec-

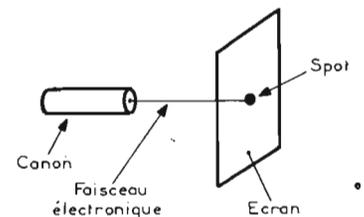


Fig. 3

trons, frappant un écran fluorescent, l'illuminent dans la région d'impact, cette région pouvant se réduire à un « point » lumineux nommé spot (voir Fig. 3).

2° Le deuxième système est celui de déviation. Si l'on fait dévier le faisceau cathodique, le spot lumineux décrira des courbes lumineuses sur l'écran. Généralement il y a deux systèmes de déviation permettant d'obtenir des déviations perpendiculaires du spot.

Il existe évidemment de nombreuses variantes de canons, de systèmes de déviation et aussi d'écrans.

Une classification, parmi de nombreuses autres, permet de diviser les oscillographes en deux catégories selon leur système de déviation.

1° Oscillographes à déviation électrostatique.

2° Oscillographes à déviation électromagnétique.

Commençons par le canon électronique dont la composition et le principe de fonctionnement sont proches de ceux des lampes à plusieurs électrodes.

La figure 4 donne un exemple de canon électronique disposé à l'intérieur d'une ampoule à vide d'oscillographe cathodique. On notera que ce dernier est connu

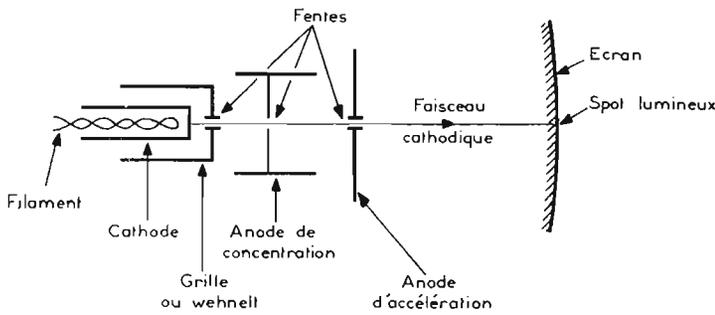


Fig. 4

également sous le nom de **tube cathodique**, terme que nous adopterons le plus souvent.

Précisons aussi que l'**oscilloscope cathodique** est l'appareil de mesure utilisant un oscillographe cathodique mais souvent des auteurs confondent les deux termes oscillographe et oscilloscopes, ce qui n'a rien de grave.

On voit sur la figure 4 que le canon se trouve dans le col de l'ampoule dans laquelle on a fait le vide.

Le canon possède des électrodes qui sont connectées aux douilles du culot, comme dans une lampe sauf si certaines électrodes sont portées à des tensions très élevées, par exemple 6 kV ou plus. Dans ce cas, leur accès peut s'effectuer par des cornes fixées sur l'ampoule.

Celle-ci se nomme aussi « ballon » mais elle est de forme conique si l'écran est rond.

Le système de déviation n'est pas indiqué sur la figure 4.

CANON ELECTRONIQUE

A la figure 5, on montre la composition d'un des nombreux types de canons électroniques.

Voici d'abord les éléments analogues à ceux d'une lampe :

a) Le filament inséré dans une cathode ;

b) La grille 1 nommée aussi **cylindre de Wehnelt** ou **wehnelt**, dans ce cas le mot wehnelt s'écrit avec un w minuscule ;

c) Anode de concentration ou anode 1.

Les éléments cathode, wehnelt et anode 1 sont homologues des éléments cathode, grille et anode d'une triode à vide. Si l'anode est positive par rapport à la cathode et le wehnelt négatif par rapport à la cathode, des électrons partent de la cathode vers l'anode 1 constituant un courant électronique dont l'intensité peut être réglée par la polarisation du wehnelt. Dans un tube cathodique, les électrons sont concentrés et dirigés de façon à constituer un faisceau nommé **faisceau cathodique**.

Lorsque ce faisceau est très concentré, il a un très faible diamètre dans la région où il rencontre l'écran. Un faisceau très concentré se nomme **rayon catho-**

dique. Pour amincir le faisceau et le diriger vers l'écran, on a adopté des procédés spéciaux : **fentes** ne laissant passer qu'une partie du faisceau et **lentilles électroniques** sur lesquelles nous ne donnerons pas de détails dans ce texte. Il suffira de savoir qu'elles sont réalisées par des champs électriques créés par les potentiels des anodes du canon.

L'anode de concentration possède aussi une fente ou bien, comme le wehnelt, elle a la forme cylindrique de sorte que les électrons du faisceau puissent la traverser pour rejoindre les anodes suivantes dites **d'accélération** et l'**anode finale** portée à la plus haute tension. L'enveloppe conductrice intérieure du ballon est reliée à l'anode finale. Grâce à ces dispositifs le faisceau frappe l'écran et crée le **spot lumineux**.

MODULATION DE LUMIERE CONCENTRATION

Lorsque le spot lumineux est bien concentré, c'est-à-dire de diamètre aussi petit que possible, on peut faire varier sa luminosité en modifiant la tension du wehnelt.

Cette grille 1, agit, en effet sur le courant du faisceau. Plus elle est négative, plus le courant de faisceau est faible et, donc, plus la luminosité diminue.

La luminosité peut être modifiée de deux manières :

1° D'une manière stable ou statique en réglant la tension du wehnelt ;

2° D'une manière dynamique en appliquant au wehnelt, en plus de sa tension de polarisation, une tension de signal quelconque.

La concentration se règle en modifiant la tension de l'anode 1. Un autre mode de concentration, peut usité actuellement est l'em-

ploi d'une bobine disposée autour du col du tube et créant un champ magnétique continu. Ce champ se règle en faisant varier le courant continu de la bobine.

La figure 6 montre un tube cathodique dont la concentration s'effectue à l'aide d'une bobine.

DEVIATION ELECTROSTATIQUE

On réalise la déviation électrostatique du faisceau à l'aide de champs électriques que l'on crée entre deux **plaques de déviation**. Il y a deux paires de plaques de déviation, l'une pour la déviation horizontale et l'autre pour la déviation verticale.

A la figure 7 on montre les quatre plaques de déviation. Le faisceau peut « osciller » entre ces plaques ce qui justifie le nom d'oscillographe.

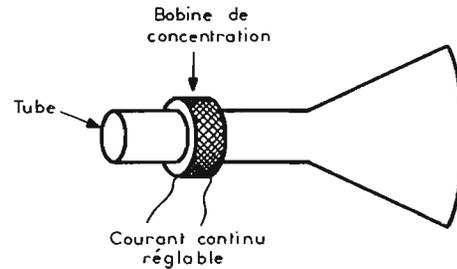


Fig. 6

Le faisceau cathodique issu du canon passe entre les plaques D1 et D'1, dont le plan est horizontal, puis entre les plaques D2 et D'2, dont le plan est vertical. Si l'on considère l'axe de symétrie de l'oscillographe, passant par le milieu du canon et le milieu de l'écran, les plaques de chaque paire sont disposées symétriquement de part et d'autre de cet axe.

Soit + E la tension positive élevée à laquelle est portée l'anode finale du tube cathodique.

Relions au point donnant la tension + E, les deux plaques D1 et D'1.

Les potentiels de ces deux plaques étant alors égaux à + E, le faisceau composé d'électrons négatifs sera attiré par les deux plaques selon des forces égales et opposées, donc aucune déviation ne se produira.

Si, au contraire, on applique à l'une des plaques une tension + E1 supérieure à + E, le faisceau sera attiré (donc dévié) vers cette plaque.

Si la tension est + E2 inférieure

à + E, le faisceau sera attiré par la plaque dont la tension est + E, supérieure à la tension + E2 de l'autre plaque.

Si la tension de l'une des plaques varie, l'angle de déviation variera selon la même loi.

Le spot, dévie de la même manière, sur l'écran ceci est évident.

Tout ce qui vient d'être dit pour les plaques D1 et D'1 est valable aussi pour D2 et D'2, mais avec ces deux dernières, la déviation du faisceau est dans un plan horizontal et celle du spot selon une direction horizontale.

Si les deux déviations se produisent en même temps, le spot décrit une courbe.

Considérons la figure 8 qui représente un écran rectangulaire ou un rectangle inscrit dans un écran rond.

Si les quatre plaques D1, D'1

et D2 D'2 sont portées au même potentiel de + E volts, celui de l'anode finale, le faisceau ne déviara pas et le spot restera immobile au centre de l'écran en prenant la position 0 qui sera, à peu de chose près le centre de l'écran rond ou le point de rencontre des diagonales du rectangle.

Si les plaques de déviation ne sont pas au même potentiel, le spot prendra une position différente, par exemple a.

Sur la figure 8 on a représenté à droite l'emplacement des quatre plaques de déviation D1, D'1, D2 et D'2 vues par un observateur placé devant l'écran.

Supposons que les trois premières plaques sont au potentiel + E et que la plaque D'2 est au potentiel + E + e, c'est-à-dire à un potentiel plus positif que celui des autres plaques. Dans ce cas, selon les indications données précédemment, le spot déviara vers la droite et prendra une position b. La distance ob est proportionnelle à la valeur de la tension e ajoutée à + E.

De la même manière, on verra que si toutes les tensions des plaques sont + E sauf celle de D2 qui est E + e le spot prendra la position a.

Le même résultat peut être également obtenu avec D1, D'1 et D2 à la tension E et D'2 à la tension E-e car comme précédemment, D2 est à une tension plus positive de e volts que celle de D'2 (voir Fig. 9).

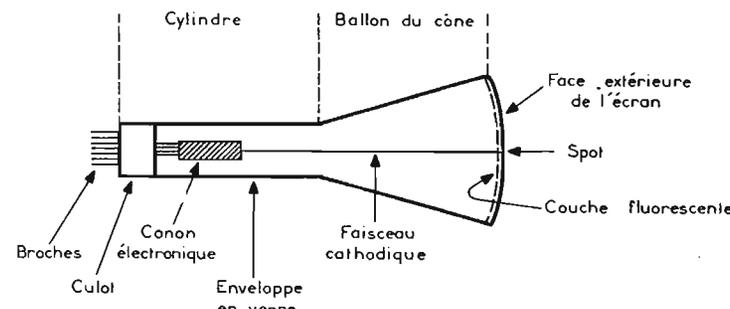


Fig. 5

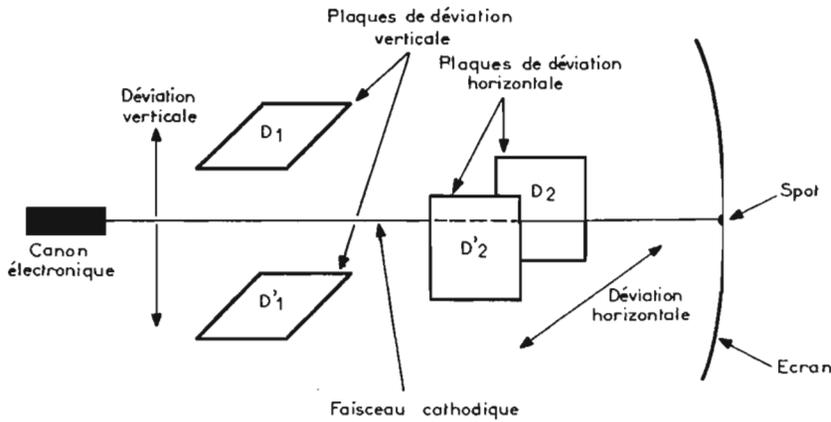


Fig. 7

On peut aussi, obtenir la même position *a* en portant D2 à $E + 0,5 e$ et D'2 à $E - 0,5 e$. La différence étant toujours $+ 0,5e$ ($- 0,5 e$) = e volts.

Le déplacement vertical du spot, prenant, par exemple, les positions *c* ou *d*, s'obtiendra de la même manière.

MONTAGE PRATIQUE D'UN OSCILLOSCOPE

L'oscilloscope est un appareil de mesures et de vérification utilisant principalement un tube cathodique oscillographe à rayons cathodiques comme celui indiqué plus haut. Dans un oscilloscope (voir Fig. 10), on trouve, en plus du tube cathodique :

- 1° Des circuits d'alimentation portant les électrodes aux tensions continues convenables ;
- 2° Une source de chauffage du filament F ;
- 3° Des réglages permettant de faire varier la tension de certaines électrodes ;
- 4° Des bornes de branchement des sources de signaux appliqués aux plaques de déviation.

Etudions successivement ces parties de l'oscilloscope. L'alimentation à haute tension, de l'ordre de 500 à 5000 V selon le type du tube se nommera alimentation THT (THT : très haute tension). On obtient la THT à partir d'un système d'alimentation classique à transformateur redresseur et filtre. La tension continue obtenue est appliquée entre masse et + THT. Entre ces deux points, on monte une chaîne de résistances et de potentiomètres P_1, P_2, R_1, R_2, R_3 .

En parallèle sur $R_2 + R_3$, on monte ces potentiomètres P_3 et P_4 . Des condensateurs de découplage C_1 à C_7 , sont montés entre

masse et les points où la tension ne doit pas varier sous l'influence des signaux extérieurs.

Le filament est alimenté en alternatif par un enroulement du transformateur d'alimentation et ne sert qu'à chauffer la cathode K.

et P_4 , placés à cheval sur les résistances R_2 et R_3 , peuvent être portés, selon leur position, à une tension E_7 ou E_8 comprise entre E_4 et E_6 , en passant par E_5 . On a monté les électrodes du tube cathodique de la manière suivante :

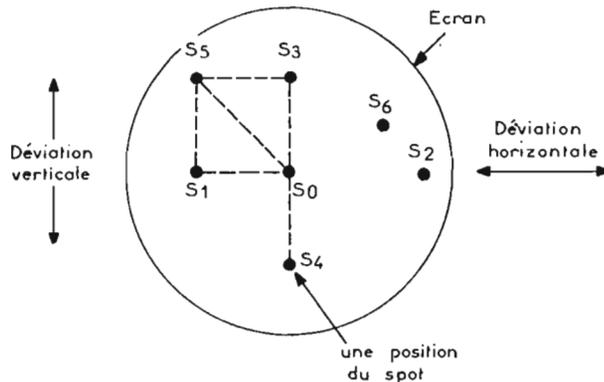


Fig. 9

Les tensions E_0 à E_6 sont évidemment croissantes positivement depuis zéro (tension de la masse) jusqu'à $E_6 = \text{THT}$. Les curseurs des potentiomètres P_3

La cathode est polarisée positivement à la tension E_2 obtenue à la jonction de P_1 et P_2 .

Le wehnelt est relié au curseur de P_1 . Il est donc clair que la ten-

sion E_1 variera, selon la position de ce curseur entre zéro volt et $+ E_2$ volts. Il sera donc toujours négatif par rapport à la cathode comme cela est obligatoire. On voit ensuite, que l'anode de concentration A_1 est connectée au curseur de P_2 . La tension E_3 sera par conséquent, réglable entre E_2 et E_3 .

L'anode finale A_2 est connectée au point commun de résistances égales R_2 et R_3 , dont la tension E_5 est la moyenne entre les tensions E_4 et E_6 . Jusqu'ici on a indiqué deux réglages essentiels de l'oscillographe : celui de luminosité avec P_1 et celui de concentration électrostatique avec P_2 . Passons maintenant au montage des quatre plaques de déviation électrostatique D_1, D'_1 de déviation verticale et D_2, D'_2 de déviation horizontale.

D'_1 et D_2 sont reliées directement à A_2 , donc, leur potentiel est E_5 , qui est celui de cette anode finale.

D_1 est reliée au curseur de P_4 par l'intermédiaire d'une résistance R_4 . D'_2 est reliée au curseur de P_3 par R_4 .

Les courants passant par R_4 et R_3 sont extrêmement faibles. On a réalisé ainsi deux dispositifs de déviation du spot. P_3 permet de faire dévier le spot horizontalement sur l'écran. Lorsque le curseur est du côté de R_1 , la tension de D'_2 est plus faible que celle de D_2 donc le spot sera déplacé vers la gauche, par exemple en *a* (Fig. 8).

Lorsque le curseur sera au milieu de P_3 , la tension de D'_2 sera égale à celle de D_2 c'est-à-dire E_5 volts, donc le spot sera au milieu, en 0.

De même lorsque le curseur de P_3 se déplacera vers R_3 , le spot sera à droite, par exemple en *b'* car à ce moment la tension de D'_2 sera supérieure à celle de D_2 .

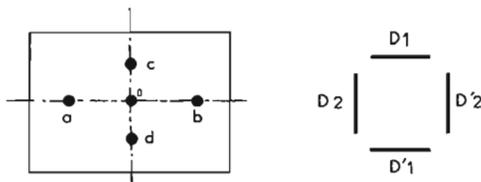


Fig. 8

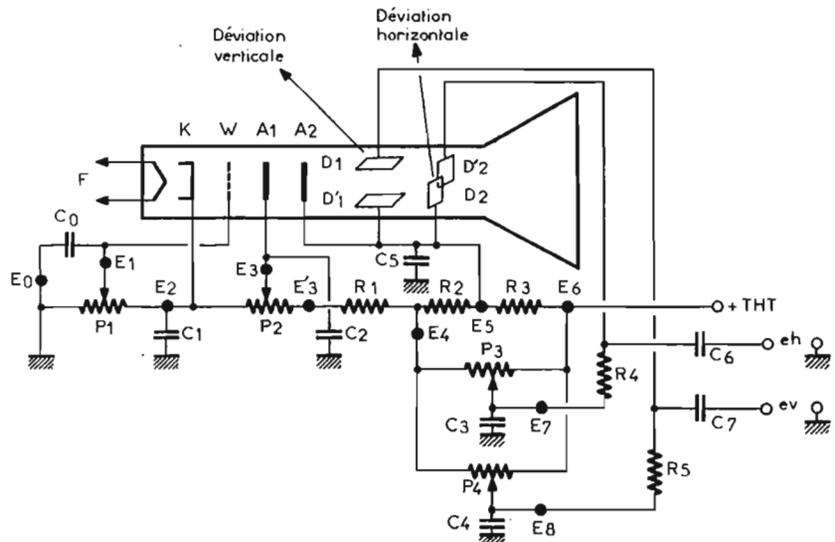


Fig. 10

De la même manière on verra qu'avec P_4 , le spot sera déplacé verticalement en faisant varier la tension de D_1 par rapport à celle fixe de D'_1 , égale à E_5 . On a réalisé un dispositif de déviation

C'est cette **transduction** d'une loi électrique en loi mécanique qui est la propriété fondamentale de l'oscillographe, rendant visuelle une variation de tension électrique.

sion en dents de scie, la période est T et l'amplitude E .

Dans les deux cas, la tension du signal est e (e_v ou e_h) et elle varie selon le temps considéré entre $-E/2$ et $+E/2$, ces tensions étant par conséquent le maximum et le minimum de tension.

si le sinus = 0, $e_v = 0$ et si le sinus est égal à 1, $e_v = +0,5 E$, ce qui se voit sur la figure 11. Le seul mouvement vertical du spot, toutefois, ne suffit pas pour faire apparaître la courbe. Avec le mouvement vertical seul, le spot décrira une droite comme cd (Fig. 9) et on ne saura pas quelle est la loi d'après laquelle cette déviation se produit. Il faut, pour obtenir une courbe, que le spot dévie aussi horizontalement. La vitesse du spot dans la direction horizontale doit être constante, les espaces parcourus étant proportionnels au temps.

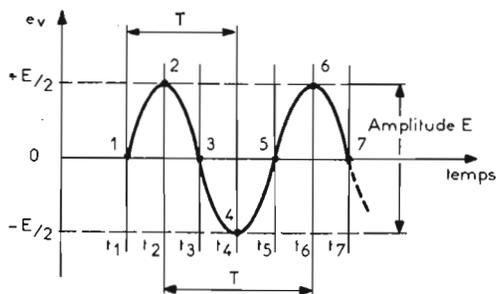


Fig. 11

manuelle du spot dans les deux **directions** : horizontale et verticale et sur chacune dans les deux **sens** : de gauche à droite, ou de droite à gauche, de haut en bas ou de bas en haut.

Il est important que l'on ne confonde pas **direction** avec **sens** et que l'on n'utilise pas le mot **sens** à la place de **direction** comme le font souvent certains techniciens même éminents.

Ce déplacement **lent** manuel permet de **centrer** le spot en réglant P_3 et P_4 vers le milieu de la piste résistante on placera le spot au centre 0.

DEVIATION RAPIDE DU SPOT

Pour obtenir une déviation rapide du spot, il faut appliquer aux plaques de déviation D_1 et D'_2 des tensions variant rapidement comme celles des signaux périodiques, par exemple des signaux sinusoïdaux ou des signaux en dents de scie. Ces tensions, s'ajoutant à la tension de repos E_5 , feront dévier le spot selon une **loi mécanique** identique à la loi électrique définie par la forme de la tension.

SIGNAUX PERIODIQUES

Voici, préalablement, quelques indications sur les signaux périodiques.

La figure 11 montre une courbe nommée sinusoïde que nous avons mentionnée précédemment.

On a indiqué sur la figure, la période :

$$T = t_5 - t_1 = t_6 - t_2 \text{ etc.}$$

l'amplitude :

$$E = +E/2 - (-E/2)$$

Comme on le voit :

La période est la différence entre deux temps correspondant à des valeurs égales de la tension, la variation de celle-ci s'effectuant dans le même sens, autrement dit, d'une manière générale, lorsque la branche considérée entre le début de la période et la fin est terminée, une nouvelle branche commence identique à la précédente. On dit aussi, pour cette raison, période de répétition.

L'amplitude est la différence entre la tension la plus élevée atteinte et la tension la plus faible, dans notre exemple $+E/2$ et $-E/2$ respectivement. Sur la figure 12, on a représenté une ten-

DEVIATIONS VERTICALE ET HORIZONTALE

En examinant la figure 11, on constate qu'elle contient tous les renseignements concernant le signal sinusoïdal considéré, sa forme, sa période, son amplitude.

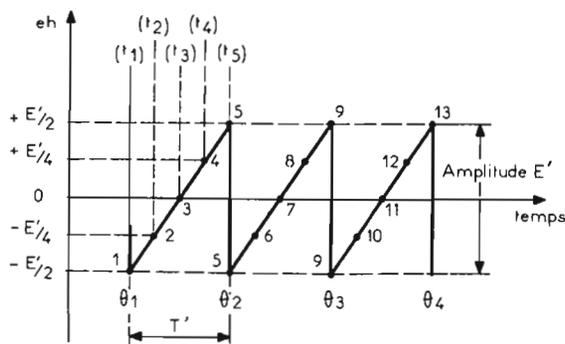


Fig. 12

La courbe sinusoïdale est en réalité la représentation graphique du signal donnant l'amplitude de la tension e_v en fonction du temps t .

Il est donc clair qu'il est possible de faire apparaître la même courbe sur l'écran de l'oscilloscope si, dans la direction verticale le spot se déplace selon la loi qui exprime la valeur de e_v en fonction du temps.

$$e_v = 0,5 \sin(2\pi Ft) \\ = 0,5 E \sin(2\pi t/T) \\ \text{puisque } T = 1/F$$

Comme on le voit le sinus varie entre -1 et $+1$ en passant par zéro. Lorsque le sinus est égal à -1 , $e_v = -0,5 E$ (ou $-E/2$);

Ceci correspond exactement à la loi suivante :

$$V_4 = at$$

V_4 étant la tension croissante avec le temps, appliquée à la plaque D'_2 (Fig. 10).

Cette plaque devenant de plus en plus positive, le spot dévient de gauche à droite et comme le spot dévie également dans la direction verticale selon la loi sinusoïdale, la sinusoïde apparaîtra sur l'écran.

A noter que l'amplitude E se nomme aussi amplitude crête à crête, définition valable pour toutes les courbes périodiques quelle que soit leur forme.

La tension efficace, dans le cas de la sinusoïde est $e_{eff} = E/2,82$.

POUR VOTRE TOURNE-DISQUES...



DIAMANT

ROYALUX

QUALITÉ - PRÉCISION

30

Modèles

18 F

à

39 F

EN VENTE CHEZ LES DISQUAIRES et RADIO-ÉLECTRICIENS

GROS : ROYANEX - 38, rue d'Hauteville, Paris-X* - Tél. 770-71-73

Pour votre collection, procurez-vous

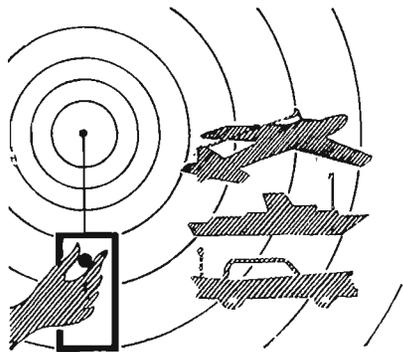
- LA RELIURE « HAUT-PARLEUR » (Marron)
- LA RELIURE « HI-FI STÉRÉO » (Bleu)
- LA RELIURE « ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE » (Rouge)

Au prix de 10 F l'une + 2,50 F de port

Adressez commande à :

LE HAUT-PARLEUR

2 A 12, RUE DE BELLEVUE - PARIS (19*)
TÉL. : 202-58-30 C.C.P. 424-19 PARIS



La Page des F. 1000

RADIOCOMMANDE ★ des modèles réduits

Construisez vos ensembles de radiocommande

L'ENSEMBLE DIGITAL TF6

1. - INTRODUCTION

Il y a presque deux ans, nous décrivions dans les colonnes du « Haut Parleur », un ensemble digital de bon fonctionnement et de réalisation facile : Le DIGI 4 (nos 1256, 1260 et 1264).

Cette description eut un très grand succès et, si nous en croyons notre courrier, les DIGI 4 construits dépassent certainement et de beaucoup, la centaine !

Néanmoins nous avons pensé que ce DIGI 4 pouvait encore être amélioré et c'est dans ce but que, depuis plusieurs mois, nous avons travaillé pour vous présenter un nouvel ensemble, lequel tout en gardant les qualités du précédent, comporte un grand nombre de particularités le rendant compétitif avec n'importe quel ensemble du commerce.

Passons rapidement en revue ces améliorations.

1. A l'émetteur :

— Les manches OS introuvables actuellement sont remplacés par des Kraft, pour lesquels tout le monde, à l'unanimité, se plaît à vanter la qualité (douceur et précision).

— Codeur à 6 voies, avec disposition en haut du boîtier, des manettes d'auxiliaires.

— Montage mécanique permettant tous les réglages et toutes les interventions sans démontage inutile.

— 3 versions de la platine HF :

a) 27 MHz. 350 mW (celle du DIGI 4).

b) 27 MHz. 700 mW pour les amateurs de forte puissance.

c) 72 MHz. 500 mW, ce qui va permettre enfin à beaucoup d'amateurs de passer sur cette bande.

— Possibilité de double commande.

2. A la réception :

— La grosse modification consiste dans une réduction considérable des dimensions des boîtiers : les circuits imprimés (C.I.) passent de 60 x 45 mm à 50 x 38 mm. Les boîtiers ont la taille de la petite boîte d'allumettes et nous sommes très près des plus petits ensembles commerciaux. Mais : point important, les C.I. restent très clairs donc très faciles à réaliser, à câbler et éventuellement à dépanner, ce qui n'est certainement pas le cas de tous les ensembles qui nous sont passés entre les mains !

— Bien évidemment 2 récepteurs seront présentés :

a) Le 27 MHz, simple réduction du récepteur précédent, à quelques détails près.

b) Le 72 MHz, qui nous a donné bien du fil à retordre, mais qui nous donne maintenant toute satisfaction, avec une portée au sol au moins aussi bonne que celle du 27 MHz.

— Le décodeur à 6 voies délivre des impulsions positives (contrairement au DIGI 4), ce qui permet éventuellement d'utiliser la plupart des servos du commerce. Un circuit stabilisateur de tension a été ajouté.

— 5 possibilités différentes d'utilisation de servos.

Voilà donc en bref ce que nous vous proposons. Il ne reste plus qu'à entrer dans le vif du sujet.

Pourtant, auparavant nous voudrions faire deux remarques.

— Certains lecteurs pourront s'étonner de ne pas trouver dans nos schémas, ces fameux circuits intégrés, dont on dit tant de bien. La raison en est fort simple :

Nous avons sous les yeux, le schéma d'un décodeur 4 voies utilisant 3 circuits intégrés dont le prix est de l'ordre de 80 F.

Le décodeur que nous vous proposerons, utilisera pour un même résultat 10 transistors à 1,50 F, soit 15 F.

La démonstration nous semble déjà convaincante !

Nous y ajouterons la difficulté de trouver les circuits intégrés, la délicatesse du C.I. nécessaire (14 picots fort rapprochés, pour chaque), la grande complexité du fonctionnement, la quasi impossibilité des contrôles ultérieurs (en cas de panne).

Notons enfin, qu'il est aussi facile et rapide de « claquer » un circuit intégré de 35 F, qu'un banal transistor à 1,50 F !

— Enfin, nous voulons mettre les lecteurs en garde : La réalisation d'un ensemble digital miniature n'est pas une entreprise très facile. Le nombre de composants est important (60 transistors, 25 diodes, 120 résistances, etc.), le fonctionnement assez compliqué.

Aussi, et bien qu'il soit possible qu'un débutant soigneux puisse réussir un tel montage, il faut admettre que cela tient plutôt du miracle.

C'est donc très objectivement que nous déconseillerons la réalisation de notre nouvel ensemble TF6 :

— Aux lecteurs n'ayant aucune expérience radio (théorique et surtout pratique : il faut pour le moins savoir souder parfaitement). Que ces lecteurs fassent leurs premières armes avec un montage beaucoup plus simple.

— Aux lecteurs n'ayant pas à leur disposition, un matériel de contrôle suffisant (à condition encore de savoir s'en servir). Il faut disposer d'un bon contrôleur universel et surtout d'un oscilloscope. Il est impensable de s'attaquer aux ensembles digitaux

sans disposer de ce dernier appareil, la moindre anomalie se transformant en obstacle insurmontable, puisqu'il est impossible d'en déterminer l'origine et partant, la cause. La description qui suivra, va tenir compte de ces remarques. Ne vous attendez donc pas à y trouver des procédés empiriques de vérification : contrôleur et oscillo... et rien d'autre !

Néanmoins, notre intention est de vous amener à coup sûr au résultat final, si vous remplissez bien les conditions premières. Cela sera obtenu en adoptant un planning de travail, le plus rationnel possible. Ainsi la construction de la « chaîne » que constitue un ensemble de radiocommande, commencera par le dernier maillon : le servomécanisme, pour remonter progressivement jusqu'au premier. Chaque maillon étant mis au point au fur et à mesure de sa réalisation. L'assemblage final ne posant plus alors, aucun problème.

Ce planning de fabrication sera détaillé à la fin de l'article. Nous conseillons donc vivement à tous ceux qui ne se sentent pas très sûrs d'eux, d'attendre ces directives et de profiter du léger contretemps pour étudier sérieusement la description (ce que beaucoup d'amateurs pressés négligent de faire), pour réunir les composants nécessaires et pour réaliser toute la partie mécanique (tôlerie, C.I., etc.).

Nous terminerons ce préambule en insistant encore sur la nécessité d'une connaissance aussi approfondie que possible du principe de fonctionnement de l'ensemble complet. Cette étude fera l'objet de plusieurs paragraphes. Les lecteurs ayant en leur possession les nos 1256, 1260, 1264, constateront, sans doute, des répétitions.

titions, mais nous pensons qu'ils comprendront la nécessité de le faire, pour tous ceux qui ne sont pas dans leur cas et qui sans cela, auraient de la peine à nous suivre.

II. - L'EMETTEUR

A. ETUDE THEORIQUE

Le rôle de l'émetteur est de fabriquer les ordres de commande destinés à la maquette, puis de les transmettre par rayonnement hertzien.

Ces missions sont remplies d'une part par le codeur (fabrication des ordres), d'autre part par la partie HF (transmission).

1. LE CODEUR

a) Principe de fonctionnement :

Dans les systèmes dits Digitaux, chaque ordre, c'est-à-dire chaque position imposée à la gouverne considérée de la maquette, est « codé » sous forme d'une durée (d'un temps) : ce qui se fait matériellement par la fabrication d'une impulsion calibrée (Fig. 1).

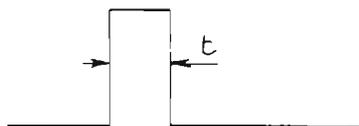


Fig. 1. - Impulsion type.

Tout mouvement imprimé au « manche » de l'émetteur provoque une variation de cette durée. Une certaine standardisation s'est faite sur la valeur de ces temps (Fig. 2).

La variation est évidemment progressive, passant insensiblement du minimum, 1,2 ms, au maximum, 2,2 ms, lors d'un mouvement de bout en bout de la course du manche.

Cette progressivité nous donne la première caractéristique de l'ensemble : La proportionnalité. Ce qui signifie qu'il existe un rapport constant entre l'angle de rotation du manche et l'angle de rotation obtenu sur la gouverne (Fig. 3).

L'impulsion de commande a évidemment un caractère fugitif. On conçoit donc aisément que, la produire une seule fois, ne suffirait pas. En fait l'ordre sera répété continuellement et ceci au rythme de 50 fois par seconde. Soit 50 Hz. L'émetteur transmet donc 50 fois par seconde à la gouverne, la position exacte qu'elle doit occuper (Fig. 4).

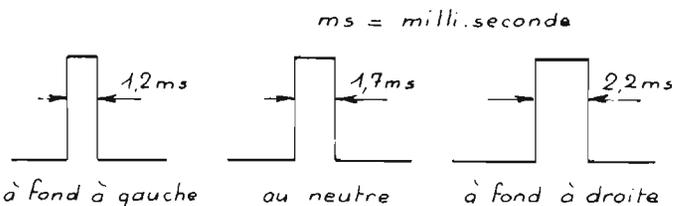


Fig. 2. - Durée d'une impulsion.

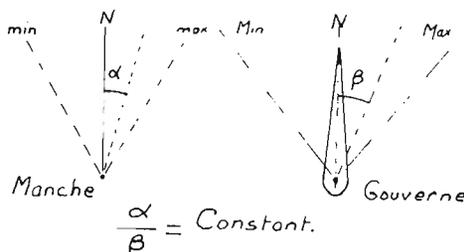


Fig. 3. - La proportionnalité.

Cette grande vitesse de répétition permet d'obtenir la seconde caractéristique de l'ensemble :

La douceur des déplacements. Il se produit le même phénomène que lors de la projection d'un film : tout mouvement du personnage est en réalité décomposé (24 images par seconde) et sur l'écran, sont projetées successivement, 24 positions distinctes par seconde. Mais la persistance rétinienne de l'œil, produisant une intégration donne l'impression d'un mouvement « coulé », c'est-à-dire continu.

Ici, dans le cas d'un déplacement du manche, le temps t varie d'une impulsion à l'autre (Fig. 5). Mais l'inertie mécanique du moteur électrique asservi, donne la même intégration et le mouvement est aussi continu. Le travail du codeur serait achevé, s'il ne s'agissait que d'asservir une gouverne, le signal de la figure 4 étant suffisant.

Or, il n'en est rien, et nous proposons d'en contrôler un maximum de 6. Ce qui complique singulièrement le problème.

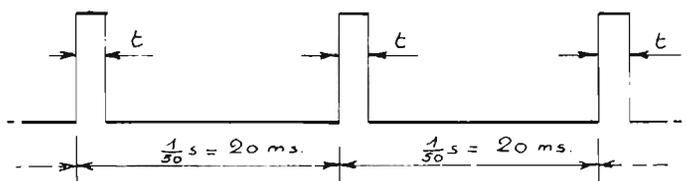


Fig. 4. - Signal de voie.

Il faudra donc :

- Créer 6 signaux analogues à celui de la figure 4, chacun d'eux asservissant sa propre gouverne.

- Mélanger ces 6 signaux, car hélas, nous ne disposons pas de 6 « transporteurs ». Un seul rayonnement hertzien est disponible et c'est lui le « transporteur » unique, qui prend livraison des 6 ordres, soigneusement mélangés de telle manière qu'à l'arrivée, la distribution soit aisée, chaque gouverne

recevant bien l'ordre qui lui convient.

L'astuce trouvée est la suivante : Nous profiterons de l'intervalle de temps laissé libre à la fin de la première impulsion (20 ms - 1,7 ms = 18,3 ms au neutre) pour y caser les impulsions suivantes. Les 6 impulsions étant transmises successivement et dans un ordre

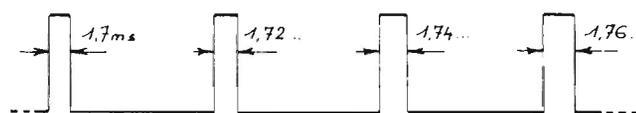


Fig. 5. - Variation d'une durée.

connu, ce qui permettra de s'y retrouver à la distribution, le décodeur étant chargé de ce tri (Fig. 7).

Un temps mort suffisant est néanmoins nécessaire à ce dernier, entre la fin du dernier ordre d'une séquence et le début du premier de la séquence suivante, pour assurer un décodage correct.

On arrive alors tout naturellement au signal de la figure 6, correspondant au train d'impulsions sortant d'un codeur 6 voies. Les temps t_1 à t_6 sont séparés par des « tops » brefs (0,3 ms).

- Au neutre de toutes les gouvernes, calculons le temps résiduel t_r .

$$t_r = 20 - (7 \times 0,3 + 6 \times 1,7) \text{ ms} \\ = 20 - (2,1 + 10,2) \text{ ms} \\ = 20 - 12,3 = 7,7 \text{ ms}$$

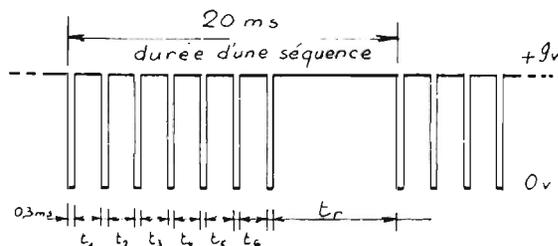


Fig. 6. - Signal d'un codeur à 6 voies.

- Au maximum de toutes les gouvernes :

$$t_r = 20 - (7 \times 0,3 + 6 \times 2,2) \text{ ms} \\ = 20 - (2,1 + 13,2) \text{ ms} \\ = 20 - 15,3 = 4,7 \text{ ms}$$

- Au minimum de toutes les gouvernes :

$$t_r = 20 - (7 \times 0,3 + 6 \times 1,2) \text{ ms} \\ = 20 - (2,1 + 7,2) \text{ ms} \\ = 20 - 9,3 = 10,7 \text{ ms}$$

Voyons maintenant quels sont les moyens électroniques mis en œuvre pour parvenir à ce résultat.

b) Analyse du schéma (voir schéma général Fig. 17).

Le montage élémentaire que l'on retrouve 8 fois dans le codeur est donné en figure 8 :

On y trouve un transistor NPN (type 2N2926) monté en émetteur commun et polarisé suffisamment sur la base, par R, pour être en

régime de saturation (c'est-à-dire très conducteur).

La résistance de passage collecteur-émetteur est ainsi très faible et l'on peut considérer le point S comme étant à la masse : $V_s = 0$.

Amenons maintenant sur la base, via C, un signal rectangulaire e , tel celui dessiné sur la figure 9.

En fait ce créneau rectangulaire n'atteindra cette base, qu'au travers de la cellule RC, ce qui produira un effet de différenciation bien connu mais moins facile à expliquer.

Etudions donc ce phénomène sur la figure 10.

La charge du condensateur C se fait au travers de la résistance R. Aux bornes de celle-ci apparaît donc une différence de potentiel proportionnelle au courant de charge de C ($V = RI$).

- Avec R et C grands (donc RC grand), figure 10 a, cette charge dure longtemps (beaucoup plus longtemps que l'alternance du créneau d'entrée). Le courant de charge reste donc important et quasi constant pendant cette alternance : la tension aux bornes de R est presque constante, les paliers horizontaux sont ainsi fidèlement transmis.

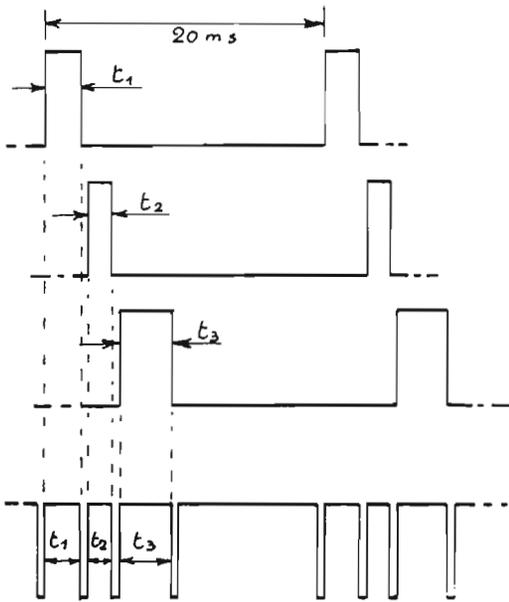


Fig. 7. - Formation du signal.

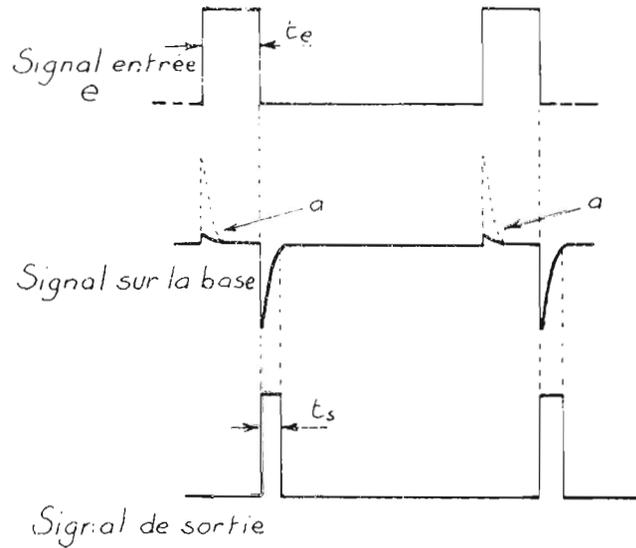


Fig. 11. - Création du signal de voie.

- Avec R et C très petits (donc RC très faible), figure 10 d, la charge est acquise très vite (beaucoup plus vite que ne dure l'alternance d'entrée). Le courant, maximum au flanc avant, diminue très vite et devient nul bien avant le flanc arrière. D'où cette pointe fine, visible en 10 d. L'alternance négative donne la même lancée mais de sens inverse.

- Avec R et C moyens (Fig. 10 b et 10 c), le courant de charge diminue notablement pendant l'alternance, mais sans s'annuler. Les pôliers sont d'autant plus inclinés que le RC est faible.

Dans notre montage, les valeurs choisies pour R et C nous placent dans le régime 10 d.

Arrivent donc sur la base de notre transistor, des lancées positives et négatives.

Les lancées positives tendent à renforcer le courant de base du transistor et le rendraient plus conducteur encore si cela était possible. Or le 2N2926 étant déjà saturé, on ne peut faire mieux. Ces pointes positives sont donc sans effet. De plus, en régime de saturation, la résistance base-émetteur est très faible, ce qui provoque un « court-circuit » de ces lancées positives, d'où leur

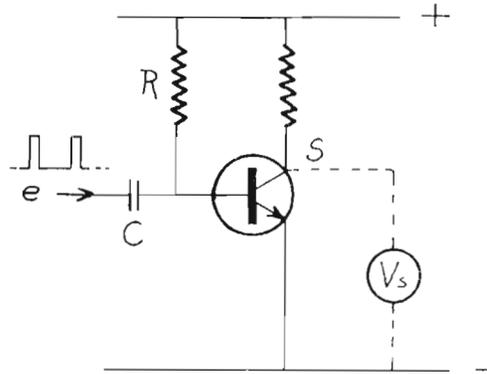


Fig. 9. - Circuit élémentaire au travail.

disparition sur la base (voir le détail a de la Fig. 11). Par contre, les lancées négatives viennent en opposition du courant de base, et leur amplitude est telle qu'un blocage énergétique du transistor se produit

aussi longtemps qu'elles durent. Dans ces conditions, le transistor présente une résistance collecteur-émetteur très élevée : le point S est pratiquement déconnecté de la masse et le voltmètre mesure

alors la tension d'alimentation : $V_s = 9 \text{ V}$.

Ainsi la tension en S, nulle en l'absence de signal à l'entrée, passe à + 9 V pendant la durée de la lancée négative.

Sur le collecteur du transistor, apparaît donc un nouveau créneau positif dont le début (flanc montant) coïncide rigoureusement avec le flanc descendant du créneau positif d'entrée.

La durée du créneau de sortie est absolument indépendante de celle du créneau d'entrée, cette durée t_s dépendant uniquement de l'importance de la différenciation, donc de R et de C.

La valeur approchée de t_s est donnée par la formule :

$$t_s = 0.7 R.C.$$

avec t_s en secondes (s).

R en ohms (Ω).

C en farads (F).

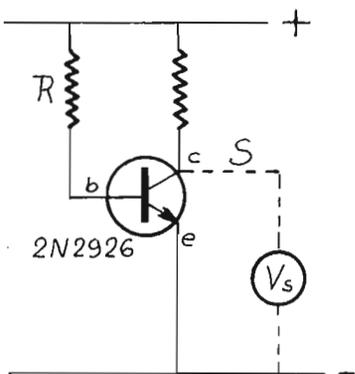


Fig. 8. - Circuit élémentaire au repos.

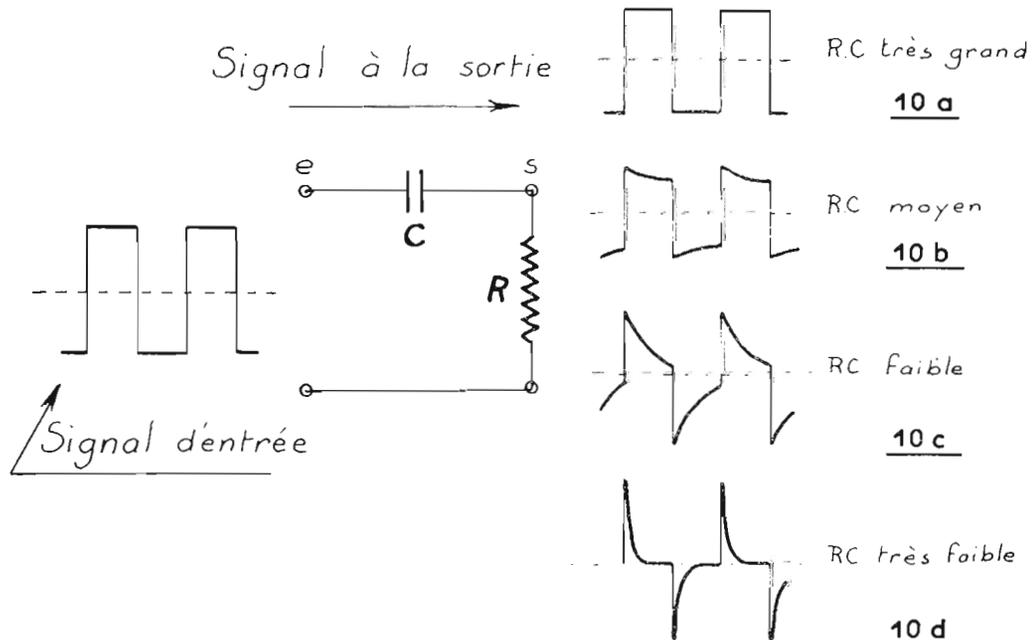


Fig. 10. - La différenciation.

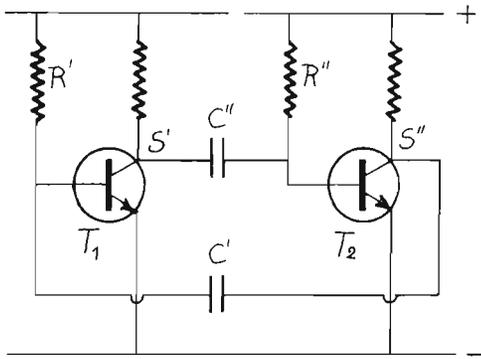


Fig. 12. - Le multivibrateur.

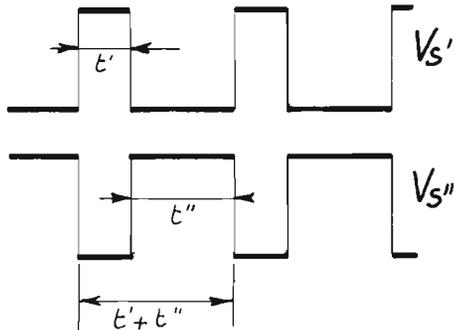


Fig. 13. - Signaux du multivibrateur.

Ainsi avec :
 $R = 100\,000\ \Omega = 10^5\ \Omega$
 $C = 47\,000\ \text{pF}$
 $= 47\,000 \cdot 10^{-12}\ \text{F}$
 $= 47 \cdot 10^{-9}\ \text{F}$

On a :
 $t_s = 0,7 \cdot 10^5 \cdot 47 \cdot 10^{-9}\ \text{en s.}$
 $t_s = 0,7 \cdot 47 \cdot 10^{-4}$
 $= 32,9 \cdot 10^{-4} = 3,29\ \text{ms.}$

Voyons maintenant comment ce circuit élémentaire est utilisé.

LA BASE DE TEMPS

Il s'agit d'un multivibrateur d'Abraham et Bloch, ayant pour mission de fournir la fréquence de répétition du train d'impulsions, c'est-à-dire du 50 Hz. Il le fera en délivrant, par oscillation spontanée, un signal rectangulaire à cette fréquence.

Pour réaliser un tel oscillateur, il suffit de réunir 2 montages élémentaires précédents, l'entrée de chacun étant reliée à la sortie

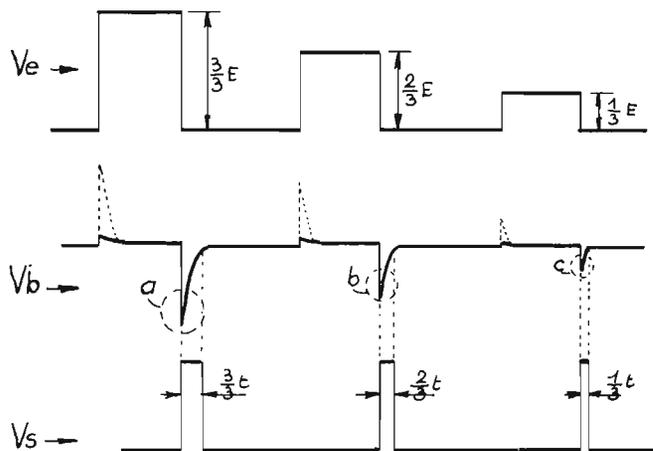
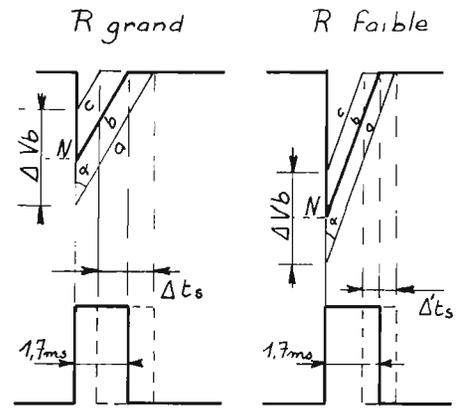


Fig. 14. - Mécanisme de la variation de durée d'un ordre.



La même variation de V_b (ΔV_b) donne des variations de t_s (Δt_s) différentes (course des servos)

Fig. 15. - Principe de la variation de course.

de l'autre. L'agitation électronique est suffisante pour assurer le démarrage initial du processus.

En régime établi T_1 reçoit sur sa base, par C' , le créneau positif de T_2 , il se débloque donc après T_2 mais redébloque ensuite T_2 par

$= 0,7 \cdot 100 \cdot 0,22 \cdot 10^{-3}$
 $= 15,4 \cdot 10^{-3}$ soit 15,4 ms environ.

La période d'oscillation est donc :

$t' + t'' = 5 + 15,4 = 20,4\ \text{ms}$
 La résistance R' étant en réalité

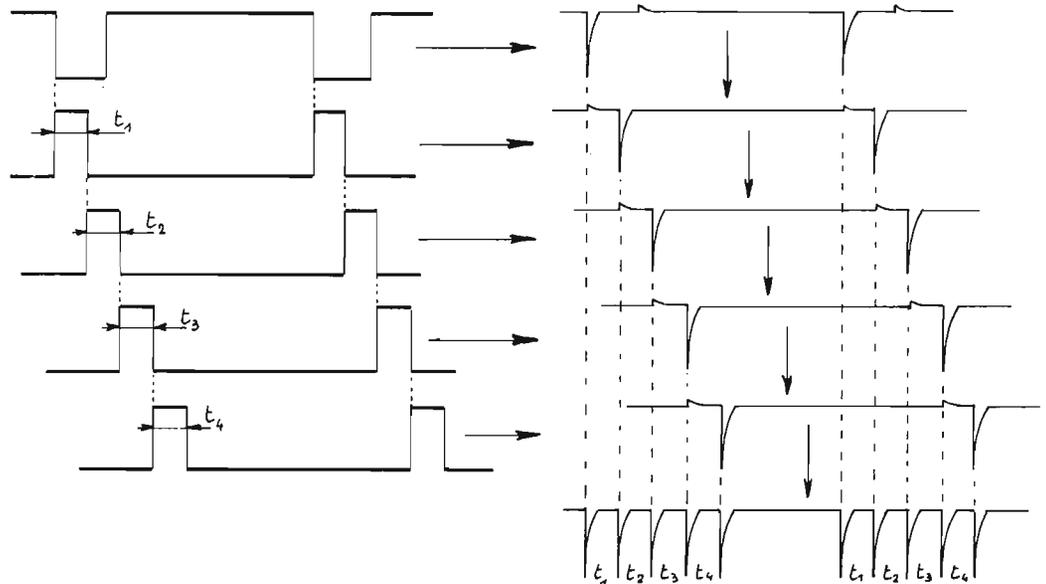


Fig. 16. - Formation du train d'impulsions.

C'' , etc. Chaque transistor conduit donc quand l'autre est bloqué.

On obtient ainsi sur les collecteurs S et S' les signaux de la figure 13.

Remarquer l'opposition de phase des créneaux.

Le temps t' est déterminé par la constante de temps $R' \cdot C'$ associée à T_1 , t'' étant déterminé par $R'' \cdot C''$.

Calculons ces durées avec les valeurs du schéma général :

$t' = 0,7 \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6}$
 en s.
 $= 0,7 \cdot 47 \cdot 0,15 \cdot 10^{-3}$
 $= 4,935 \cdot 10^{-3}$ soit 5 ms environ.

$t'' = 0,7 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,22 \cdot 10^{-6}$
 en s.

ajustable (de 22 k Ω à 69 k Ω), cette valeur sera amenée à 20 ms exactement (par comparaison avec le 50 Hz du secteur). Elle définira la durée de la séquence (Fig. 6).

GENERATEURS DE SIGNAUX D'ORDRE

Nous disposons donc à la sortie de T_2 , du signal rectangulaire $V_{s''}$ (Fig. 13). Ce signal est appliqué à l'entrée d'une chaîne de 6 circuits élémentaires, chacun recevant sur son entrée, le signal fabriqué par son précédent.

Sur chaque collecteur on obtient donc un créneau positif, commençant quand finit celui du précédent et de durée déterminée uniquement

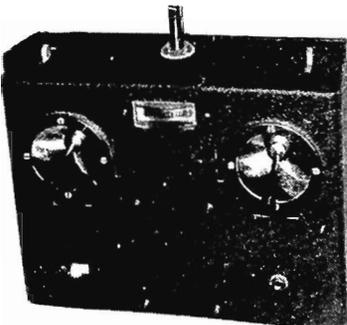


Photo n° 1. — Aspect extérieur de l'émetteur. Remarquer la position des auxiliaires, au-dessus du boîtier, permettant leur manœuvre sans lâcher les manches principaux.

La figure 15 doit permettre de comprendre ce qui se passe :

En assimilant les remontées *a*, *b*, *c* à des droites, on a la relation :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta t_s}{\Delta V_b}$$

soit :

$$\Delta t_s = \Delta V_b \cdot \operatorname{tg} \alpha$$

Pour une même variation ΔV_b du potentiel de base, la variation Δt_s de la durée de l'impulsion de sortie est donc sensiblement proportionnelle à la tangente de l'angle de la remontée. En clair, cela signifie qu'en augmentant *R*, la pente est diminuée et l'amplitude de variation de t_s augmentée et inversement.

En augmentant *R* on augmente donc la course du servo.

En diminuant *R* on diminue cette course.

On remarquera par ailleurs, que pour obtenir dans les deux cas le même neutre il faut déplacer le point *N*, ce qui explique pourquoi le réglage de *R* modifie en même temps la position du neutre. Il y a donc interdépendance entre le réglage de course (*R*) et le réglage de position (manche). Toute retouche de la course obligera à un recalage du potentiomètre de manche, pour retrouver le neutre.

par les caractéristiques propres de l'étage considéré (voir Fig. 16). Bien remarquer la coïncidence flanc descendant-flanc montant des signaux consécutifs. Attention, le fonctionnement illustré sur cette figure est en 4 voies seulement.

Voyons maintenant comment nous allons obtenir la variation des durées t_1, t_2, \dots . Nous savons que $t = 0,7 R.C.$

Il semblerait donc logique de faire varier soit *R*, soit *C*.

Ce n'est pourtant pas ce qui se fait, la variation de *C* étant impossible et celle de *R* dévolue à un autre usage.

En fait, un montage potentiométrique permet de recueillir une fraction de chaque créneau rectangulaire, avant de l'appliquer à l'entrée de l'étage suivant. C'est la variation de cette fraction qui provoquera la variation de *t* désirée.

On se reportera à la figure 14 qui nous explique le mécanisme de cette variation, beaucoup mieux qu'un long discours.

C'est donc ce potentiomètre qui sera manœuvré par l'intermédiaire du manche. Par contre la variation de *R*, modifiant le taux de différenciation, modifie la pente de la remontée du potentiel de base (détails *a*, *b*, *c* de la Fig. 14).

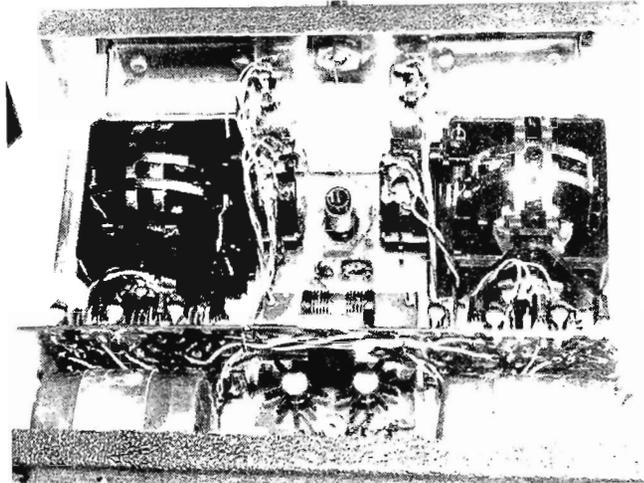


Photo n° 3. — Vue de l'intérieur de l'émetteur 27 MHz, 700 mW. L'angle choisi permet de distinguer :

- Les équerres des pot. aux. et leurs rivets de fixation.
- Le circuit du vu-mètre HF.
- Les fils de liaison aux potentiomètres plaqués contre le CI codeur et maintenus par 2 crochets de fil de câblage, soudés au moins.
- Les batteries de 500 mAh (éléments Voltabloc).
- Les 2N2219A équipés de leurs radiateurs.

negatives séparées les unes des autres par les durées t_1 à t_6 de chaque voie.

Les diodes ont aussi pour but d'éviter une réaction d'un étage sur les autres. Ce qui sort de l'un ne pouvant absolument pas rentrer dans un autre.

forme et en amplitude (celui de la Fig. 6).

La durée des tops de separation (0,3 ms) est déterminée essentiellement par la valeur de la résistance de base de T_9 (100 k Ω).

MELANGE DES ORDRES

Le principe en est illustré sur la figure 16. On y voit tout d'abord les signaux fabriqués : celui du multivibrateur (collecteur de T_2) et les signaux de voies.

Chaque signal est recueilli par un condensateur de faible valeur (4 700 pF) associé à une résistance de valeur moyenne (47 000 Ω).

Il s'ensuit donc une forte différenciation, avec de fines lances positives et négatives. Mais toutes les sorties se faisant au travers d'une diode, convenablement orientée, seules passent les lances négatives. On retrouve ainsi sur la sortie commune, 7 impulsions

MISE EN FORME

Un amplificateur à 2 étages T_9 et T_{10} , reçoit sur son entrée, les impulsions négatives mélangées.

Au repos, T_9 est conducteur (courant de base par la 100 k Ω). Le point *i* est donc à la masse et T_{10} , non polarisé, est bloqué. La tension en *k* est alors de + 9 V environ.

Une lancée négative bloque T_9 , lequel débloque T_{10} . Le point *k* passe à 0 V, pendant la durée de cette lancée.

On recueille ainsi à la sortie, un signal parfaitement calibré, en

2. LA PARTIE HF

Nous vous proposons 3 platinés :

a) 27 MHz, 350 mW (Fig. 17) (TF6.27).

C'est, sans modification, le montage déjà décrit pour le DIGI 4, le MINI 4 et l'ANALOG 3 ainsi que pour l'émetteur digital économique du n° 1291. A condition d'avoir de bons bobinages, bien réalisés, ça marche à tous les coups.

La portée est largement suffisante (750 m au sol). La consommation est faible, grâce au bon rendement HF, donnant une autonomie suffisante pour les vols de

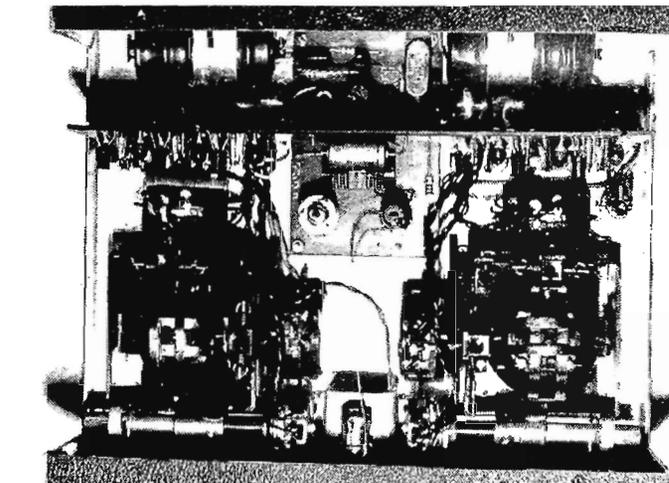


Photo n° 2. — Vue de l'intérieur de l'émetteur 27 MHz, 350 mW. Codeur 6 voies. Des prolongateurs d'axes ont été utilisés pour les potentiomètres d'auxiliaires. Les batteries sont des Deac 250 mAh.

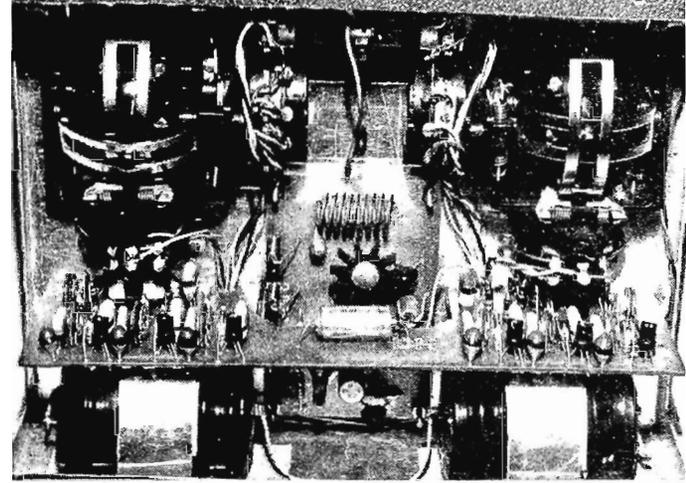


Photo n° 4. — Vue de l'intérieur de l'émetteur 72 MHz, 500 mW. L'angle choisi nous montre cette fois :

- Le CI codeur et ses composants. On constatera que l'accessibilité est parfaite. Noter le fil de sortie soudé sur le fil de la 10 K Ω et rejoignant le CI HF.
- Le CI HF 72 MHz.
- Les batteries de 500 mAh (éléments Aglo).

$T_1 \text{ à } T_{10}$: 2N2926 oranges . T_{13}, T_{14} : 2N2926 verts (350 mW)

T_{11}, T_{12} : 2N2926 verts ou 2N2219A (700 mW)

T_{15} : AC 187

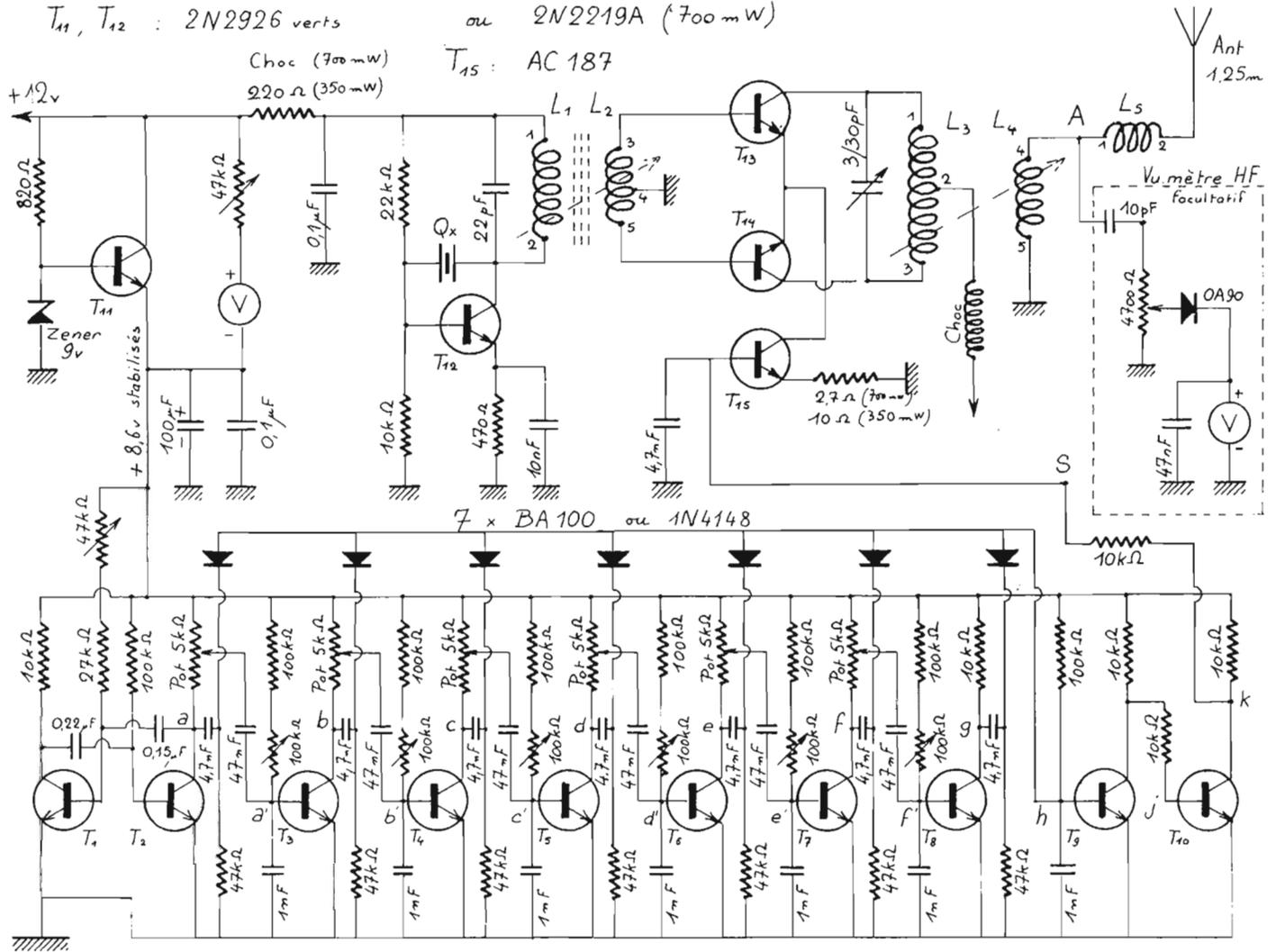


Fig. 17. - Schéma général émetteur 27 MHz.

longue durée (plus de 5 heures continues avec des batteries de 250 mA/h).

b) 27 MHz, 700 mW (Fig. 17) (TF6.27S).

On a beau dire et répéter que le montage précédent suffit, il se trouvera toujours des modélistes pour vous rétorquer que c'est bien « faiblard ».

Pour eux, nous proposons donc une nouvelle version.

Le schéma reste le même. Le pilote est alimenté plus généreusement : une self d'arrêt à faible résistance remplaçant la 220 Ω.

L'étage final requiert des 2N2219A, plus puissants que les 2N2926.

Evidemment, tout se paie et la consommation double en même temps que le rayonnement. L'alimentation se fait alors avec des batteries de 500 mA/h, donnant la même autonomie dans ces conditions.

Des radiateurs sont à prévoir sur les 2N2219A. Le C.I. a été redessiné de manière à éloigner L_3, L_4 de L_1, L_2 , ceci afin de diminuer les risques d'accrochages. Nous en avons profité pour prévoir une petite rallonge, s'encadrant entre les deux manches et sup-

portant en même temps que L_5 , un petit circuit (facultatif) permettant de monter un vu-mètre HF (solution très discutable, elle aussi).

mais vivement réclamée par certains).

Il n'y aurait évidemment aucun inconvénient, bien au contraire, à

monter la platine 27 MHz, 350 mW, sur ce nouveau C.I., ce qui permettrait l'adaptation du vu mètre HF.

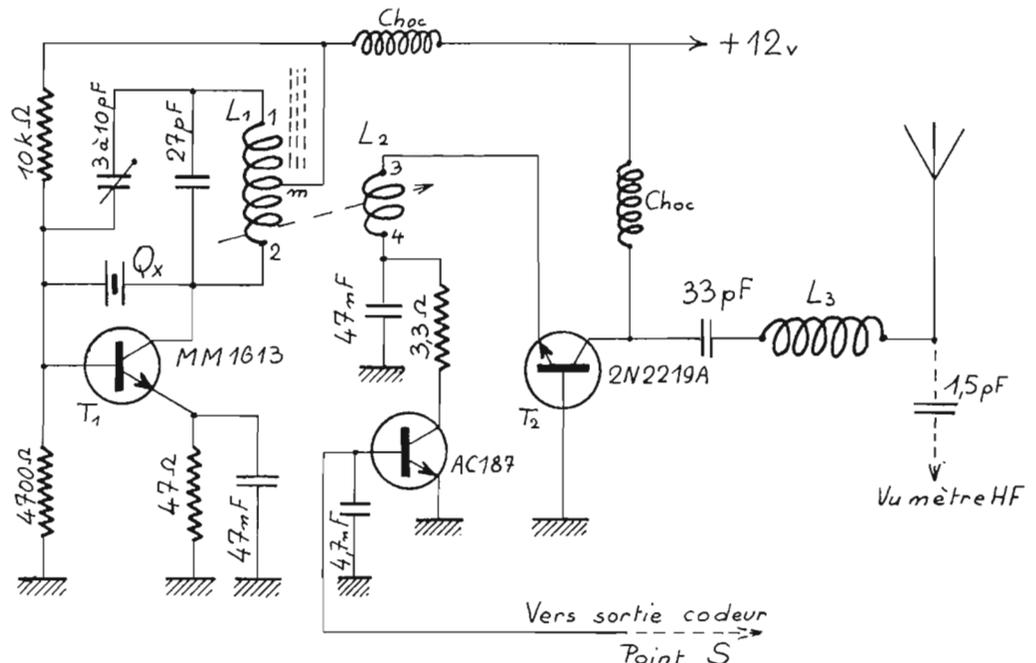


Fig. 18. - Schéma HF 72 MHz.

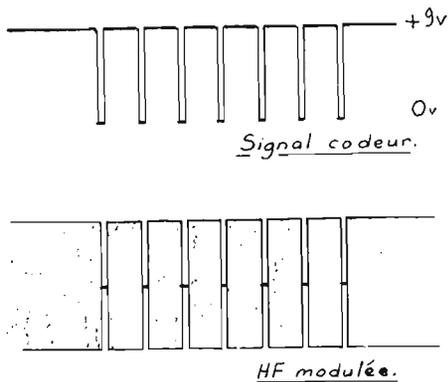


Fig. 19. — La modulation.

c) 72 MHz, 500 mW (Fig. 18) (TF6.72).

C'est à notre ami Mlinaric, que nous devons le principe de cette platine. (**Radio-Pratique**, n° 1245).

On peut difficilement faire plus simple :

Un MM1613 oscille énergiquement sur 72 MHz avec un quartz partiel 5.

La HF est déjà décelable à la sortie du pilote avec un thermique HF (6 V, 50 mA). Le PA est un simple 2N2219A monté en base commune.

On obtient 500 mW environ à la sortie avec 12 V alimentation.

Par contre, nous avons dû abandonner le filtre en π , alimentant l'antenne. Les réactions de filtre étant à notre avis, anormales et ne procurant absolument pas cette souplesse de réglage de puissance et d'adaptation d'antenne, que nous avons jadis obtenue, avec un émetteur à lampes (émetteur universel nos 1050 et 1051 « Haut-Parleur »).

Nous pensons que les faibles

impédances du transistor d'une part et de l'antenne d'autre part, ne permettent pas une utilisation rentable de ce filtre. Ce qui nous surprend, c'est le nombre de schémas publiés et utilisant cette technique !

Or, tous nos essais ont été décevants !

Mlinaric, contacté, arrive aux mêmes conclusions.

Alors ? Mystère !

Nous serions particulièrement heureux, si un lecteur plus compétent que nous, pouvait « éclairer notre lanterne » et nous l'en remercions à l'avance.

De toute façon, le montage finalement adopté, fonctionne très bien. Il présente la particularité supplémentaire de ne posséder aucun réglage d'accord au PA. Que demander de plus !

3. MODULATION

Dans les 3 cas, elle est du type interrupteur, donnant un taux de 100 %.

C'est un transistor AC187 qui se charge d'interrompre et d'établir le courant du PA.

La base de ce transistor est reliée par une 10 k Ω à la sortie k du codeur. Lorsque cette sortie est au + 9 V (Fig. 6 et 19), le AC187 est saturé, il conduit : le PA alimenté, rayonne par l'antenne.

Lorsque la sortie est à 0 V, le AC187 est bloqué : le rayonnement est interrompu. L'émetteur rayonne donc en permanence, sauf pendant les brefs tops de 0,3 ms (voir Fig. 19).

4. CIRCUITS ANNEXES

a) **Vu-mètre HF.** Pour mémoire.

— Avantage : on voit si l'émetteur rayonne normalement.

— Inconvénient : l'indication étant quelque peu perturbée par les effets de main, on ne sait jamais trop bien si la batterie est plus ou moins déchargée.

— L'idéal serait de monter les deux vu-mètres, l'un batterie, l'autre HF. Les C.I. l'autorisent, le boîtier assez spacieux le permettrait.

b) **Stabilisation de tension :**

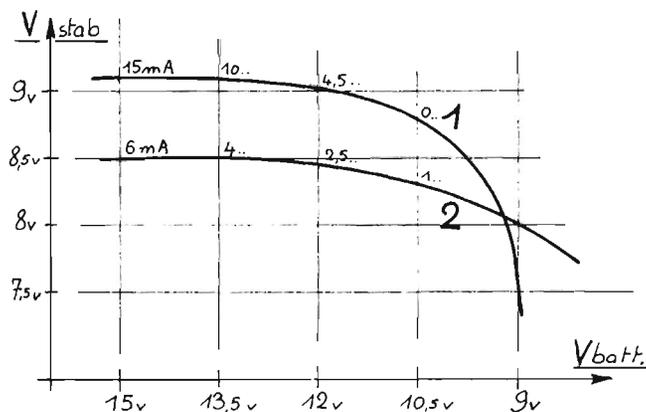
Nous avons adopté un montage à transistor et zener qui présente les avantages par rapport à la zener seule, d'une consommation parasite bien plus faible (4,5 mA contre 12 mA) et d'un taux d'efficacité bien plus grand.

Le graphique de la figure 20 montre cette différence.

Si l'on monte le vu-mètre en contrôleur de tension batterie, on le connectera entre le + 8,6 V stabilisés et le + 12 V, à travers une résistance ajustable de 47 k Ω .

c) **Dispositif de double commande. Jack de charge :** Se reporter à la fin de l'article.

F. THOBOIS
(A suivre)



- Courbe 1 : Zener seule
- Courbe 2 : Zener + Transistor
- Les intensités portées sur la courbe donnent la consommation parasite du système de régulation.

Fig. 20. — Courbes de régulation.

ELECTROHM
MONTPARNASSE

TOUS LES COMPOSANTS
RADIO — TELE — HIFI

PHOTO-CINEMA (FILMS · PELLICULES · TRAVAUX)

tel : 734 - 51-56

142 rue de VAUGIRARD Paris 15 métro : Falguière - Montparnasse

LE MODELE REDUIT... C'EST BABY-TRAIN!...

TRAIN AVION BATEAU AUTO

LES MEILLEURS PRIX

Poste Radiocommande complet av. servo, prêt à fonctionner : 199,80

Expéditions rapides en Province (franco à partir de 50 F)

CATALOGUE GÉANT **6 F**

grand format 21 x 27 - 170 pages. Franco contre.....

BABY-TRAIN, 11 bis, r. du Petit-Pont, PARIS (5^e) Métro : St-Michel
Magasins ouverts tous les jours sans interruption, MÊME L'ÉTÉ, de 9 à 19 heures.

Plus de problème de stationnement !..
LE PARKING "NOTRE DAME" EST A 100 M.

Bon de parking GRATUIT pour achat de 50 F minimum

ATTENTION ! LES DIMANCHES 5, 12 ET 19 DÉCEMBRE
nos magasins seront exceptionnellement ouverts aux heures habituelles.

LES AMPLIFICATEURS

« ÉLYSÉE »

DEPUIS quatre années, les amplificateurs Elysée poursuivent leur carrière ascendante, marquée par un certain nombre d'étapes techniques significatives.

Nous nous proposons d'évoquer les différentes modifications intervenues depuis la naissance de ce type d'amplificateur de grande renommée, en montrant à quel point les diverses versions sont un miroir fidèle de l'évolution de la firme Scientelec qui les a conçus et les produit.

Dans sa toute première version, l'Elysée 20 (2 x 20 W) était destiné à être vendu aussi bien en « kit » que tout monté. De cet impératif est résultée une étude soignée de l'implantation des éléments, afin d'éliminer tous les accrochages et l'apparition de bruit de fond lors du montage par des amateurs. De même, une conception modulaire logique s'imposait, qui a été maintenue jusqu'aux plus récentes variantes.

C'est ainsi qu'est apparu, au printemps 68 malgré une conjoncture orageuse, un modèle aux performances plus qu'honnêtes, et dont le schéma de base devait être maintenu malgré les modifications de détail qui allaient être introduites à la lueur de l'expérience.

Le prototype était prévu pour une charge de 8 Ω. Il fut rapidement suivi d'un modèle 15 Ω, protégé contre les surcharges au niveau de l'étage final.

Un circuit très ingénieux avait pour mission de déconnecter les étages « driver des étages de sortie au-delà d'une crête de puissance prédéterminée ».

Nous sommes en 68, et à partir de cette époque tous les amplificateurs comporteront une protection antisurcharge.

Toutefois, le système initial fut remplacé, à cause des distorsions introduites au seuil de déconnexion, par une protection au niveau de l'alimentation.

Au festival international de la haute fidélité, en 1969, l'Elysée a atteint une maturité qui n'admettra plus que des modifications technologiques de détail.

En prévision des modèles plus puissants dont la demande se précisait, l'attention du bureau d'études se porta sur les transistors de sortie; le BD116 fut remplacé par le 180T2, certes surabondant pour 20 W.



La limite de puissance délivrée sans inconvénient fut toutefois reculée à nouveau par l'équipement en transistors 2N3055, à partir d'octobre 1969.

Cette date fut celle de la sortie de l'amplificateur EM45, qui devait constituer, avec les enceintes EOLE45, une chaîne Hi-Fi à toute épreuve.

La quadristéréo, ce procédé de diffusion spatiale breveté qui a été présenté dans l'hiver sous sa forme séparée, sera désormais incorporé à l'amplificateur, sous la dénomination EXM.

L'augmentation de la puissance et de la sécurité de fonctionnement ne pouvait être à elle seule l'objet des soins du bureau d'études.

Les circuits d'entrée devaient à leur tour être améliorés considérablement... simplement en superposant les deux modules de préamplification au lieu de les disposer de part et d'autre du châssis, ce qui avait pour conséquence d'allonger exagérément les circuits de masse.

Le rapport signal/bruit s'en trouva amélioré, tandis que l'adjonction de prises de casques attirait à nouveau l'attention d'une nouvelle classe d'utilisateurs; celle qui entend posséder une chaîne aussi complète que possible.

C'est au Salon de 1970 qu'apparurent les « Elysée » équipés de transistors BDY23, autorisant par leur courant élevé le fonctionnement sur 8 aussi bien que sur 4 Ω, cette dernière valeur de l'impédance de charge tendant à se généraliser chez les fabricants de haut-parleurs.

C'est sous cette forme principalement que l'amplificateur Elysée est fabriqué. Les procédés de fabrication sont parfaitement au point, et d'ailleurs un service après-vente diligent est toujours présent

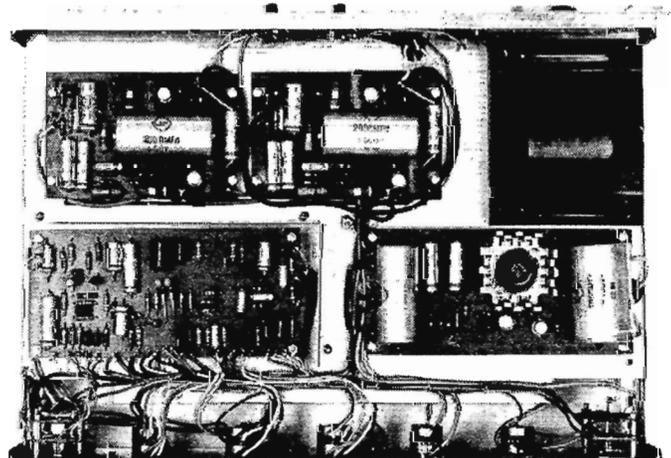
pour parer aux défaillances humaines ou matérielles qui risqueraient de se glisser dans une série aussi active.

Après avoir connu des améliorations successives, ce modèle a finalement atteint une qualité et une fiabilité qui lui assureront de belles années de succès.

On peut certes le comparer à quelques modèles de présentation plus luxueuse, mais la sobriété même de son coffret métallique satiné constitue sa carte de visite.

Il demeure, malgré l'adjonction de la quadristéréo en option, un appareil franc et de prix abordable, détenant un record enviable : celui du plus grand nombre d'appareils de reproduction Hi-Fi fabriqués en France.

Début 1968 : Elysée 20, surtout vendu en Kit.



TERAL vous présente la gamme complète « SCIENTELEC »

ENCEINTES SCIENTELEC	
MACH - Ampli préampli hautes performances stéréo	
MACH A30 - 2 x 30 W efficaces en OM	1 400 F
MACH A50 - 2 x 50 W efficaces en OM	1 800 F
ELYSEE - Ampli préampli en ordre de marche.	
EM 15 - 2 x 15 W eff. en OM	760 F
EM 20 - 2 x 20 W eff. en OM	890 F
EM 30 - 2 x 30 W eff. en OM	1 050 F
EM 45 - 2 x 45 W eff. en OM	1 300 F
Ampli préampli en kits complets	
EK 15 - 2 x 15 W eff. en kits	640 F
EK 20 - 2 x 20 W eff. en kits	770 F
EK 30 - 2 x 30 W eff. en kits	850 F
EK 45 - 2 x 45 W eff. en kits	1 080 F
ELYSEE avec réseau « quadri-stéréo » incorporé	
EXM 15 - 2 x 15 W eff. en OM	1 060 F
EXM 20 - 2 x 20 W eff. en OM	1 190 F
EXM 30 - 2 x 30 W eff. en OM	1 350 F
EXM 45 - 2 x 45 W eff. en OM	1 600 F
EKK 15 - 2 x 15 W eff. en kits	940 F
EKK 20 - 2 x 20 W eff. en kits	1 070 F
EKK 30 - 2 x 30 W eff. en kits	1 150 F
EKK 45 - 2 x 45 W eff. en kits	1 380 F
ETOILE - Présentation face avant gravé or et noir mat.	
ET 40 - 2 x 20 W eff. en OM	950 F
ET 60 - 2 x 30 W eff. en OM	1 100 F
ET 90 - 2 x 45 W eff. en OM	1 450 F
Les mêmes avec « quadri-stéréo » incorporé	
Vendôme - FM station préréglées	
Concorde - AM-FM	830 F
	1 140 F

Tous les modèles SCIENTELEC sont disponibles chez TERAL ainsi que toutes les pièces détachées s'y affèrent : contacteurs, potentiomètres, transistors, boutons, collets, etc.

Mai 1968 : Protection de l'étage final, conséquence = saturation.

Fin 1968 : Protection alimentation, consolidation des étages de sortie, version populaire 15 W. Nouveaux locaux Scientelec, BD116 remplacé par 180T2.

Salon 1969 : Nouveaux pré-amplis, prises casque et HPS. Amélioration de qualité et de confort d'utilisation. Scientelec s'installe à Montreuil.

Octobre 1969 : 2N3055 en sortie, puissance de sortie n'est plus limitée par les semi-conducteurs.

Début 1970 : BDY 23, versions 8 et 4 Ω en toutes puissances.

Salon 1971 : Quadristéréo incorporée.

Juillet 1971 : Installation de Scientelec à Mer (41).

L'AMPLIFICATEUR MACH A30

La puissance de sortie d'un amplificateur stéréophonique est sa caractéristique principale, à tel point que la référence et la dénomination de la plupart des appareils proposés par les constructeurs rappellent sa valeur. Ainsi le MACH A30 de Scientelec (de la même série que le MACH A50, analysé dans le n° 1325, du Haut-Parleur) délivre une puissance de 30 W efficaces par canal au lieu de 50 W.

Cette version pourra sembler plus raisonnable que la précédente pour des utilisations domestiques, dans des locaux d'écoute de 30 à 50 m².

La présentation d'ensemble est absolument identique ainsi que les possibilités d'utilisation : entrées à niveau réglable, filtres de coupure, commutation des canaux, double prise de casque, double circuit de haut-parleurs avec commutation sur toutes impédances résultantes, comprises entre 4 et 8 Ω.

LES REGLAGES

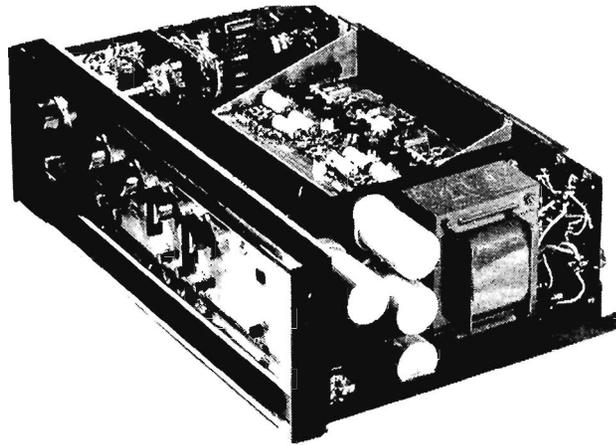
Une différence est à noter en ce qui concerne les réglages de volume de graves et d'aigus. Ceux-ci ne sont pas à points fixes, mais à réglage continu par potentiomètres à piste moulée étanches.

La principale difficulté à résoudre, pour respecter la remarquable précision de réglage du modèle A50, était d'établir un circuit de correction physiologique répondant aussi bien aux courbes de Fletcher que son prédécesseur A50. Un potentiomètre de volume de précision, à prise intermédiaire a été utilisé pour tenir cette gageure.

LE DISPOSITIF DE PROTECTION

Un point intéressant des amplificateurs MACH A50 et A30 mérite un développement. Il s'agit d'un circuit à relais électronique extérieur aux systèmes déjà très élaborés de l'alimentation auto-protégée décrite à propos du MACH A50. Celle-ci est à réarmement automatique, agissant lorsque la cause de disjonction a été éliminée, que ce soit, une surcharge de modulation ou une insuffisance d'impédance de charge.

Ce relais dont la présence n'est pas essentielle au bon fonctionnement de l'amplificateur se traduit toutefois par un comportement très agréable de l'appareil.



Que survienne un « accident de parcours » et ledit relais interrompt aussitôt le signal des entrées, créant un blanc plus aisément admissible que tout claquement ou effet de saturation intempestifs. Tant que dure la disjonction (donc le défaut) les haut-parleurs restent muets et il en est de même lors de la mise sous tension de l'appareil : la modulation apparaît, claire et puissante, au moment où tout est en ordre, tandis que les hésitations, distorsions et autres bruits inconvenants sont stoppés.

LES CONTROLES DE TONALITE

Les contrôles de tonalité, de même que le volume, sont équipés de potentiomètres de haute qualité. Le niveau des basses est apparemment plus élevé que dans le modèle 50 W, et là encore une explication s'impose : le point de raccordement de la courbe a été rapproché du médium par rapport au modèle A50, ce qui a pour effet de compenser par une courbe ascendante l'insuffisance de rendement des enceintes acoustiques de volume trop faible pour prétendre à une réponse régulière jusqu'à 30 Hz. Le constructeur a pensé à juste titre que l'acquéreur de la version de puissance plus faible utiliserait des enceintes de plus petit volume.

Rappelons si l'on nous permet cette parenthèse que la course aux aigus manque d'efficacité si on n'assure simultanément une bonne restitution des fréquences les plus basses.

Il est en effet très important d'entendre les fréquences situées entre 30 et 70 Hz, si l'on désire restituer l'ambiance d'une salle de

concert. Et une octave plus basse serait encore mieux si malheureusement on n'atteignait le domaine réservé à tous les grognements, rumble, et autres grandes amplitudes indésirables qui entachent la plupart des sources de modulation.

UTILISATION

Tous les raffinements techniques qui rendent l'utilisation des amplificateurs MACH A50 agréable et précise se retrouvent évidemment sur le MACH A30 :

Les entrées sont à niveau réglable. Un potentiomètre double à côté de chaque prise permet d'adapter la tension incidente à la sensibilité des étages préamplificateurs.

En effet le potentiomètre de volume se trouve placé après les étages préamplificateurs et son action ne peut empêcher la saturation des étages qui le précèdent si le signal à l'entrée est trop élevé. Or, malgré les normalisations qui se répandent, les tuners par exemple ont des niveaux de sortie qui évoluent entre 10 mV et 2 V selon les constructeurs, soit un rapport de 46 dB. La solution habituellement employée consiste à réaliser une entrée radio non saturable à 2 V ce qui est une sage précaution pour un tuner qui délivre effectivement 2 V mais devient désastreux pour un tuner qui ne délivre que 10 mV. En effet le bruit de fond de l'entrée en question étant une constante, le rapport signal/bruit et la dynamique se trouvent détériorés de 46 dB et passent de 80 dB par exemple, valeur excellente, à 34 dB, valeur très médiocre.

Avec un réglage d'entrée, le niveau le plus fort est atténué et

adapté en impédance aux caractéristiques optimales des transistors et le rapport signal/bruit ainsi que la dynamique se trouvent définis à la meilleure valeur pour tous les niveaux d'entrée.

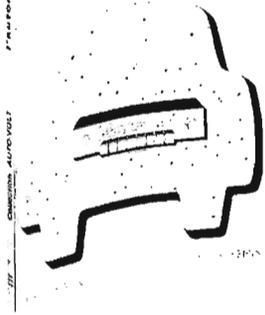
Les cellules de pick-up à basse impédance ne présentent pas de variation de sensibilités aussi importantes. L'écart maximal n'excède pas 10 dB entre une cellule peu sensible et une cellule très sensible. Le réglage d'entrée n'est alors pas justifié et n'a pas été adopté par le constructeur.

L'entrée et la sortie monitoring sont bi-standard. Rappelons que l'utilisation d'un magnétophone se fait de trois façons. La première consiste à relier au magnétophone un microphone ou un tuner aux prises correspondantes et d'enregistrer directement le signal incident. L'amplificateur est relié à la sortie du magnétophone et sert à doubler les étages de puissance de ce dernier ou à les remplacer s'ils n'existent pas (enregistreur, lecteur sans sortie haut-parleur).

L'inconvénient de cette méthode est double : Il faut débrancher les cordons du tuner pour écouter celui-ci sur l'amplificateur ou pour enregistrer ; d'autre part, très peu de magnétophones possèdent une entrée PU basse impédance ce qui interdit l'enregistrement de disques autrement qu'avec un PU piezo-électrique.

La seconde méthode consiste à relier toutes les sources de modulation à l'amplificateur-préamplificateur. Celui-ci réalise la commutation entre les entrées et la préamplification préalable. Ce signal augmenté en niveau et surtout égalisé (la correction RIAA ayant alors compensé la courbe de gravure des disques) est transmis à haut niveau, ce qui diminue les risques de ronflement et de parasites, à l'entrée enregistrement du magnétophone. Pendant cet enregistrement, la seconde partie de l'amplificateur, c'est-à-dire les réglages de niveau et physiologiques, les réglages de graves et d'aigus et les étages de puissance continuent à amplifier le signal que l'on enregistre ce qui permet une écoute de la modulation (commutateur de monitoring sur position « direct »). Pour la lecture, cette seconde partie de l'amplificateur est reliée à la sortie du magnétophone (commutateur monitoring sur position bande) et ce dernier agit comme une source de modulation équivalente à un tuner ou à un PU.

l'autoradio
 le plus performant, le plus agréable, le plus complet.



Connaissance de l'auto-radio

par M. CORMIER

Prix franco : 25 F.

l'auto-radio - ses accessoires
 la sonorisation des véhicules

AUTO-VOLT
 49, rue de Maubeuge
 PARIS-9^e C.C.P. 7824-84 Paris

TOUCHES	VOYANTS ALUMES			
	STE	A	B	MONO
A et B tirées	x	x	x	
A et B enfoncées		x	x	x
A enfoncée		x		x
B enfoncée			x	x

La troisième méthode est celle qui utilise le contrôle d'enregistrement par relecture ou monitoring. Elle est applicable aux magnétophones à trois têtes, la première effaçant la bande avant inscription, la seconde enregistrant le signal incident et la troisième relisant la bande aussitôt après son enregistrement. Les raccordements se font comme ci-dessus et le passage pendant l'enregistrement de la position « direct » à la position « bande » permet de composer instantanément auditivement le signal que l'on envoie vers le magnétophone pour être enregistré et le résultat obtenu après inscription et lecture de la bande.

De cette façon, les moindres différences sont perceptibles et il est possible d'avoir une idée exacte de ce qui est enregistré et de ce qui est détérioré par l'enregistrement. Une bande magnétique de mau-

vaise qualité est détectée instantanément ainsi qu'une saturation par niveau excessif ou un bruit de fond provoqué par un niveau trop faible. C'est le seul moyen sérieux pour s'assurer qu'un enregistrement ne sera pas manqué parce qu'on a choisi une vitesse de défilement trop faible qui le détériore ou parce que les têtes de lecture sont sales ou encore parce que la bande passe du mauvais côté du guide film.

Les réglages de niveau n'ont pas été prévus sur ces prises car tous les magnétophones possèdent un niveau d'enregistrement réglable. A la lecture le signal atteint le potentiomètre de niveau de l'amplificateur sans risque de saturation. Cependant deux standards existent en matière de magnétophones, la norme DIN, en usage en Europe et les normes en usage aux U.S.A. Les niveaux utilisés

diffèrent notablement ainsi que les fiches de branchement.

Le MACH est équipé des deux séries de prises chacune adaptée au niveau du standard correspondant.

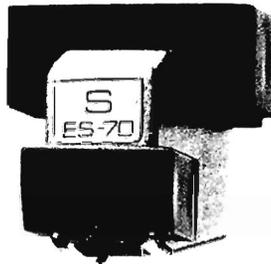
La technologie du MACH A30 appartient à ce qu'il est convenu de désigner sous l'adjectif « professionnelle ». Circuits imprimés sur verre époxy, châssis de haute tenue mécanique, alimentation stabilisée, transformateur imprégné, division du circuit en blocs fonctionnels, tels sont les traits essentiels de cet appareil vu de l'intérieur.

Quant à l'extérieur, il accuse un souci de lisibilité des diverses commandes, mis en évidence par un jeu de voyants dont voici la signification ; 4 voyants oblongs sont alignés vers le milieu de l'appareil, et portent les noms suivants : Stéréo, A, B, Mono. Ils sont associés à 2 touches A et B, et l'allumage des voyants répond au tableau ci-dessus :

Le voyant carré situé sous la marque Scientelec s'allume lorsque l'appareil a été mis en route et que le disjoncteur de sécurité est bien enclenché dans la position de fonctionnement.

Dans tous les autres cas, ce voyant s'éteint, et seuls le ou les voyants oblongs indiquent que l'appareil est sous tension.

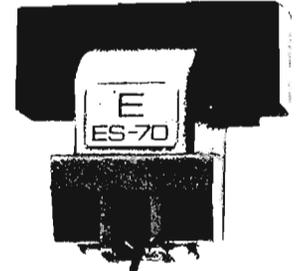
Documentation sur demande



Courbe de réponse : 15 - 25000
 Pointe de lecture diamant : conique
 Prix T.T.C. : 76 F



10 - 30000
 conique
 100 F



10 - 30000
 elliptique
 168 F

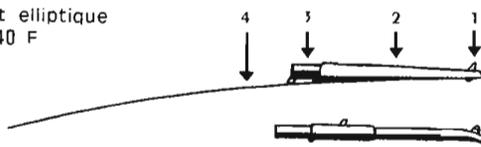
Cellules stéréo magnétiques à aimant mobile

EXCEL SOUND

le meilleur rapport qualité-prix

NOUVEAUTÉ : ES.70 EX, 4 perfectionnements.

Courbe de réponse : 10 - 35000
 Pointe diamant elliptique
 Prix T.T.C. : 240 F



En vente chez les revendeurs spécialisés.

Diffusé en France par :

FILM ET RADIO

6 rue Denis-Poisson, PARIS 17. Tél. : 755-82-94 +

BOBINAGES POUR MONTAGES ÉLECTRONIQUES

Si l'on se place au point de vue du non professionnel, on peut classer les bobines électroniques en deux catégories, celle des bobinages réalisables par un amateur et celle des bobinages compliqués, nécessitant des machines spéciales dont les amateurs ne peuvent disposer.

En effet, un spécialiste des bobinages, fabrique un nombre très important de modèles identiques, ce qui lui permet d'acquiescer des machines coûteuses et de bénéficier d'un personnel qualifié.

L'amateur, en réalisant lui-même un bobinage, effectue ce travail pour son plaisir et aussi, pour faire des économies. Il est donc exclu qu'il fasse l'acquisition de machines à bobiner uniquement pour quelques bobinages.

Nous limiterons, pour ces raisons, nos études pratiques, aux bobinages simples ne nécessitant pas de machine.

Dans ces conditions, il s'agit le plus souvent de bobinages à spires régulières jointives ou espacées, à une ou plusieurs couches, utilisables en OC, PO, GO, MF, en radio, TV, BF et dans de nombreux montages électroniques. Il n'est pas possible à un amateur de réaliser, par exemple, un bloc de déviation pour télévision, un transformateur BF de haute qualité, un sélecteur UHF etc.

Nous donnerons toutefois des indications concernant la plupart des bobinages sans encourager les lecteurs à réaliser ceux qui ne sont pas à leur portée.

LA BOBINE DANS UN RESEAU ELECTRIQUE

Le bobinage le plus simple est constitué par un seul enroulement de fil conducteur comme celui représenté en (A) figure 1. Ce schéma correspond à une bobine réelle comme par exemple celle représentée en (B).

Dans une bobine théorique pure, seul le coefficient de self-induction L est à considérer. Il se mesure en henrys (H). Une bobine étant réalisée avec du fil en métal, très bon conducteur, possède toutefois, une résistance R_s entre ses deux extrémités *a* et *b*. Cette résistance peut être représentée de la manière indiquée en (C). On suppose que la bobine L est parfaite, donc sans aucune résistance tandis que cette dernière est séparée théoriquement de la bobine et mise en série avec la bobine théoriquement pure.

On peut aussi représenter la résistance de la bobine par une résistance équivalente R_p mise en parallèle avec L, ce qui donne la disposition de la figure 1 E.

Pour un signal à la fréquence f appliqué à la bobine il y a la relation suivante entre R_p et R_s :

$$R_p R_s = (2\pi f L)^2 \quad (1)$$

qui n'est qu'approximative et valable lorsque R_s est très petite par rapport à $2\pi f L$ ou R_p très grande. Soit par exemple une bobine de $10 \mu\text{H}$ parcourue par un courant à la fréquence $f = 1 \text{ MHz}$. On a :

$$2\pi f L = 6,28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-5} \Omega \text{ ou } 2\pi f L = 6,28 \cdot 10 = 62,8 \Omega$$

Si la résistance série de cette bobine, R_s , est, par exemple, égale à 1Ω on peut appliquer la formule :

$$\text{On a, pour } R_p \text{ la valeur suivante :}$$

$$R_p = \frac{(2\pi f L)^2}{R_s} = \frac{62,8^2}{1} = 3933 \Omega$$

mais attention, ceci est valable à la fréquence considérée.

Pour une bobine donnée, sa **qualité** se caractérise par des pertes d'énergie aussi faibles que possible dans des résistances, donc la qualité est obtenue avec

R_s faible ou R_p élevée. On définit le coefficient de surtension Q qui est donné par la formule :

$$Q = \frac{2\pi f L}{R_s} \quad (2)$$

lorsqu'on considère la résistance série R_s comme étant la seule cause des pertes et par :

$$Q = \frac{R_p}{2\pi f L} \quad (3)$$

lorsque toutes les pertes sont représentées par la résistance parallèle R_p .

Remarquons que l'on a, en divisant les deux expressions de Q :

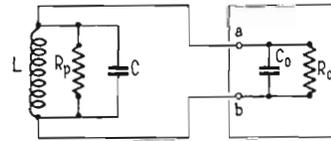


Fig. 2

$$1 = \frac{(2\pi f L)^2}{R_s R_p}$$

$$\text{ou } R_p R_s = (2\pi f L)^2$$

qui est la formule donnée plus haut.

Le troisième élément qui est obligatoirement associé à une bobine est la capacité C. On la trouve en parallèle sur L si celle-ci est « pure » mais comme il y a toujours une résistance de pertes R_s série ou R_p parallèle, C se trouve en parallèle sur l'association RL. La capacité C est nommée capacité répartie.

En D figure 1 on montre C en parallèle sur L et R_s en série. En E figure 1 on voit que C est en parallèle sur L et sur R_p .

On peut considérer les bobines de deux manières : **non branchées** à un autre montage électrique ou **branchées**. Lorsque l'ensemble LCR n'est pas connecté à un autre montage (voir Fig. 1 D et 1 E) les coefficients de surtension Q sont nommés Q « à vide » car L n'est associée qu'aux éléments C et R auxquels elle est liée indissolublement. Ces coefficients se désignent souvent par Q_o ou Q_v . On a vu plus haut que leur valeur est :

$$Q_o = \frac{2\pi f L}{R_s} = \frac{R_p}{2\pi f L}$$

Lorsque la bobine L et ses éléments associés est branchée par ses deux points *a* et *b* à un

montage où se trouvent en parallèle une résistance R_o et une capacité C_o ces deux éléments se mettent en parallèle avec le circuit LCR de la bobine, comme le montre la figure 2 dans le cas de R_p .

L'ensemble est donc équivalent à une bobine L shuntée par R_p , R_o C et C_o .

Les résistances R_p et R_o en parallèle peuvent être remplacées par leur résultante :

$$R_r = R_p R_o / (R_p + R_o)$$

et les deux capacités par leur résultante également :

$$C_r = C + C_o$$

La bobine L est donc en parallèle sur R_r et C_r . A la fréquence f , on a, comme précédemment :

$$Q = \frac{2\pi f L}{R_r} = \frac{R_r}{2\pi f L}$$

R_r est la résistance série équivalente de R_r (donc différente de R_s qui équivaut à R_p). On a, par conséquent :

$$R_r = (2\pi f L)^2 / R_p$$

Remarquons que le produit $2\pi f L$ ne change pas.

La figure 3 montre le circuit $L R_r C_r$.

EXEMPLE NUMERIQUE

Soit une bobine de $100 \mu\text{H}$ dont la capacité dite « parasite » se compose de la capacité, répartie de la bobine de 2 pF . Son coefficient de surtension à vide à 1000 kHz est $Q_o = 100$. Déterminons la résistance parallèle des pertes de la bobine L à $1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$.

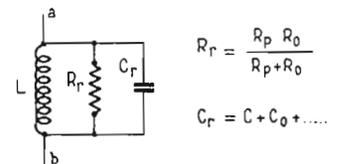


Fig. 3

$$\text{On a } Q_o = \frac{R_p}{2\pi f L} = 100$$

donc $R_p = 100 \cdot 6,28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} \Omega$ ce qui donne :

$$R_p = 6,28 \cdot 10\,000 = 62\,800 \Omega$$

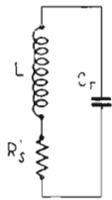
Calculons la résistance série R_s équivalente :

$$\text{On a } R_s = \frac{(2\pi f L)^2}{R_p}$$

Fig. 1

La valeur de $(2\pi/L)^2$ est $(6.28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4})^2$ ce qui donne $(2\pi/L)^2 = 39.43 \cdot 10^4 = 394\,300$ donc $R_s = 394\,300/62\,800 = 6.3 \Omega$ environ.

Supposons maintenant que sur la bobine L réelle, composée de $L = 100 \mu\text{H}$ et $R_p = 62\,800 \Omega$ on monte en parallèle $C_o = 100 \text{ pF}$ et $R_o = 100 \text{ k}\Omega$ (voir Fig. 2).



$$R_s = \frac{(2\pi f L)^2}{R_r}$$

$$C_r = C + C_o$$

Fig. 4

Le nouveau circuit est composé de L, de C_r et de R_r dont les valeurs sont :

$L = 100 \mu\text{H}$ sans changement
 $C_r = 2 + 100 = 102 \text{ pF}$
 $R_r = R_o \parallel R_p / (R_o + R_p)$
 ou $R_r = 62\,800 \cdot 10^3 / 16\,280$ ce qui donne pour l'ensemble de la figure 3 :

$$R_r = 38\,000 \Omega$$

Calculons maintenant le coefficient de surtension Q du circuit LCR qui se nomme maintenant circuit « chargé » parce qu'il est monté avec la « charge » $R_o \parallel C_o$ en parallèle. Le coefficient Q se nomme coefficient de surtension « en charge ». On a, avec R_r en parallèle sur L :

$$Q = \frac{R_r}{2\pi f L} \quad (4)$$

Avec les valeurs numériques choisies, on a :

$$Q = \frac{38\,000}{628} = 60 \text{ environ}$$

On voit que Q « en charge » est toujours plus petit que Q à vide = Q_o . La figure 4 indique le mode de calcul de R_s et C_r .

LA FORMULE DE THOMSON

Soit un circuit LCR parallèle comme celui de la figure 5 se composant de la bobine L, de la capacité répartie C_b de cette bobine et de sa résistance parallèle des pertes R_p .

Branchons cette bobine à la base d'un transistor NPN monté en émetteur commun, comme indiqué sur la figure 6.

En raison de ce branchement, la bobine L, sera en parallèle avec une capacité :

$C_r = C_b + C_c = C_e + C_v$ (5) dans laquelle C_b = capacité répartie de la bobine, C_c = capacité due au câblage, C_e = capacité d'entrée du transistor existant

entre base et masse et C_v = capacité d'accord, fixe, variable ou ajustable.

La bobine L est également shuntée par R_p , sa résistance parallèle et par R_e = résistance d'entrée du transistor à la fréquence considérée, car R_e varie avec la fréquence. Il en est d'ailleurs, de même de R_o ou R_s car les pertes sont dues à la résistance du fil et à d'autres causes que nous nous contenterons de mentionner pour le moment.

Finalement on obtient le circuit LCR parallèle représenté à la figure 3.

On a donné plus haut la valeur de C_r qui est la somme de toutes les capacités, ce qui permet un calcul rapide et facile de sa valeur.

La valeur de R_r est donnée par :

$$R_r = \frac{R_p R_e}{R_p + R_e} \quad (6)$$

Lorsqu'il y a plusieurs résistances en parallèle, on utilise la formule :

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \quad (7)$$

Lorsque le signal appliqué au circuit $LC_r R_r$ de la figure 3 est à la fréquence f_o donnée par la formule :

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (8)$$

formule dite de Thomson (à savoir par cœur), le circuit existant entre les points a et b présente le maximum d'opposition au passage du courant à la fréquence f dans le circuit (f en hertz, C_r en farads et L en henrys).

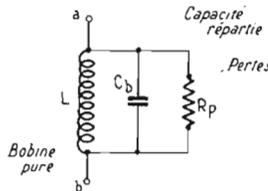


Fig. 5

La résistance en alternatif due aux éléments L, C et R se nomme impédance et se désigne par Z.

Donc, Z est maximum à la fréquence $f = f_o$ qui satisfait à la formule de Thomson.

Dans le cas du circuit $LC_r R_r$ de la figure 3, l'impédance de L et C_r est infinie. Il ne reste toutefois que R_p pour s'opposer au courant, à la fréquence f_o .

Si R_p était absente, aucun courant ne circulerait dans le circuit.

Exemple de calcul :

Reprenons les données précédentes avec $L = 100 \mu\text{H}$, $C_b = 2 \text{ pF}$, $R_p = 62\,800 \Omega$. Supposons que dans le montage de la figure 6, on ait $R_e = 100\,000 \Omega$, $C_e = 5 \text{ pF}$, $C_v = 5 \text{ pF}$. On désire

savoir quelle est la valeur de C_v pour que l'on ait $f = f_o = 1\,000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$.

De la formule de Thomson :

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C_r}} \quad (8)$$

on peut tirer la formule équivalente :

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L} \quad (9)$$

dans laquelle toutes les grandeurs du deuxième nombre sont connues. On a :

$$C_r = \frac{1}{(6.28)^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-4}} \text{ farads}$$

Car $4\pi^2 = 6.28^2$, $f_o^2 = (1 \text{ MHz})^2 = 10^6 \cdot 10^6 = 10^{12}$ et $100 \mu\text{H} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 10^{-4} \text{ H}$.

Pour avoir C_r en picofarads, on multipliera l'expression de C_r en farads, par 10^{12} , ce qui donnera, avec $6.28^2 = 40$:

$$C_r = \frac{10^4}{40} = \frac{10\,000}{40} = 250 \text{ pF}$$

D'autre part, on a :

$$C_r = C_b + C_c + C_e + C_v$$

$$\text{ou } C_v = C_r - (C_b + C_c + C_e)$$

$$\text{Donc : } C_v = 250 - (2 + 5 + 5) = 238 \text{ pF}$$

Pratiquement, il s'agit d'un circuit d'accord PO. Si C_v est variable, lorsque ce condensateur sera réglé sur 238 pF, l'accord sera effectué sur 1 000 kHz ce qui correspond à 300 m, d'après la formule donnant la longueur d'ondes λ :

$$\lambda = \frac{300}{f} \quad (10)$$

avec λ en mètres et f en mégahertz.

Exemple 2 :

Un deuxième exemple est celui du calcul de L lorsqu'on connaît C_r et f.

Ce calcul sera précieux pour la détermination de bobinages car **avant de réaliser pratiquement une bobine il faut connaître sa valeur.**

Soit $C = 250 \text{ pF}$, $f = 1\,000 \text{ kHz}$. Quelle est la valeur de L. Nous savons d'avance que l'on devra trouver $L = 100 \mu\text{H}$ avec les données de l'exemple précédent.

Utilisons la formule de Thomson écrite sous la forme :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C} \text{ henrys} \quad (11)$$

Remplaçons $4\pi^2$ par 40, f_o^2 par 10^{12} et C par $250 \cdot 10^{-12}$ farads, ce qui donne :

$$L = \frac{1}{40 \cdot 10^{12} \cdot 250 \cdot 10^{-12}} \text{ henrys}$$

On obtient, en microhenrys :

$$L = \frac{10^6}{40 \cdot 250} = 100 \mu\text{H}$$

Exemple 3 :

Le troisième exemple sera une application de la formule de Thomson sous sa forme habituelle.

Soit encore $L = 100 \mu\text{H}$, $C = 250 \text{ pF}$. On a :

$$f = \frac{1}{6.28 \sqrt{10^{-4} \cdot 250 \cdot 10^{-12}}} \text{ hertz}$$

$$\text{ou } f = \frac{1}{6.28 \sqrt{250 \cdot 10^{-16}}} \text{ MHz}$$

La racine carrée de 10^{-16} est 10^{-8} qui, reportée au numérateur donne 10^8 donc, avec racine de 250 égale à 15.81 on obtient :

$$f = \frac{10^2}{6.28 \sqrt{250 \cdot 99,286}} \text{ MHz}$$

ce qui donne finalement 1 MHz environ.

Pour ceux qui aiment l'exactitude, indiquons que la capacité de 250 pF a été calculée en remplaçant 6,28² par 40 alors que 6,28² = 39,3384. Donc la capacité exacte est un peu plus grande que 250 pF. Avec C_r exacte on aurait trouvé $f = 1 \text{ MHz}$ exactement.

Par contre, dans le calcul de L on trouve $L = 100 \mu\text{H}$ avec $C_r = 250 \text{ pF}$ car on a remplacé 6,28² par 40 ce qui a compensé la petite erreur sur C_r .

EMPLOI DES ABAQUES

Nous avons précisé plus haut que pour la réalisation des bobines il faut connaître leur valeur L.

Cette valeur se détermine avec précision par calcul effectué en se servant de la formule de Thomson sous la forme convenable. Il est plus aisé et rapide de se servir d'un abaque qui donnera une des grandeurs L, C et f en fonction des deux autres.

Les abaques ne donnent pas les valeurs cherchées avec une très grande précision mais en pratique les résultats obtenus peuvent suffire dans la plupart des cas.

Voici à la figure 7 l'abaque LCf sur lequel on a tracé quelques droites qui permettent d'indiquer son emploi pratique.

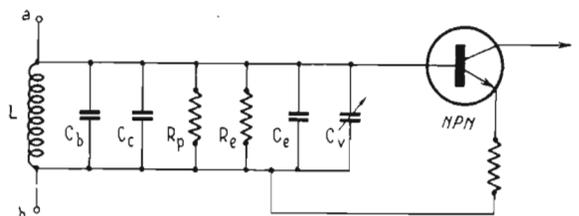


Fig. 6

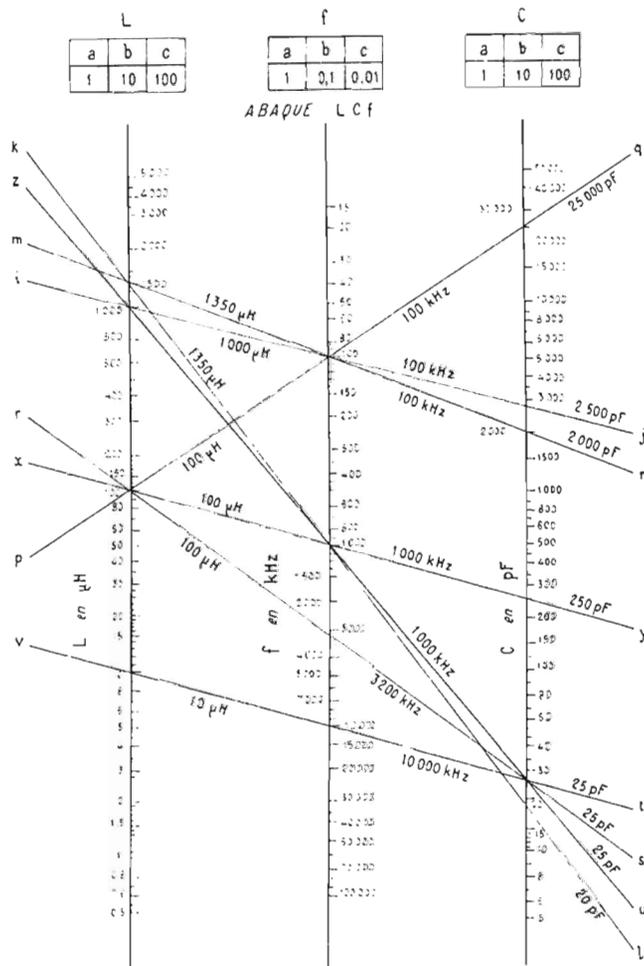


Fig. 7

Exemple 1.

On connaît C et f et on demande L. Soit C = 25 pF, f = 1 MHz. On trace la droite uz qui passe par le point C = 25 pF de l'échelle des C et par le point f = 1 000 kHz = 1 MHz, de l'échelle des fréquences, graduée en kHz.

La droite uz rencontre l'échelle des L au point L = 1 000 μH (ou 1 mH).

Exemple 2.

On connaît L et C et on demande f. Soit L = 10 μH et C = 25 pF ce qui conduit à tracer la droite vt qui rencontre l'échelle des f au point f = 10 000 kHz = 10 MHz.

Exemple 3.

On connaît f et L et on demande C. Soit L = 100 μH et f = 100 kHz. On trace la droite pq qui coupe l'échelle des C au point C = 25 000 pF = 25 nF.

GAMME COUVERTE PAR UN CONDENSATEUR VARIABLE

On suppose que l'on dispose d'une bobine de 100 μH et d'un condensateur variable de 10 pF à 235 pF. La somme des capacités existant aux bornes de L est de 15 pF. La variation de capacité est donc de 10 + 15 = 25 pF à 15 + 235 = 250 pF.

Il faut tracer deux droites. La première passant par les points L = 100 μH et C = 25 pF. C'est la droite rs qui passe par le point f = 3 200 kHz environ (3,2 MHz).

L'autre droite est gm passant par le point L = 100 μH et le point C = 250 pF. C'est la droite xy qui coupe l'échelle des f au point f = 1 000 kHz = 1 MHz.

La fréquence varie de 1 MHz à 3,2 MHz environ. Inversement, si l'on dispose d'une bobine L qui devra couvrir une gamme déterminée comprise entre f₁ et f₂, on demande quelle sera la capacité nécessaire, c'est-à-dire les deux valeurs limites C₁ et C₂ de la capacité variable.

Soit par exemple L = 100 μH avec laquelle on désire couvrir la gamme comprise entre f₁ = 1 000 kHz et f₂ = 100 kHz.

La droite xy donne C₁ = 250 pF. La droite pq donne C₂ = 25 000 pF = 25 nF.

A noter que ces valeurs ne sont pas pratiques car il n'y a pas de condensateur variable dont les limites soient 250 pF et 25 000 pF (le maximum usuel de la capacité d'un condensateur variable est 2 000 pF environ, 4 condensateurs de 500 pF en parallèle). Procédons alors, en sens inverse. Posons C₂ = 2 000 pF pour f = 100 kHz et cherchons la valeur de

L qui correspond à ces deux données.

On est conduit à tracer la droite mn qui rencontre l'échelle des L au point L = 1 350 μH.

La valeur de L étant maintenant fixée, on cherchera C₁ tel que l'on ait f = 1 000 kHz.

Pour cela on tracera la droite kl passant par les points L = 1 350 μH et f = 1 000 kHz. Cette droite coupe l'échelle des C au point C = C₁ = 20 pF.

Cette solution est dans le domaine des possibilités à condition que la somme des diverses capacités parasites ne dépasse pas 20 pF.

Un autre problème est celui de la variation de f en fonction de L, la capacité étant fixe.

Soit C = 25 pF et L pouvant varier entre 10 μH et 100 μH. On est amené à tracer les droites vt et rs. La première donne f = 10 000 kHz = 10 MHz et la deuxième donne f = 3 200 kHz. La gamme couverte est donc 3,2 MHz à 10 MHz.

Voici ce qu'ils signifient. Si l'on prend les facteurs a = 1, on retrouve les échelles de l'abaque. Prenons les facteurs b.

On a b = 10 pour L et C et b = 0,1 pour f. Cela signifie que si l'on multiplie L et C par 10, il faut multiplier f par 0,1 (ou diviser par 10).

Exemple. Prenons la droite xy qui correspond normalement à L = 100 μH, f = 1 000 kHz, C = 250 pF. Multiplions L et C par 10, ce qui donne L' = 1 000 μH C' = 2 500 pF. Il faut diviser f par 10, ce qui donne f' = 100 kHz. Vérifions-le sur l'abaque. La droite ij réunit les points L' = 1 000 μH et C' = 2 500 pF et coupe l'échelle des f au point f' = 100 kHz.

Deuxième exemple. On multiplie L et C par 100, donc on multiplie f par 0,01 (on divise par 100).

Soient L = 10 μH, C = 25 pF donc f = 10 000 kHz (droite vt).

Si maintenant on a L' = 100 μH et C' = 250 pF, on doit trouver f = 1 000 kHz. En effet, la droite xy confirme cette prévision.

D'une manière générale, on se souviendra que si L et C sont multipliés par un nombre m quelconque, f se divisera par ce même nombre. Il faut que L et C soient tous deux multipliés par m et non une seule de ces grandeurs.

F. JUSTER.

AUTRES POSSIBILITES DE L'ABAQUE

A la partie supérieure de l'abaque, on a indiqué des facteurs de proportionnalité abc.

ROYANEX

ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

SAPHIRS, DIAMANTS, CELLULES POUR TOURNE-DISQUES

FICHES, CONNEXIONS, SÉPARATEURS

QUALITÉ - PRÉCISION

CHEZ VOTRE FOURNISSEUR HABITUEL

GROS : 38, rue d'Hauteville - PARIS-X^e - Tél. : 770-71-73

OUVERTURE

PROCHAINE

D'UN LIBRE-SERVICE

DANS LA RÉGION EST DE PARIS

★

— PIÈCES DÉTACHÉES

- Radio
- Télévision
- Ménager

UNE VISITE S'IMPOSE !

118, rue de Paris - 93-MONTREUIL

Téléph. : 287-75-41

Métro : Robespierre PARKING FACILE

Comptoir
 lectro
 m Montreuil

TABLE DE MIXAGE A 5 ENTRÉES STÉRÉOPHONIQUES ÉQUIPÉE DE CIRCUITS INTÉGRÉS

CETTE nouvelle table de mixage proposée par les Ets Magnetic-France se présente sous la forme d'un pupitre, regroupant toutes les commandes et indicateurs visuels sur la partie supérieure, légèrement inclinée, ce qui permet des manipulations et un contrôle aisé pour l'utilisateur.

Face au manipulateur, nous remarquons les différentes prises d'entrées et celles de sorties.

Excepté la prise casque qui est un modèle « Jack standard », les autres prises sont du type DIN, 5 broches.

Sur le panneau de commande, nous trouvons de gauche à droite cinq ensembles de contrôle identiques, comprenant :

- Commutateur préécoute.
- Contrôle des aigus.
- Contrôle des graves.
- Contrôle du volume.

Chacun de ces cinq ensembles comporte deux voies, c'est-à-dire qu'il fonctionne en stéréophonie.

Les correcteurs « graves » et « aigus » sont équipés de potentiomètres à curseur rotatif. Ces potentiomètres sont jumelés et commandés par un seul axe.

Le contrôle de niveau au contraire est indépendant sur chaque canal et le curseur est ici à déplacement linéaire.

Notons cependant que le déplacement des deux boutons est aisé pour un jumelage, si besoin est.

Dans le prolongement des potentiomètres de correction des « graves », nous trouvons deux éléments destinés au contrôle du volume lors de l'écoute au casque (1 élément pour chaque voie).

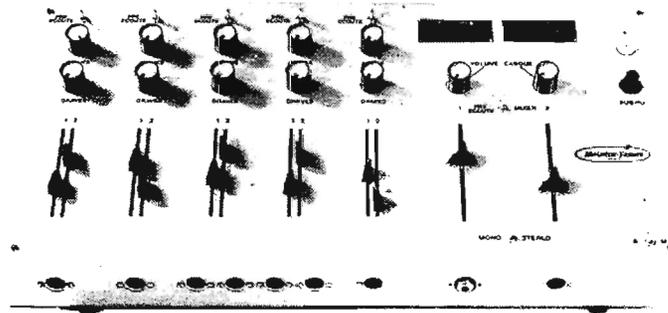
Au-dessus, deux vu-mètres permettent le contrôle de la modulation. La lecture est exprimée en décibels (dB).

Au-dessous, un commutateur 2 positions (simple inverseur) permet :

1. La préécoute.
2. Mixage.

Sous chaque potentiomètre de contrôle « volume casque », nous remarquons un potentiomètre à curseur linéaire permettant un dosage du niveau général.

Un inverseur permet la mise en « série » ou en « parallèle » des deux voies.



Un répartiteur de tension permet le fonctionnement de la table alimentée en 110 ou en 220 V.

Au-dessous, un fusible sous verre protège l'appareil lors d'une erreur de positionnement du répartiteur 110/220.

Un interrupteur permet la mise sous tension, qui est signalée par un voyant rouge situé au-dessus de celui-ci.

A l'arrière de l'appareil se trouve la prise « alimentation secteur ». Celle-ci contrairement aux habitudes est du type mâle, ce qui est ingénieux et évite de désagréables surprises lors du raccordement au

secteur, si l'utilisateur commence par enfoncer la rallonge dans la prise secteur.

Pour avoir accès à l'intérieur du coffret, il suffit de dévisser les quatre pieds caoutchoutés de l'appareil.

Nous remarquons sept circuits imprimés dont cinq sont identiques.

Les deux premiers modules (en partant de la gauche) ont leur entrée reliée à une prise DIN, 5 broches.

Ces modules sont équipés de deux circuits intégrés TBA231 et de deux transistors épitaxiaux.

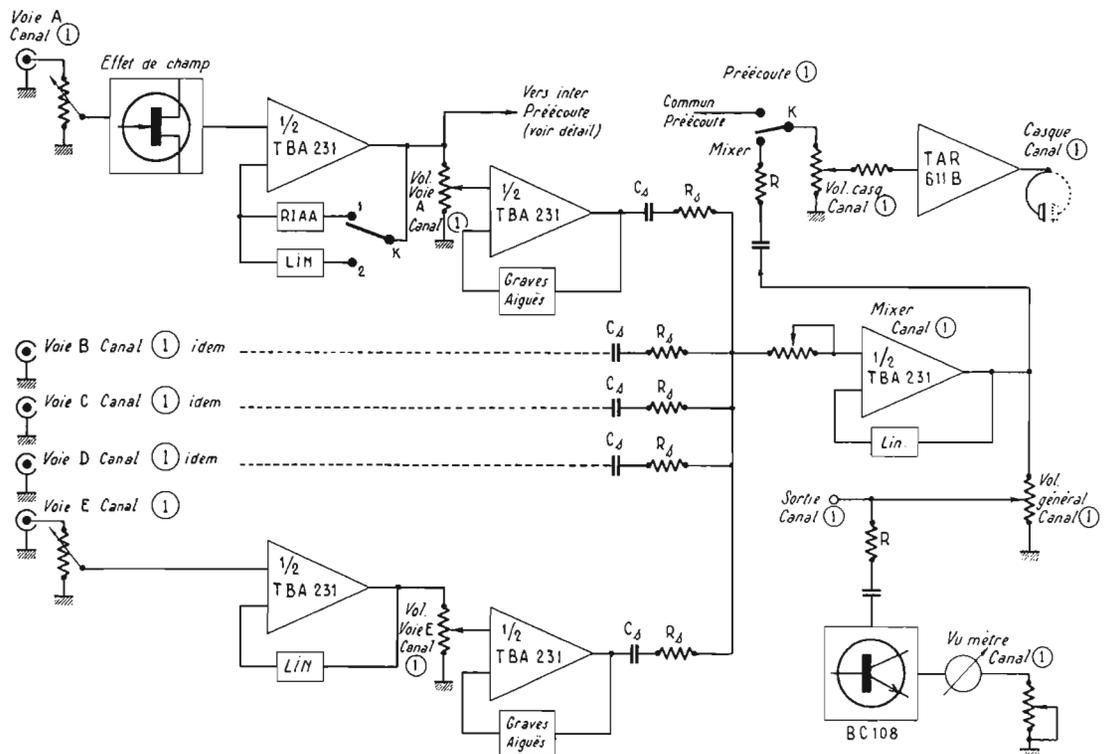
Chaque module comporte les éléments des deux voies. Dès l'entrée, un potentiomètre ajustable dose le niveau du signal à appliquer aux étages préamplificateurs.

Les deux modules suivants sont identiques aux premiers, excepté au niveau des prises d'entrées. Celles-ci sont au nombre de deux par module et le câblage est symétrique, c'est-à-dire que le signal appliqué en 1 et 5 de la première prise se retrouve en 2 et 4 de la seconde, la cosse 3 étant à la masse.

Le dessin côté cuivre du cinquième module est identique aux précédents, cependant le câblage des éléments est différent. Nous constatons l'absence des deux transistors et de quelques éléments R.C., ceux-ci étant nécessaires dans les modules précédents pour la contre-réaction RIAA.

Le sixième module est équipé de trois circuits intégrés ; 2 x TAR611B et 1 x TBA231. Comme dans les précédents cas, il s'agit d'un module stéréophonique.

Le circuit intégré TBA231 est un amplificateur de tension et sert



au mixage des cinq entrées. Le signal de sortie amplifié est appliqué à l'extrémité du potentiomètre de volume général et une fraction est prélevée sur le curseur pour être dirigée vers la prise DIN de sortie.

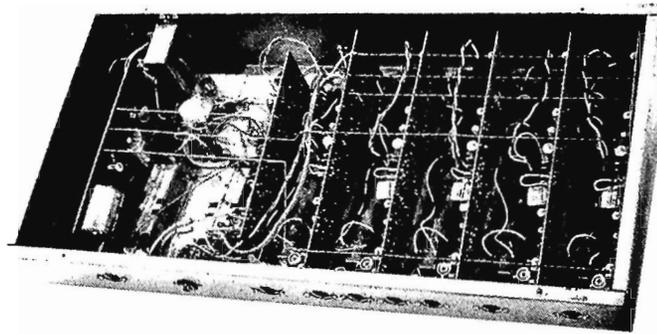
C'est également sur le curseur de ce potentiomètre que l'on prélève le signal qui, amplifié par un transistor BC108, sera appliqué au vu-mètre de contrôle de la modulation.

Le signal en sortie du circuit intégré TBA231 est appliqué à un potentiomètre « volume casque ». Une résistance prélève le signal sur le curseur et le transmet à un circuit intégré amplificateur TAR611B. Le signal de sortie est suffisant pour une écoute au casque.

Le dernier module est celui de l'alimentation stabilisée équipée de 4 transistors dont le ballast.

Le transistor de puissance est un 180T2, monté directement sur le circuit imprimé, vu la faible consommation de l'ensemble.

Un transformateur fournit la tension secondaire qui est redressée par un pont de diodes. La tension continue résultante est soigneusement filtrée par un condensateur chimique de 2 200 $\mu\text{F}/30 \text{ V}$.



Vue intérieure de la table de mixage

Equilibrage de chaque canal possible sur chaque voie.

Equilibrage de tous les canaux par potentiomètres ajustables placés sur le mixer ce qui permet de régler la tension maximale de sortie.

Réglages de graves et d'aigus séparés sur chaque voie mais commun aux deux canaux.

Préécoute sur chaque voie au casque par bouton-poussoir.

Sortie casque stéréo 2 x 1 W avec commande de volume séparée sur chaque canal (impédance du casque de 8 à 600 Ω).

Commutation mono-stéréo.

Tension de sortie : 1 V efficace pour 2 mV d'entrée. Saturation pour 2 V. Impédance d'entrée d'ampli minimale : 5 k Ω .

Corrections LIN ou RIAA par déplacement de fils intérieurs.

Impédance d'entrée adaptable en haute ou basse impédance.

Corrections graves-aigus : $\pm 15 \text{ dB}$.

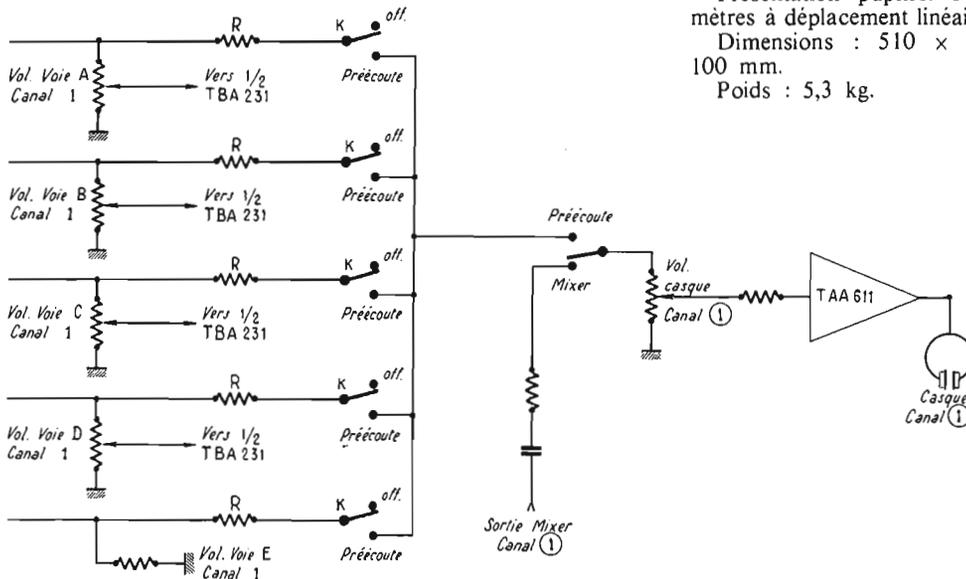
Rapport signal/bruit : - 50 dB. Alimentation stabilisée de 15 V avec protection en cas de court-circuit. Taux de ronflement : 0,5 mV.

Contrôle de modulation par deux grands vumètres étalonnés en dB. 0 dB correspondant à 775 mV efficaces.

Présentation pupitre. Potentiomètres à déplacement linéaire.

Dimensions : 510 x 260 x 100 mm.

Poids : 5,3 kg.



Il en est de même pour la tension de sortie stabilisée qui est refiltrée par un deuxième chimique de 2 200 $\mu\text{F}/30 \text{ V}$ avant d'être appliquée aux différents étages préamplificateurs.

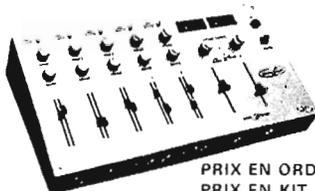
Les vu-mètres sont éclairés chacun par une ampoule vissée dans un support métallique, ampoule du type 12 V/0,1 A.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

4 entrées : sensibilité 2 mV à 100 mV réglables par potentiomètres ajustables.

1 entrée : sensibilité 100 mV à 1 V réglable par potentiomètres ajustables.

TABLE DE MIXAGE STÉRÉO : 5 ENTRÉES MONO : 10 ENTRÉES



A CIRCUITS INTÉGRÉS

Sensibilité minimale de 2 mV pour 1 V de sortie. Contrôles graves-aigus séparés sur chaque voie $\pm 15 \text{ dB}$ (système Baxandall). Préécoute sur chaque voie. Sortie casque stéréo pour contrôle. 2 vu-mètres. Entrées : micro PU magnétique. Tuner magnétophone. Dimensions : 520 x 260 x 100 mm.

PRIX EN ORDRE DE MARCHÉ 1 700 F
PRIX EN KIT 0 000 F

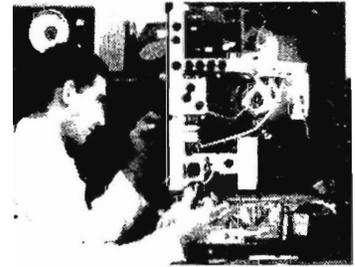
MAGNÉTIQUE FRANCE

175, rue du Temple - Paris (3^e)

Tél. : 272-10-74

C.C.P. 1845-41 Paris

Voir publicité page 316



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)

FORME **l'élite** DES

RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR

TRAVAUX PRATIQUES

PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT

(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation sur demande



BON reproduire ce document, mentionner l'adresse sans engagement. Documentation gratuite. (1) (2) (3) (4) (5) (6) (7) (8) (9) (10) (11) (12) (13) (14) (15) (16) (17) (18) (19) (20) (21) (22) (23) (24) (25) (26) (27) (28) (29) (30) (31) (32) (33) (34) (35) (36) (37) (38) (39) (40) (41) (42) (43) (44) (45) (46) (47) (48) (49) (50) (51) (52) (53) (54) (55) (56) (57) (58) (59) (60) (61) (62) (63) (64) (65) (66) (67) (68) (69) (70) (71) (72) (73) (74) (75) (76) (77) (78) (79) (80) (81) (82) (83) (84) (85) (86) (87) (88) (89) (90) (91) (92) (93) (94) (95) (96) (97) (98) (99) (100) HRB22

Autres sections d'enseignement : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE • CONTRÔLE A
- SOUDURE L'ATELIER
- BOBINAGE • AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100x130 mm. Lentille orientable donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ETUDES SPECIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRECISION

BUREAU, EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, av. du Général-Leclerc
Tél. : 498-21-42 (91) BALLANCOURT

COURS D'INITIATION A L'EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

RAPPEL DES LOIS ÉLÉMENTAIRES

Il est nécessaire, afin de fixer les idées et de parler une bonne fois pour toutes la même langue, de revenir un peu en arrière et de revoir quelques lois élémentaires de l'électricité.

Ces lois qui vont nous être utiles tout au long de cette étude sur les amplificateurs opérationnels sont au nombre de trois, ce sont :

- La loi d'Ohm
- Les lois de Kirchoff
- La loi de Joule

La loi d'Ohm

Est-il besoin de rappeler que c'est tout simplement $R = \frac{U}{I}$ ou $U = R.I$ ou encore $I = \frac{U}{R}$?

et qui s'énonce : Un courant I parcourant une résistance R provoque à ses bornes une chute de tension U proportionnelle à la valeur du courant et à celle de la résistance.

En courant alternatif, on remplace R par Z qui peut avoir une valeur réelle, imaginaire ou complexe : $U = Z.I$, etc.

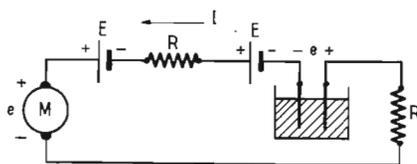


Fig. 1

Les lois de Kirchoff

- Elles sont au nombre de deux :
- la loi des mailles
 - la loi des nœuds

c'est surtout cette dernière qui va nous être utile.

- 1^{re} loi : loi des mailles

Dans une maille, la somme des forces électromotrices est égale à la somme des chutes de tension (Fig. 1).

Elle s'écrit : $\sum E = \sum RI$

On entend, par forces électromotrices, celles issues du ou des générateurs et par forces contre-électromotrices celles issues des récepteurs ; elles sont toujours de signe opposé par rapport à celles des générateurs (Fig. 2).

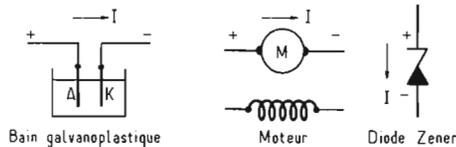


Fig. 2

Elles doivent alors, toutes, être prises avec leurs signes respectifs.

- 2^e loi : loi des nœuds.

Cette loi s'énonce : à un nœud, la somme des courants est nulle. Ou encore : la somme des courants qui entrent est égale à la somme des courants qui sortent (Fig. 3).

Elle s'écrit : dans le premier cas :

$$\sum I = 0$$

dans le second cas :

$$\sum I (+) = \sum I (-)$$

La loi de Joule

C'est elle qui régit l'échauffement interne de tout circuit parcouru par un courant électrique. Elle est connue par sa formule classique :

$$P = RI^2$$

ou par sa variante, plus pratique dans les circuits actifs comme ceux qui nous occupent :

$$P = UI$$

Rappel des Imaginaires

Soient R la résistance pure d'un circuit et X sa partie réactive, les formules classiques donnent :

- 1^o Si R et X sont en série : $Z = R + jX$

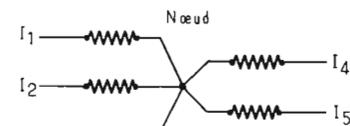


Fig. 3

- 2^o Si R et X sont en parallèle :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX}$$

Formules où $X = L\omega$ s'il s'agit d'une self.

$X = \frac{-1}{C\omega}$, s'il s'agit d'un condensateur.

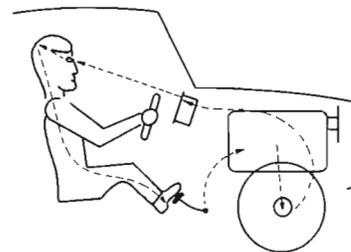


Fig. 4

THÉORIE DE LA CONTRE-RÉACTION

Le terme *contre-réaction* (en anglais : *negative feed back*) est employé dans tout système, qu'il soit électronique, électrique, hydraulique, pneumatique ou même sociologique, où une information est prélevée à la sortie pour être réinjectée à l'entrée dans le but de contrôler l'état de la sortie en fonction de l'état de l'entrée suivant une loi décidée à l'avance.

Expliquons-nous :

Je prends un exemple dans la vie courante : vous êtes en voiture et décidez de rouler à 80 km/h, la route est plate et la pression sur la pédale de l'accélérateur est, par exemple, de 200 g. La route descend, la voiture a tendance à accélérer, vos yeux regardent le compteur : il a tendance à monter, aussitôt, vous allez relâcher l'accélérateur jusqu'à, disons, une pression de 150 g pour ramener le compteur à 80. Si la route monte, vous allez appuyer un peu plus fort, par exemple 250 g pour conserver la vitesse à 80 km/h.

Dans ce cas, l'information prélevée à la sortie, c'est l'indication du compteur : 80 km/h ; l'action à contrôler, c'est la puissance du moteur et la boucle de contre-réaction, c'est vous avec le chemin : (Fig. 3)

Yeux
Cerveau
Pied

Accélérateur

Revenons à la théorie. Soient :

A. le gain interne d'un montage (il faut entendre par gain, le rapport d'une variation de la grandeur de sortie. Es à la variation de la grandeur d'entrée E_e qui l'a provoquée).

B. le taux de contre-réaction (fraction de la grandeur de sortie ramenée à l'entrée).

E. la grandeur d'entrée destinée à contrôler la grandeur de sortie E_s .

On a donc (Fig. 5) :

- A la sortie du montage une grandeur $E_s = A.E_e$.

- A la sortie du circuit de contre-réaction, une grandeur égale à $B.E_s$

La somme effectuée au point \otimes donne

$$E_e = E - (B.E_s)$$

et, puisque : $E_e = \frac{E_s}{A}$

on peut dire :

$$\frac{E_s}{A} = E - (B.E_s)$$

ce qui donne :

$$E \cdot \frac{E_s}{A} + (B.E_s)$$

ou encore :

$$\frac{E}{E_s} = \frac{1}{A} + B$$

La grandeur qui nous intéresse est exactement l'inverse, c'est-à-dire le rapport de la grandeur de sortie sur la grandeur d'entrée :

$$\frac{E_s}{E} = \frac{A}{1 + B.A}$$

Le rapport $\frac{E_s}{E}$ sera appelé dorénavant G , c'est le gain utile du montage.

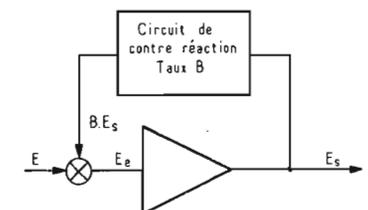


Fig. 5

Discussion de $G \approx f(B)$

On suppose $A \gg 1$

Réaction	$B = +\infty$	$G = 0$	Impossible	
	$+\infty > B > A$	$0 < G < 1/A$		
	$B = A$	$G \approx 1/A$	Instable	
	$A > B > 0$	$1/A < G < A$		
Contre-réaction	$B = 0$	$G = A$		(Bistable)
	$0 > B > -A$	$A > G > -1/A$	Stable	(Suiveur ou inverseur)
	$B = -A$	$G = -1/A$		(Gain unité)
	$-A > B > -\infty$	$-1/A < G < 0$	Impossible	
	$B = -\infty$	$G = 0$		

Fig. 6

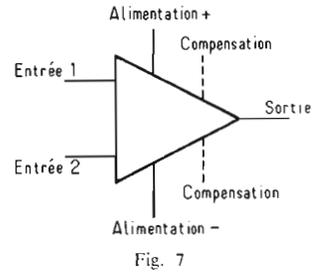
Cette inversion de signe peut être obtenue, soit dans le circuit de contre-réaction proprement dit ou, mieux encore, dans l'amplificateur (ce qui est très facile avec les amplificateurs opérationnels modernes qui possèdent deux entrées différentielles), on dit alors que le gain de l'amplificateur est

égal à $-A$, c'est-à-dire $\frac{E_s}{E_e} = -A$ donc E_s est de signe contraire à E_e (Fig. 6).

La « Boîte Noire »

Ici, il s'agit plus de philosophie que de technique.

Vous n'êtes pas sans savoir qu'un grand nombre d'électroniciens a eu beaucoup de mal à passer de la lampe au transistor et certains n'ont jamais pu franchir ce cap. Il va se passer la même chose avec l'avènement des circuits intégrés. Il ne faut pas chercher à savoir ce qu'il y a



dedans, c'est à proprement parler une « Boîte Noire » qui remplit une certaine fonction et cela seul importe! On n'a que faire, du moins au stade de l'utilisateur, de la façon dont cette fonction peut être réalisée, même si ce n'était que faire se battre des hannetons entre-eux dans une boîte d'allumettes.

Donc, l'amplificateur opérationnel est, par principe, une boîte qui possède, outre ses alimentations, deux entrées, une ou deux sorties et, au besoin un ou plusieurs points de compensation (Fig. 7).

J. CHOLET
Ing. (TEXAS Instruments)

BARTHE
PARIS

*Votre budget le permet! ...
Alors choisissez
les magnétophones TANDBERG
Prestige Mondial de la Qualité.*

14 : mono - 2 vitesses - 10 watts

15 : mono - 3 vitesses - 10 watts

4021 x (2 pistes) / 4041 x (4 pistes) stéréo Hi-Fi - système cross-field 2 x 3 watts sur H.P. incorporés - 2 x 10 watts sur H.P. extérieurs

3021 x (2 pistes) / 3041 x (4 pistes) : platine stéréo Hi-Fi - système cross-field pour les connaisseurs ne pouvant s'offrir la 6000 x

6021 x (2 pistes) / 6041 x (4 pistes) : platine stéréo Hi-Fi - système cross-field (la plus vendue aux U.S.A.)

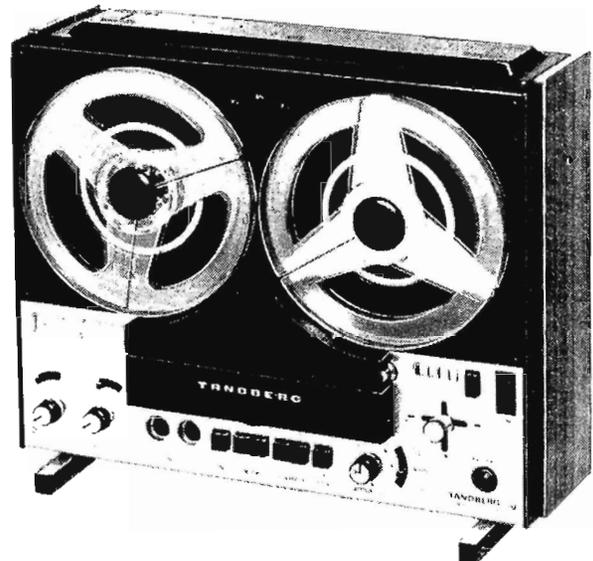
1344/1325 : cassettes de sonorisation ou de répétition

11 : modèle professionnel de reportage portatif sur piles
MODELES SPECIAUX "SL" POUR ETUDES DES LANGUES

Documentation sur demande

Ets Jacques H. **BARTHE** - 53, rue de Fécamp, PARIS 12^e

Tél.: 343.79.85



LE VOCAL MASTER PROFESSIONNEL

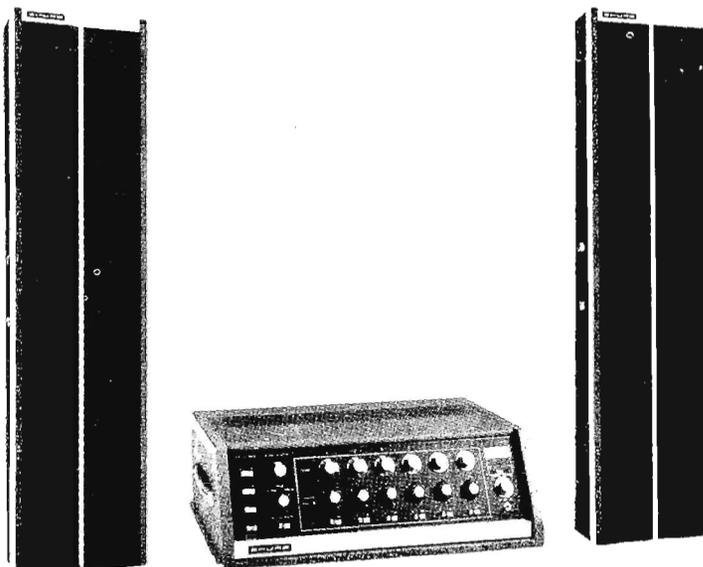
LE nouveau Vocal Master professionnel **VA302E** a gagné la sonorisation des ensembles les plus réputés tels que « The Rascals », « The Association », « The 5th Dimension », Sergio Mendes et Brasil 66.

Le VA302E possède des caractéristiques répondant aux conditions posées par les professionnels les plus exigeants. Il est équipé d'un décibel-mètre qui contrôle l'exécution du programme et renseigne sur le niveau de sortie réel, d'un commutateur de sensibilité à deux positions, de connecteurs femelles Cannon d'entrées, d'une sortie pour niveau microphone (avec commutateur sélecteur d'impédance) et des entrées basse impédance qui permettent d'avoir un câble de microphone plus long.

Le VA302E est constitué d'un bloc de commande et de deux enceintes acoustiques VA300S. Il délivre jusqu'à 300 W de puissance acoustique de pointe pour une puissance permanente efficace de 100 W. Sa puissance et sa courbe de réponse sont deux atouts maîtres dans sa reproduction.

Le VA302 possède 6 canaux d'entrée, chacun des canaux ayant ses propres réglages de volume, d'aiguës, de basses et de réverbération intérieure. De plus, chaque canal a son propre commutateur atténuateur qui permet d'ajuster de manière optimale les caractéristiques de l'amplification aux divers éléments d'un programme. Il peut être utilisé avec tout microphone basse impédance de qualité, dynamique, à ruban ou électrostatique. Il est livré complet avec les câbles d'interconnexions et un cordon secteur à trois conducteurs.

Les réglages principaux peuvent être utilisés sans perturber les réglages des entrées individuelles. Ils comprennent le réglage principal de volume qui relève ou réduit simultanément la puissance de tous les canaux, un réglage principal d'intensité de réverbération, un commutateur principal de réverbération intérieure et l'entrée pour chambre d'écho extérieure et des réglages principaux de réverbération d'aiguës et de basses. Quatre commutateurs anti-Larsen procurent un contrôle effectif de la réaction acoustique. Un dispositif incorporé de protection contre les courts-circuits, les circuits ouverts et les surcharges thermiques préserve l'appareil des avaries électriques et de surchauffe.



Tout le tableau de commande est lumineux et permet une utilisation de l'appareil dans des endroits faiblement éclairés.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 100 W eff. 300 W pointe.

Gain : 80 dB (entrée atténuateur extérieur), 65 dB (entrée atténuateur intérieur).

Courbe de réponse : Plate ± 2 dB de 40 Hz à 20 000 Hz.

Distorsion : Maximum 5 % du niveau nominal de sortie.

Ronflement et bruit : 60 dB en dessous du niveau nominal de sortie.

Impédance d'entrée : Convient pour des microphones ayant une impédance de 50 à 600 Ω .

Consommation : 400 W maximum, 220 V alt., 50-60 Hz.

Poids du bloc de commande : 18,600 kg.

Dimensions du bloc de commande : Hauteur 21,3 cm, largeur 63,5 cm, profondeur 37,5 cm.

Gamme de fréquences de l'enceinte acoustique : 50 Hz à 10 000 Hz.

Poids de l'enceinte acoustique : 31,750 kg (câble compris).

Dimensions de l'enceinte : Hauteur 160 cm, largeur 40 cm, profondeur 22,25 cm.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 100 W eff., 300 W pointe.

Gain : 30 dB.

Courbe de réponse : 40 à 20 000 Hz ± 2 dB.

Distorsion : 5 % max. à niveau de sortie minimal.

Ronflement et bruit : 80 dB en dessous du niveau nominal de sortie.

Impédance d'entrée : 40 000 Ω .

Consommation : 400 W max.

Poids : 10 kg.

Dimensions : 178 x 43 x 23.

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

Colonnes acoustiques modèle VA300S :

Chaque colonne est équipée de 2 H.P. de 25 cm et de 4 de 20 cm offrant une surface globale de membrane de 23,1 dm². Un emploi sélectif et équilibré des dimensions des H.P. permet d'allier la « délicatesse » et la netteté des petites membranes au corps plus « consistant » des membranes de plus grand diamètre. La puissance de pénétration est virtuellement uniforme sous un angle de 140° dans le plan horizontal et de 65° dans le plan vertical.

Le VA300S est construit pour résister aux manipulations les plus brutales et violentes. Ebénisterie en contre-plaqué de 19 mm recouverte de vinyl résistant aux chocs, renforcée par des cornières en aluminium massif.

ENCEINTE ACOUSTIQUE DE CONTROLE MODÈLE VA301S

Elles sont construites suivant les mêmes principes que les VA300S, mais sont environ moitié moins hautes. Elles ne mettent en œuvre qu'un seul H.P. de 25 cm et 2 de 20 cm, offrant ainsi une surface totale de membrane de 11,55 dm². Elles sont munies d'un potentiomètre de commande de volume sonore qui permet aux exécutants d'effectuer un réglage précis de leur puissance.

LE POWER MASTER PM300E

Spécialement conçu pour être utilisé avec les dispositifs Vocal Master, le Power Master commande deux enceintes acoustiques supplémentaires VA300S et ajoute 100 W efficaces de puissance supplémentaire complètement disponible aux systèmes Vocal Master. Les circuits du PM300 sont identiques à ceux de la partie amplificatrice du bloc de commande du Vocal Master avec les mêmes transistors au silicium et les mêmes circuits intégrés offrant la même courbe de réponse plate et sans distorsion sur toute la gamme audible. Utilisé en combinaison avec le Vocal Master, il lui confère de plus hauts niveaux de puissance, des possibilités de couverture plus étendues et une remarquable souplesse pour traiter la transmission des voix selon n'importe quelle exigence de l'artiste ou de l'installateur de la sonorisation.

Cet appareil se connecte au bloc de commande du Vocal Master. Il n'y a que deux réglages : un commutateur ON-OFF à 3 positions (à inversion de polarité pour diminuer le ronflement) et un réglage de volume. Ses entrées et sorties s'effectuent sur jack téléphonique standard.

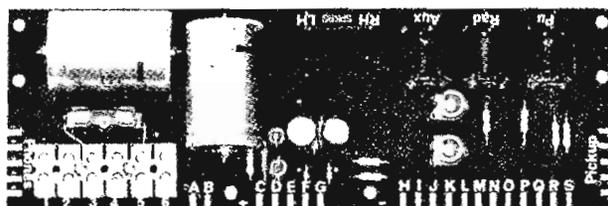
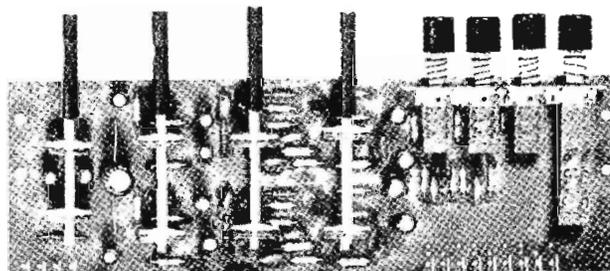
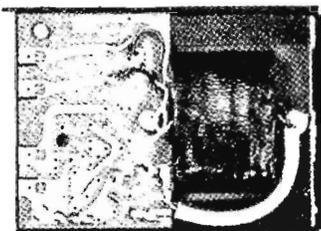
LE PROJET 605 SINCLAIR

IL est actuellement possible de réaliser facilement et rapidement un amplificateur stéréophonique de qualité, sans qu'il soit nécessaire d'utiliser un fer à souder.

Le projet 605 Sinclair permet cette réalisation grâce à des modules enfichables, le seul outil indispensable étant un tournevis.

Cet amplificateur est composé de 5 modules : une unité de raccordement, un préamplificateur et unité de contrôle, deux amplificateurs de puissance, une alimentation.

Avec ces différents éléments sont livrés des faisceaux de fils de couleurs différentes pour relier entre eux les différents modules comme le montre la photo.



CARACTERISTIQUES DES ENSEMBLES (I)

Le préamplificateur stéréo :

- Sensibilité d'entrée : Sur toutes les entrées, à 1 kHz : 3 mV.
- Impédance d'entrée : Sur toutes les entrées à 1 kHz : 50 k Ω .
- Alimentation : 15 à 35 V sous 3 à 10 mA, ou 9 à 15 V sous 3 à 10 mA.
- Réponse en fréquences : Radio et auxiliaire = 20 Hz à 25 kHz, à +1 dB.
- Distorsion : 0,03 %.
- Rapport signal/bruit : - 70 dB.

- Contrôle des graves : 15 W sur 8 Ω . 30 W en crête. ± 15 dB à 10 kHz.
- Contrôle des aiguës : 20 W sur 3 Ω , 40 W en crête. ± 15 dB à 100 Hz.
- Sortie : 250 mV, pour 3 mV d'entrée.
- Impédance en sortie : 25 k Ω minimum.
- Dimensions : 20 x 3 x 8,75 cm.

L'amplificateur

- Puissance de sortie : A 35 V d'alimentation :

LE MASTERLINK

- Sortie : classe AB.
- Bande passante : de 30 Hz à 300 kHz (± 1 dB).
- Distorsion : 0,02 % (sur 8 Ω , pleine puissance).
- Rapport signal/bruit : meilleur que 70 dB.
- Sensibilité d'entrée : 250 mV dans 100 k Ω .
- Impédance haut-parleur : 3 à 15 Ω .
- Alimentation : 8 à 35 V (peut fonctionner sur piles).
- Dimensions : 8,75 x 5,5 x 1,25 cm.

Le Masterlink est le cœur de l'amplificateur stéréo et toutes les entrées, de même que toutes les sorties, passent par lui, soit par l'intermédiaire de fils munis de fiches ou bien de prises type DIN pour la liaison avec les autres appareils.

MONTAGE DE L'APPAREIL

Avec le kit est livrée une notice détaillée, illustrée de nombreuses photographies et dessins, dans laquelle sont commentées les différentes étapes de la réalisation.

Compte tenu des dimensions réduites des différents modules il est possible de placer cet amplificateur dans le socle d'une platine tourne disque; différentes solutions sont proposées pour les platines Garrard zéro 100, Garrard SP25, BSR/HT70 et

L'alimentation

- Alimentation stabilisée :
- Sortie : 30 V sous 1,5 A maximum.
- Secteur : 110 à 220 V.
- Dimensions : 9,25 x 7 x 4 cm.

TERAL vous présente SHURE Vocal Master

Les AMPLIS SHURE sont choisis et employés par les formations les plus connues.

VA 302 E : comprenant l'ampli VA 302 EC

- 6 entrées micro et guitare ● Spécial anti-Larsen réglable par filtres ● Réverbération incorporée et réglable sur chaque canal ● 6 volumes contrôle séparés ● 2 enceintes (6 HP l'une) VA 300 S - L'ensemble, le pupitre et les 2 enceintes..... 8 880 F

VA 301 S - Colonne de contrôle du Vocal Master (monitor)..... 1 540 F

PM 300 E - Ampli complémentaire de Vocal Master « Power Master »..... 2 220 F

SINCLAIR - Projet 605

Ampli préampli stéréo 2 x 20 W, avec les fameux modules « Sinclair » transistors épitaxiaux - L'ensemble présenté en coffret cadeau comprend :

- 2 amplis de puissance ● 1 préampli et unité de contrôle ● 1 alimentation avec transfo ● 1 unité de raccordement « Masterlink ».

Montage sans aucune soudure - Liaisons faites par clips AMP déjà prêts sur fils. Schéma détaillé - L'ensemble complet..... 530 F

TUNER FM STÉRÉO SINCLAIR

avec décodeur incorporé sens. 2,1 V. Le module livré complet en ordre de marche avec le cadran monté..... 450 F

TERAL : 26 ter, rue Traversière, PARIS-12^e - DOR. 47-11

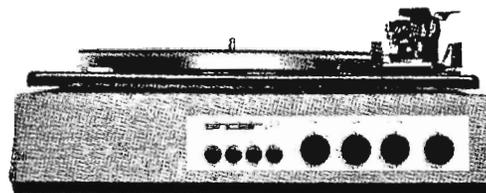


Photo 2 : L'amplificateur placé dans le socle d'une platine Garrard SP25.

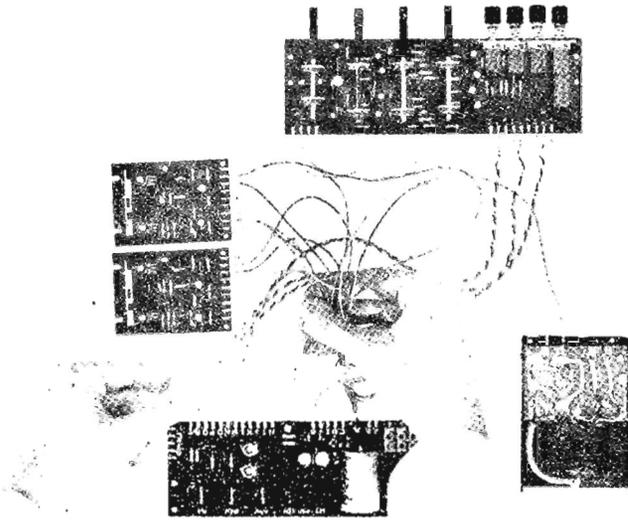


Photo 3 : L'assemblage des différents modules.

MP60, 610. L'emplacement des différentes platines et les perçages à effectuer sont indiqués sur la notice.

LE FILTRE ACTIF

Cette réalisation peut être complétée par l'utilisation d'un



Photo 4 : Le tuner stéréo Sinclair.

filtre actif pour l'élimination des bruits: il se branche entre la sortie du préamplificateur et l'entrée de l'amplificateur de puissance; ses caractéristiques sont :

- Alimentation : 15 à 35 V.
- Consommation : 3 mA max.
- Gain à 1 kHz : - 0,2 dB.
- Filtre aiguës : (- 3 dB) variable de 28 kHz à 5kHz à 12 dB par octave.
- Filtre graves : (- 3 dB) Variable de 25 Hz à 100 Hz à 12 dB par octave.
- Distorsion à 1 kHz : 0,02 %.

LE TUNER STEREO FM SINCLAIR

La chaîne haute fidélité constituée par le projet 605 peut être complétée par le tuner stéréophonique FM qui constitue le projet 60 et est aussi facilement

réalisable que celui-ci. Il est composé d'une tête HF, d'une platine FI décodeur et indicateur d'accord stéréophonique. Ses caractéristiques sont :

- Equipement : 16 transistors + CI.
- Gamme de fréquences : 87,5 à 108,5 MHz.
- Sensibilité : 2 μ V.
- Rapport signal/bruit : 65 dB.
- Distorsion harmonique totale : 0,15 % pour 30 % de modulation.
- Niveau minimum de déclenchement du décodeur stéréo : 2 μ V
- Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz.
- Antenne : 75 Ω .
- Alimentation : 25 à 30 V.

(1) Une description technique avec schéma des différents modules a été faite dans notre n° 1260.

LE PREMIER OSCILLOSCOPE MODULAIRE BASSE FRÉQUENCE

LES utilisateurs d'oscilloscopes basse fréquence ont toujours eu à choisir entre un oscilloscope monobloc conçu pour résoudre un problème de mesure bien spécifique et un oscilloscope à tiroirs, à large bande passante, mais plus coûteux.

Si l'oscilloscope à tiroirs avait la préférence de l'utilisateur parce que plus souple d'emploi, il offrait en général plus de performances que l'utilisateur n'en avait réellement besoin pour des mesures de 0 à 2 MHz. En effet, les oscilloscopes à tiroirs qui ont été conçus jusqu'à présent avaient de grandes bandes passantes et étaient de ce fait coûteux pour des mesures en basse fréquence. C'est pourquoi l'utilisateur d'oscilloscopes BF n'avait pas la possibilité d'acheter un appareil répondant à son problème particulier de mesure d'un rapport performances/prix comparable à ce qui existe pour les utilisateurs d'oscilloscopes HF.

Pour résoudre ce problème, Tektronix a mis au point l'oscilloscope modulaire de la série 5100, système souple, original et entièrement nouveau.

Maintenant donc, et pour la première fois, l'utilisateur d'oscilloscopes basse fréquence dispose d'un instrument universel adaptable à toutes les situations :

- parce que le module de visualisation est interchangeable ;
- parce qu'il peut recevoir jusqu'à trois tiroirs simultanément ;
- parce qu'il peut être converti de coffret en rack et réciproquement ;
- parce que son prix est fonction des mesures à effectuer.

L'utilisateur peut désormais choisir un appareil en fonction d'un besoin actuel précis et en modifier la configuration au fur et à mesure de l'évolution de ses applications.

Actuellement, la série 5100 se compose de :

- un module d'alimentation et d'amplification pouvant recevoir trois tiroirs ;
- quatre modules de visualisation interchangeables ;

- six tiroirs amplificateurs **interchangeables** ;
- trois tiroirs bases de temps **interchangeables**.

Le **châssis de base modulaire 5103N** comporte les alimentations basses tensions, les amplificateurs de sortie de déflections verticale et horizontale ainsi que les circuits de commutation et les circuits logiques pour une utilisation en double trace ou double faisceau. La sélection du mode de commutation des tiroirs verticaux (découplé ou alterné) se fait à partir d'un bouton poussoir situé sur les tiroirs bases de temps.

- **Les quatre modules de visualisation** qui existent actuellement sont soit à simple faisceau (D_{10}), soit à deux faisceaux (D_{12}), soit à simple faisceau à mémoire (D_{11}), soit encore à deux faisceaux à mémoire (D_{13}).

Chaque module est équipé d'un tube cathodique **grand écran** de 8 x 10 divisions (soit 9,6 x 12,7 cm), à graticule interne, dont la tension d'accélération est de 3,5 kV. Pour les deux modules non mémoire, le phosphore standard est un P_{33} , et pour les deux modules à mémoire, il est similaire au P_1 .

A l'image des autres appareils à mémoire Tektronix, le tube cathodique à mémoire des modules D_{11} et D_{13} est bistable et divisible en deux parties. A l'aide d'une commande, l'utilisateur peut faire **varier le contraste en mode mémoire** de façon à conserver l'image pendant plusieurs heures sans pour cela endommager le tube.

Le tube à mémoire n'est d'ailleurs pas plus fragile qu'un tube cathodique ordinaire. L'emploi combiné de la commande de luminosité et des commandes de mémoire

permet d'accroître la vitesse d'écriture (procédé d'intégration). Chacun des deux faisceaux des modules D_{12} et D_{13} couvre la totalité de l'écran.

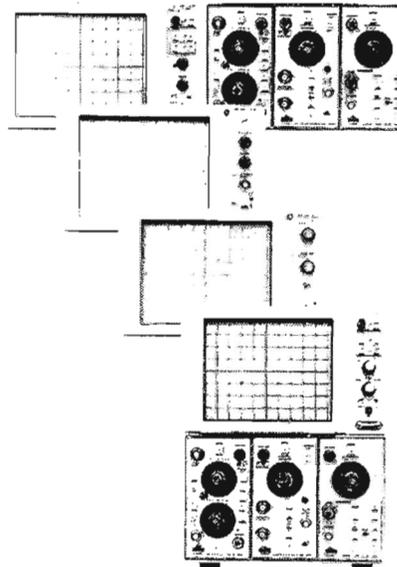
- **L'interchangeabilité des tiroirs** permet de réaliser différentes combinaisons. Ainsi on peut obtenir 4 traces avec des caractéristiques d'entrée identiques en utilisant deux tiroirs type 5A18N ou encore deux traces avec des caractéristiques d'entrée différentes en utilisant deux des tiroirs type 5A15N (1 mV/2 MHz), 5A20N (différentiel 50 μ V/1 MHz), 5A23N (10 mV/1 MHz), 5A24N (50 mV) ou 5A21N (différentiel 0,5 mA/1 MHz). On peut également réaliser une représentation X-Y en utilisant l'entrée horizontale du tiroir base de temps ou en plaçant un tiroir amplificateur dans le logement de droite. De plus, on peut insérer un tiroir base de temps dans l'un des logements de déflection verticale pour obtenir un balayage vertical.

- **Dans le cas de mesure de temps**, la déflection horizontale est assurée par l'une des trois bases de temps type 5B13N (simple), 5B10N (rapide) ou 5B12N (double).

La conception des tiroirs de la série 5100 est simple et leur utilisation facile: Les commandes sont groupées d'une façon logique et un code de couleur permet de les repérer rapidement.

Le facteur de déflection affiché sur l'écran apparaît éclairé sur les boutons de commande et se trouve automatiquement corrigé lorsqu'on utilise l'expanséur X10 ou les sondes d'atténuation 1X ou 10X. Cet éclairage disparaît lorsqu'un tiroir ou une voie n'est plus en service. C'est là un moyen de lecture rapide et facile qui permet d'éviter bien des erreurs de mesure.

Cette nouvelle série 5100 constitue déjà un ensemble très complet, puisqu'aux différents modules précités s'ajoutent une sonde 10X (type P6060), un appareil photo léger et peu coûteux (type C-5) et une table roulante.



ÉTAGE DE SORTIE PUSH-PULL CLASSE B - 20 W SANS TRANSFORMATEUR EN TECHNIQUE COMPLÉMENTAIRE

TOUS ceux qui s'intéressent à la technique de basse fréquence savent que ce sont les transistors au silicium qui équipent la plupart des amplificateurs BF modernes. Au cours des dernières années, la technologie de fabrication des semi-conducteurs a évolué très rapidement vers le silicium et la production des transistors NPN.

Si l'on pouvait encore affirmer en 1968 qu'il n'existait pas à l'époque de paires de transistors PNP-NPN pour les puissances importantes, depuis quelque temps plusieurs fabricants offrent des transistors de puissance complémentaires au silicium. Ces éléments sont, aussi bien du point de vue des caractéristiques techniques que de celui du prix, très appropriés pour la construction d'amplificateurs de puissance de basse fréquence selon la technique des circuits push-pull classe B sans transformateur.

Dans une revue technique d'outre-Rhin (1), H. Schneider décrit un appareil de sa réalisation. L'amplificateur utilise les transistors 2N4919 et 2N4922 (Motorola). C'est une paire complémentaire dont les caractéristiques techniques conviennent pour la réalisation d'un amplificateur ayant une puissance de sortie d'environ 20 W, avec commande sinusoïdale. Cette puissance tout en étant suffisante pour la plupart des applications, entraîne une construction qui n'est pas trop onéreuse.

Comme on sait, dans un amplificateur push-pull à symétrie complémentaire PNP-NPN, les deux transistors de puissance ont les mêmes caractéristiques, mais sont de polarité opposée.

Cette technique assure un montage économique donnant une bonne courbe de réponse. Bien réglé, le taux de distorsion est faible. Ses applications vont sans doute s'étendre lorsque des paires de transistors PNP-NPN permettant des puissances plus importantes se multiplieront. Il faut citer parmi les inconvénients de cette technique que le réglage des courants est un peu plus critique. Le gain en courant de l'étage de sortie est plus faible. Enfin, le courant de repos de l'étage de puissance doit être plus important pour éviter la distorsion.

L'amplificateur décrit ci-dessous offre, selon son réalisateur, une base appropriée pour le développement d'un circuit imprimé et peut être également à l'origine d'une réalisation industrielle. Une des particularités notables de cet appareil est que tous les étages de l'amplificateur ont un couplage en continu. Le schéma est relativement simple; il n'utilise pas de transformateur de sortie.

L'UTILISATION

Avant de faire une étude technique du module, son auteur mentionne quelques-unes de ses utilisations possibles et fait ressortir que l'amplificateur peut trouver des applications pratiques multiples aussi bien dans l'électro-acoustique que dans l'électronique. Toutefois, l'utilisation dans les appareils mono et stéréo pour la sonorisation des pièces d'appartement offre le domaine le plus intéressant étant donné que la puissance de sortie disponible est tout à fait suffisante à ce but. D'autre part, en vue du couplage en continu très soigné de l'amplificateur, on peut également envisager son utilisation comme amplificateur de servo-mécanisme dans l'électronique technique.

LA DESCRIPTION DU CIRCUIT

L'amplificateur : Les amplificateurs BF modernes utilisent des schémas apparemment simples, mais l'explication de leur fonctionnement devient plus compliquée. En outre, la modification de la valeur d'un élément entraîne des répercussions sur plusieurs étages.

Comme il apparaît dans le circuit de la figure 1, l'amplificateur se compose, dans l'étage d'entrée, d'un circuit différentiel équipé des transistors T_1 et T_2 . Le signal d'entrée est transmis au transistor T_1 par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas RC qui supprime les fréquences au-dessus de la gamme audible afin d'éviter les commandes indésirables de l'amplificateur qui est à bande très large. Le transistor T_2 est connecté avec la sortie de l'amplificateur à travers un réseau de contre-réaction.

A l'étage d'entrée se trouve relié un autre étage amplificateur (transistor T_3 en montage émetteur à la masse) qui est muni d'une légère contre-réaction par le moyen de la résistance d'émetteur R_5 .

L'étage suivant driver, équipé des transistors T_5 et T_6 , produit la puissance nécessaire pour l'attaque de l'étage final.

L'étage final, avec les transistors T_7 et T_8 , de même que l'étage driver qui est placé devant, sont réalisés sous la forme d'un circuit push-pull avec des transistors complémentaires. L'amplification de tension de ces deux étages est fixée, par une forte contre-réaction, à l'unité.

Le point de travail de l'étage final est déterminé par une tension continue qui est chutée sur le transistor T_4 , et qui peut être réglée à l'aide du potentiomètre P_2 . La courbe caractéristique du potentiomètre linéaire est modifiée par l'emploi des résistances R_6 et R_7 , de façon à faciliter le réglage du point de travail.

Avec le potentiomètre P_1 , la valeur moyenne de la tension continue de sortie est réglée sur zéro.

Une fois réglé, le point de travail demeure indépendant de la température ambiante conservant une valeur constante, à condition que les transistors T_4 , T_5 et T_6 aient des caractéristiques de température identiques. Cette exigence est satisfaite par les transistors qui ont été produits selon une même technologie et dans le même matériau.

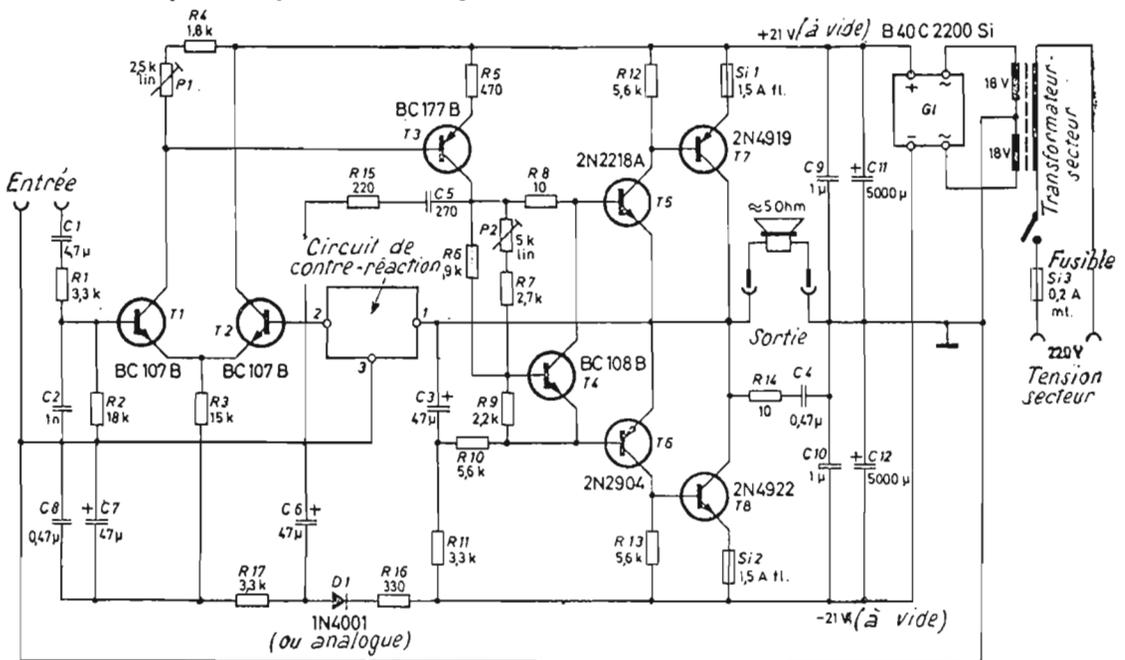


Fig. 1

En outre, le point de travail demeure indépendant de la tension d'attaque de l'amplificateur aussi longtemps que les températures de jonction de ces trois transistors sont les mêmes. Ceci explique pour quoi il n'est pas permis que la dissipation de puissance se produisant dans les transistors T_5 et T_6 soit élevée. Cela limite également la puissance admissible maximale de l'amplificateur. Dans le cas du circuit de la figure 1, c'est la puissance de sortie de 20 W (commande sinusoïdale) qui représente la valeur maximale la plus avantageuse.

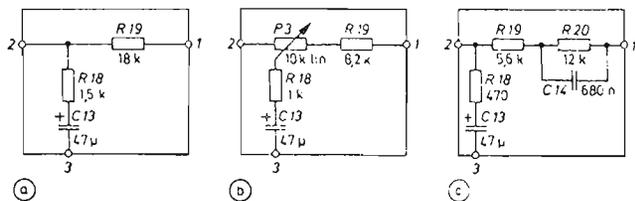


Fig. 2

Tous les étages ont un couplage en continu pour éviter toute tendance à l'auto-excitation dans les fréquences basses. En outre, une correction de distorsion de la courbe caractéristique de fréquence, dans le cas des fréquences élevées est réalisée à l'aide des réseaux de compensation composés de C_4 , R_{14} de même que de C_5 et de R_{15} . Ils éliminent les problèmes de stabilité même lorsque l'ensemble de l'amplificateur est soumis à une forte contre-réaction.

La contre-réaction : Le gain et la courbe caractéristique de l'ensemble amplificateur sont déterminés par le circuit de contre-réaction qui est inséré entre la sortie et la base du transistor T_2 . La figure 2 représente trois réseaux de contre-réaction présentant les propriétés suivantes :

a) Courbe caractéristique linéaire avec une amplification de tension fixe :

b) Courbe caractéristique linéaire avec amplification de tension réglable :

c) Accentuation des fréquences basses, avec amplification de tension fixe, dans la partie plate de la courbe d'amplification. Avec ce circuit, on peut partiellement compenser un affaiblissement des fréquences basses dans la courbe de transmission des haut-parleurs.

Ces trois circuits produisent une atténuation dans l'amplification des fréquences les plus basses situées en dessous de la gamme audible, et s'étendant jusqu'à un gain de tension de valeur unité à la fréquence zéro (amplification de la tension continue).

L'alimentation : L'alimentation est fournie à l'amplificateur par le secteur. Elle se compose d'un trans-

formateur à prise médiane et d'un redresseur GL du type Graetz (Fig. 1). Pour le filtrage, deux condensateurs de charge (C_9 , C_{10}) sont utilisés.

Une attention particulière est à consacrer à la production de la tension d'alimentation négative destinée à l'étage différentiel d'entrée. Cette tension est obtenue par le redressement à une alternance (D_1) à partir de la tension d'alimentation négative de l'amplificateur final. Elle est filtrée à nouveau par R_{17} et C_7 . Ce circuit relativement onéreux est nécessaire pour éviter en toute sécurité

des couplages indésirables et l'injection des ondulations résiduelles.

LES COMPOSANTS

$R_1... R_{20}$: résistances agglomérées au carbone, 1/4 W ; $P_1... P_3$: potentiomètres ajustables, 1/4 W ; $C_1, C_2, C_4, C_8... C_{10}, C_{14}$: condensateurs polystyrène de 63 V ; $C_7, C_6, C_3, C_{11}... C_{13}$: condensateurs chimiques 30/35 V ; C_5 : condensateur céramique.

Il est avantageux d'utiliser dans l'étage d'entrée des transistors au silicium NPN parce que ces modèles offrent une résistance intérieure légèrement plus élevée que les types complémentaires PNP. Grâce à ce choix, on obtient un meilleur abaissement du niveau du bruit de fond.

La puissance de sortie maximale de l'amplificateur fixée à 20 W, dans le cas d'une commande sinusoïdale, nécessite une tension d'alimentation de 2×18 V. En disposant les deux transistors de l'étage final T_7 et T_8 sur un radiateur commun, on calcule la résistance thermique nécessaire du radiateur à 4 °C/W, et on admet 70 °C comme température ambiante maximale. Le choix de cette température ambiante peut sembler élevé, cependant, une telle température peut se manifester facilement si la disposition des éléments est défavorable.

L'alimentation par secteur a été calculée afin de pouvoir utiliser des transformateurs courants du commerce ayant des tensions de secondaires de 2×18 V et une puissance d'environ 40 VA (par exemple, les transformateurs ayant un noyau M74).

LA CONSTRUCTION MÉCANIQUE

Les éléments de l'amplificateur sont disposés sur une plaquette de circuit imprimé. Cette technique est absolument à préférer à un câblage libre parce qu'elle est mécaniquement plus stable et assure une meilleure protection contre les couplages électriques indésirables.

Pour des raisons thermiques, il convient de placer les transistors T_7 et T_8 très près l'un de l'autre. En utilisant des modèles en plastique, on peut facilement les relier entre eux à l'aide d'un crochet en tôle, ce qui améliore considérablement le contact thermique. On trouve pour cela des crochets appropriés dans le commerce des radiateurs.

Push-pull complémentaire...

Quoiqu'on ait renoncé dans le prototype à cette amélioration, le bon comportement thermique du circuit n'en a pas été affecté notablement.

Les transistors T_4 , T_5 et T_6 devraient également avoir un bon couplage thermique afin de maintenir constant le courant de repos de l'étage final. Encore une fois, il suffit de disposer les transistors proches l'un de l'autre.

Il est indispensable de consacrer un soin particulier au montage des transistors de l'étage final où la puissance dissipée à évacuer est considérable. Le circuit électrique a été dimensionné de façon

Comme il apparaît en figure 3, on peut placer les transistors finaux de type plastique, avec la tôle du collecteur dirigée vers le radiateur, entre la plaquette en bakélite du circuit imprimé et le radiateur. On n'a besoin que de deux écrous pour la fixation. Les radiateurs appropriés pour ce montage sont diffusés dans le commerce spécialisé sous formes différentes. Dans le prototype, le réalisateur a utilisé des radiateurs en cuivre noirci du type indiqué en figure 3 parce que cette forme constructive présente des dimensions mécaniques relativement réduites tout en offrant une bonne résistance thermique. Disposer la platine de l'amplificateur dans le boîtier de façon à permettre la meilleure circulation d'air possible au-dessus du radiateur.

LA MISE AU POINT

Avant de relier l'amplificateur aux haut-parleurs, quelques opérations de mise au point restent à effectuer.

A cet effet, régler le potentiomètre P_2 sur une valeur minimale afin d'éviter que le courant de repos circulant dans l'étage final soit trop élevé. Brancher à la place du fusible Si_1 un ampèremètre, puis régler le courant de repos à l'aide de P_2 à 15 mA. Ensuite, procéder au réglage de la symétrie de l'étage final en manœuvrant le potentiomètre P_1 . Ici, la tension continue résiduelle à la sortie ne doit pas dépasser 2 mV. Environ 5 minutes plus tard, lorsque tous les composants auront acquis la température du régime, refaire

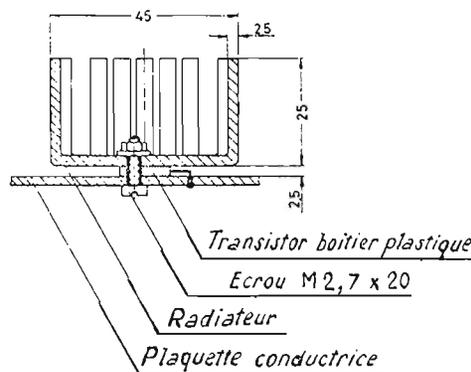


Fig. 3

à pouvoir relier les deux transistors finaux entre eux sur leur collecteur. Cet arrangement permet de disposer les deux transistors sur un même radiateur commun sans intercaler des pièces isolantes. Il en résulte que le radiateur se trouve au même potentiel que la sortie de l'amplificateur ; par conséquent, on ne peut pas le mettre à la masse.

encore le réglage du courant de repos. Après cela, échanger l'ampèremètre contre le fusible, et après 5 autres minutes, effectuer à nouveau le réglage de la symétrie.

N'ayant pas choisi pour les deux transistors d'entrée deux éléments appariés, il est possible de ne pas pouvoir réaliser le réglage de la symétrie. Dans ce

cas, on obtient le résultat recherché en interchangeant les deux transistors.

Après les opérations de réglage, l'étage final est prêt à fonctionner et peut être relié aux haut-parleurs.

LES MESURES

On doit s'intéresser particulièrement au comportement thermique du circuit en raison du fait que l'amplificateur possède des couplages en continu. Pour vérifier ce point, le courant de repos de l'étage final et la symétrie ont été observés pendant que l'amplificateur fonctionnait dans un simulateur thermique. A l'intérieur d'une gamme de température de 20° C à 70° C, le courant de repos a varié au maximum de 10 % de sa valeur à 20° C. L'écart maximal de symétrie était de 2 mV.

Dans le cas d'une forte tension d'attaque, entraînant une forte augmentation de la puissance dissipée, l'accroissement du courant de repos atteignait 25 mA. Cependant, le courant de repos reprenait rapidement sa valeur initiale grâce à la faible capacité thermique qui caractérise cette installation.

maine audible, linéaire et s'étend de 20 Hz à 20 kHz. Le facteur de distorsion harmonique n'est pas moins favorable que dans le cas d'autres amplificateurs comparables (environ 0,5 %).

La puissance de sortie disponible dépend de la charge, qu'on peut d'ailleurs modifier dans de larges limites. Dans le cas de la résistance de charge la plus petite admissible, 5 Ω, et avec une tension de sortie sinusoïdale on a obtenu 20 W. Dans le cas d'une commande en rectangulaire, c'est-à-dire d'un signal ayant une proportion élevée d'harmoniques, la puissance de sortie maximale est de 40 W. L'amplificateur de tension de l'ensemble amplificateur dépend du circuit de contre-réaction et est pour le circuit en figure 2A $V_u = 13$. Par conséquent, on a besoin d'une tension d'entrée de 0,67 V pour obtenir le volume maximal d'amplification.

Dispositif électronique de sécurité. — Le circuit correspondant est représenté en figure 4.

Dans le cas d'une utilisation comme appareil électro-acoustique on peut se dispenser de l'emploi d'une protection électronique

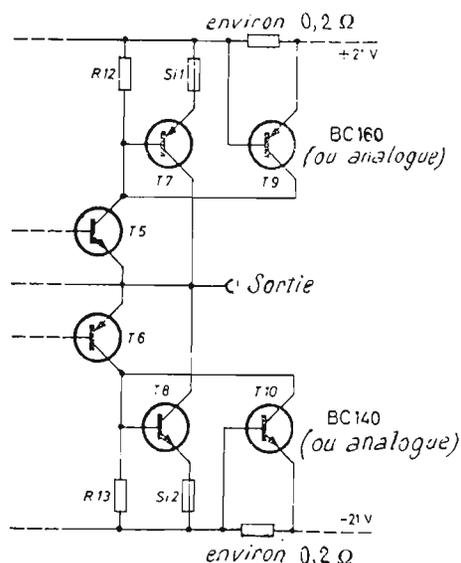


Fig. 4

En ce qui concerne la dépendance de la symétrie de la tension d'alimentation, les calculs ont donné un écart de symétrie d'environ $\pm 2,5$ mV pour une variation de ± 10 % de la tension d'alimentation. Une mesure effective a exactement confirmé cet état de choses.

La vérification à l'oscilloscope a permis de constater que l'amplificateur est limité symétriquement par un signal excessif. Il est donc garanti que le point de travail ne se déplace pas exagérément même lorsque la tension d'attaque est trop grande.

La courbe caractéristique de l'amplificateur est dans le do-

contre les courts-circuits parce que les bornes de sortie n'étant pas continuellement accessibles le danger de court-circuit est faible. Mais pour les applications différentes de la précédente, le dispositif électronique de sécurité peut présenter un intérêt.

La qualité de l'amplificateur ressort du fait que selon son réglage, après plusieurs mois de fonctionnement aucune modification des caractéristiques ne s'est révélée au cours des mesures et qu'un ajustage supplémentaire du circuit n'était pas non plus nécessaire.

FRANÇOIS ABRAHAM
Bibliographie : Funk-Technik.

RÉAGISSEZ VITE...

avant que votre calvitie (naissante) ne devienne désespérée !

cet homme sera chauve avant peu ...à moins que !



...à moins que, comme des milliers d'hommes et de femmes, il ait l'occasion d'éprouver les bienfaits du Protéovit, à base de protéines issues du soja, et son pouvoir extraordinaire pour résoudre les problèmes capillaires les plus courants comme les plus rares.

CE QUE TOUTE PERSONNE (PLUS OU MOINS GRAVEMENT ATTEINTE) PEUT ATTENDRE DU PROTÉOVIT ?

Voici quelques témoignages, parmi des centaines d'autres visibles aux Bureaux du L.C.S., qui vous diront d'une façon vivante ce que vous pouvez attendre des applications du PROTÉOVIT, et vous montreront son efficacité dans les cas les plus variés, parfois graves et désespérés :

De M. G. G. 37-FERRIERE
Voici 3 semaines que je me sers de "PROTEOVIT" et étant fort satisfait de l'action réelle sur la repousse dont j'aperçois un résultat de jour en jour plus étonnant veuillez m'envoyer un grand modèle.

De M. S. V. 10-LA SOULSOTTE
On peut constater au bout de trois semaines l'apparition très nette de nouveaux cheveux fins.

De M. G. L. 06-CANNES
Votre traitement a une action réelle sur la repousse. Veuillez m'envoyer immédiatement un Grand Modèle.

De M. B. M. B. 68-MANNHEIM (République Fédérale Allemande)
Votre produit est très utile avec des résultats très nets. Veuillez m'adresser un renouvellement.

De M. G. P. 75-PARIS - Bureau Central Naval
J'ai essayé de nombreux produits et dépensé beaucoup d'argent, hélas sans résultat... après avoir suivi votre traitement, j'obtiens "ENFIN" satisfaction...
De M. S. V.
10-NOGENT-sur-SEINE
Comme vous le dites : on peut constater au bout de trois semaines l'apparition très nette de nouveaux cheveux fins...
De M. C. de G. 75-PARIS 16^e
...Enfin, j'ai trouvé une firme sérieuse diffusant un produit sérieux. Jusqu'à présent, j'avais eu à faire à des marchands, et aucune de leurs mixtures n'a jamais eu le moindre effet.

COMMENT AGIT LE PROTÉOVIT ?

Chaque cheveu tire chaque particule de sa substance du mécanisme complexe de la circulation du sang. Pour devenir complètement sain et normal, le cheveu atrophie mais toujours vivant, doit être nourri au niveau de sa racine même. Le Protéovit, en accélérant et en complétant l'action de la circulation du sang, apporte précisément au bulbe (source du cheveu) les substances nécessaires à sa régénérescence et à son regain de vie : la cystéine, riche en soufre et certains "catalysts" organiques, riches en vitamines et en protéines. Parallèlement le Protéovit tue les microbes qui s'attaquent au bulbe et détruit toutes les impuretés, condition primordiale de la régénération.

RÉSULTATS RAPIDES, SINON VOTRE ARGENT VOUS SERA REMBOURSÉ

Les chimistes qui ont découvert le Protéovit sont tellement persuadés de la puissance revitalisante de leur procédé qu'ils s'engagent à rembourser intégralement le prix du traitement, sans aucune discussion, dans le cas où, au bout de 20 jours, suivi avec soin, il se serait révélé inefficace.

RENSEIGNEZ-VOUS AVANT DE PRENDRE UNE DÉCISION !

Agissez sans le moindre risque et demandez aux Laboratoires L.C.S. de vous documenter largement sur la composition et les effets du Protéovit. Ne tardez pas, c'est absolument gratuit. Découpez ou recopiez le coupon ci-dessous.

COUPON GARANTI

■ Veuillez m'adresser, sans aucun engagement de ma part, votre documentation et votre bon d'essai avec garantie totale de remboursement en cas d'insuccès.

mon nom

mon adresse

A adresser aux Laboratoires L.C.S.
(Serv. HP.7) - 06-MOUGINS

(Lancer 3 timbres)

AVERTISSEUR DE DÉFAUT D'ÉCLAIRAGE ARRIÈRE

NOUS ne pensons pas qu'il soit nécessaire de rappeler les risques que peut prendre un conducteur lorsqu'il circule avec une signalisation « stop » qui ne fonctionne pas. Il est déjà parfois difficile de s'arrêter suffisamment à temps lorsque le véhicule qui vous précède freine brutalement; mais généralement, lorsque de surcroît, l'attention du conducteur suiveur n'est pas attirée par l'éclairage des feux « stop », cela aboutit à l'inévitable télescopage... Ce qui est très ennuyeux pour le véhicule suiveur, mais l'est tout autant pour le véhicule suivi.

C'est une raison largement suffisante pour veiller au bon fonctionnement des feux « stop » qui doivent s'éclairer dès que le conducteur touche la pédale de frein. Malgré les visites périodiques, des contrôles fréquents, il n'en reste pas moins qu'une ampoule des feux « stop » peut griller brutalement (en cours de route, par exemple). Naturellement, si la voiture est munie de deux feux « stop », le risque est diminué de moitié; car il est assez rare que les deux ampoules soient détruites en même temps. Mais si le véhicule ne comporte qu'un feu de « stop », ce sont immédiatement les risques de collision que l'on endosse!

En tout état de cause, il est donc intéressant que le conducteur soit rapidement averti si, lorsqu'il freine, aucun éclairage « stop » ne fonctionne.

Dans le même ordre d'idée, on connaît également le danger qu'il y a à rouler sans éclairage arrière ou sans clignotant arrière (indicateur de changement de direction).

Le petit dispositif décrit ci-après peut renseigner immédiatement le conducteur sur le non-fonctionnement des diverses signalisations arrières de son véhicule. Nous allons examiner le montage dans le cas de la signalisation « stop »; mais des dispositifs identiques pourront être également installés sur les autres circuits que nous venons d'indiquer.

Le schéma de ce système est représenté sur la figure ci-dessous (section encadrée par un trait mixte). Lorsque le ou les feux « stop » ne fonctionnent pas pour une raison quelconque (ampoules grillées, mauvais contact de l'interrupteur commandé par la pédale de frein, mauvais contact dans une douille, etc.), le conducteur voit aussitôt s'allumer un voyant à son tableau de bord.

Le cœur du montage est constitué par un relais miniature à lames souples (1 contact travail à ILS150) type 150R12-176 de la C.I.F.T.E. (1), pour 12 V. Desus le relais, on bobine 6 tours de fil de cuivre émaillé de 16 ou 20/10 de mm (enroulement en trait gras sur notre dessin).

Ce bobinage additif est connecté en série dans le conducteur d'alimentation allant de l'interrupteur de la pédale de frein aux ampoules « stop » (après avoir sectionné ce conducteur, bien entendu); en conséquence, ce bobinage est parcouru par une intensité qui dépend de l'éclairage de l'ampoule (ou des ampoules) « stop ». Le bobinage auxiliaire produit donc un champ magnétique proportionnel à cette intensité, champ magnétique qui vient s'ajouter à celui créé par la bobine normale d'excitation du relais.

En appuyant sur la pédale de frein, l'intensité nécessaire aux

ampoules « stop » traverse la bobine auxiliaire, et en même temps on applique le courant sur le dispositif. On règle alors l'intensité traversant normalement la bobine d'excitation du relais par l'intermédiaire de la résistance R_1 de 25 k Ω afin d'obtenir la fermeture des contacts du relais. Pour ajuster cette résistance, on débute à contacts ouverts (ampoule témoin indicatrice du dispositif éclairée); puis, on règle doucement cette résistance jusqu'à la fermeture des contacts et l'on s'arrête aussitôt (ampoule témoin indicatrice éteinte).

Dès lors, si l'ampoule « stop » (ou l'une des ampoules) ne s'éclaire pas, le champ additif créé par l'enroulement auxiliaire n'est plus suffisant pour provoquer le fonctionnement du relais. L'ampoule témoin indicatrice du dispositif s'illumine.

Pour la vérification du bon fonctionnement de l'ensemble, on simulera une panne, par exemple en ôtant provisoirement une ampoule « stop ». La manœuvre de la pédale de frein doit alors entraîner l'éclairage de l'ampoule témoin indicatrice; en remplaçant l'ampoule « stop », l'ampoule indicatrice doit s'éteindre. Dans la négative, retoucher le réglage de la résistance ajustable R_1 de 25 k Ω . Toutefois, pour obtenir un fonctionnement correct, il importe que

le champ créé par la bobine auxiliaire s'ajoute à celui de la bobine d'excitation normale du relais. En conséquence, on pourra être amené à rechercher le sens de branchement de la bobine auxiliaire; le cas échéant, inverser les fils aboutissant à cette bobine. Reprendre alors le réglage de la résistance ajustable R_1 .

De même, si l'intensité consommée par les ampoules à contrôler était importante, on pourrait être amené à réduire le nombre de tours de la bobine auxiliaire afin d'obtenir le réglage possible par la résistance R_1 , comme nous l'avons exposé.

Examinons le reste du schéma. La commutation de l'ampoule témoin indicatrice est effectuée par un transistor double Darlington du type 2N5306 de la G.E.C. (2); on doit pouvoir aussi utiliser le type double Darlington 2N999 de la S.E.S.C.O.S.E.M. (3). Bien que nous n'en ayons pas fait l'essai, nous pensons qu'il doit être possible également d'employer un classique transistor simple NPN, par exemple du type BSX61.

Dans le circuit de base du transistor, la résistance R_2 et le condensateur C_2 provoquent un retard de l'ordre de la seconde. L'ampoule indicatrice (12 V - 0,1 A) est intercalée en série dans le collecteur.

Lorsqu'on appuie sur la pédale de frein, la tension de 12 V est

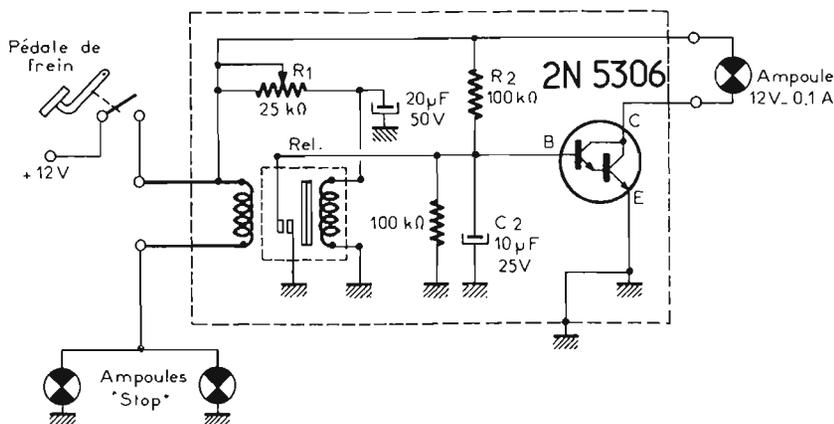


Fig. 1

appliquée à R_2 et le condensateur C_2 se charge. Après une seconde, l'ampoule indicatrice s'allume, à moins que le relais ne soit en position « contacts fermés » ; dans ce cas, en effet, la base est reliée à la masse, le transistor ne conduit pas, et l'ampoule indicatrice ne s'allume pas.

Comme nous l'avons dit, il est évident qu'un montage du même genre peut s'intercaler aussi dans le circuit d'éclairage-arrière du véhicule. Même remarque également en ce qui concerne le circuit d'alimentation des ampoules arrière du clignotant (indicateur de changement de direction) : dans ce dernier cas, la constante de temps de retard de 1 s doit être respectée, voire augmentée en montant une capacité C_2 plus importante. En effet, la lampe témoin indicatrice du dispositif ne doit pas avoir le temps suffisant pour s'allumer durant les instants où l'ampoule du clignotant s'éteint.

L'ensemble des composants d'un tel dispositif se monte et se câble aisément sur une plaquette à trous (genre Veroboard) de 50 x 90 mm, le tout étant installé ensuite à l'intérieur d'un petit boîtier en aluminium de 100 x 55 x 45 mm. On prévoit deux bornes pour les connexions aboutissant à la bobine auxiliaire. Quant à l'ampoule témoin indicatrice, on peut la monter sur ce même boîtier ; mais bien souvent, il est plus commode de loger le boîtier près du circuit électrique intéressé (à contrôler) et d'amener deux fils supplémentaires au tableau de bord où l'on monte l'ampoule indicatrice dans un hublot (voyant rouge, par exemple).

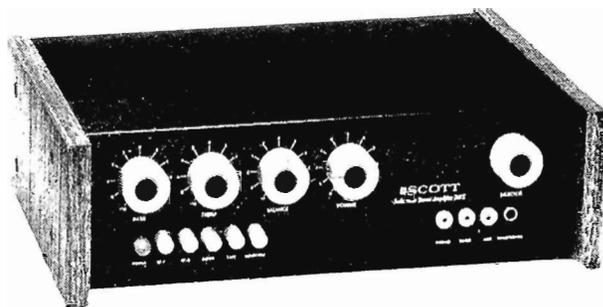
Roger A. RAFFIN.
(d'après Radio Electronics 08/71)

(1) C.I.F.T.E.E. 50, rue J.-P.-Timbaud, 92 Courbevoie.

(2) Comptoir commercial d'importation, 42, rue Etienne-Marcel, Paris (2^e).

(3) S.E.S.C.O.S.E.M., 101, boulevard Murat, Paris (16^e).

L'AMPLIFICATEUR SCOTT « S.230 »



C'EST dans la nouvelle gamme de la firme « Scott » que nous avons remarqué ce très bon amplificateur stéréophonique. Appareil de très bonne conception, le S.230 est appelé à équiper des chaînes de très bon niveau, répondant aux normes les plus sévères en la matière.

CONCEPTION GENERALE

Les circuits électroniques du S.230, qui ne réunissent pas moins de 25 transistors, tous au silicium, se caractérisent par une conception assez classique, mais extrêmement soignée, tant sur le plan théorique que sur le plan pratique.

Pour les entrées « bas niveau », des préamplificateurs d'égalisation sont prévus, munis de circuits de contre-réaction très bien « ajustés » aux sources utilisables. Les transistors utilisés sont tous à gain élevé et à très faible bruit.

Les préamplificateurs sont parfaitement soignés, et comprennent, outre les dispositifs de correction, balance et volume classiques, un filtre physiologique commutable d'une très grande efficacité. Les contrôles, bien que commandés ensemble, sont indépendants d'un canal à l'autre.

Les circuits amplificateurs proprement dits sont équipés d'étages préamplificateurs, de déphaseurs, et de transistors de puissance, sous boîtier « epoxy » montés en push-pull.

Tant pour l'alimentation que pour les étages de sortie, des condensateurs de valeurs importantes ont été choisis. Le système de distribution pour haut-parleurs est extrêmement perfectionné, permettant l'utilisation d'impédances variées (de 8 à 40 Ω).

CONCEPTION MECANIQUE

Les qualités de l'amplificateur S.230 se trouvent aussi présentes dans la conception mécanique. Après ouverture du coffret, opération assez longue, on découvre

un ensemble réalisé avec un soin rarement rencontré en électronique grand public. Par exemple : toutes les soudures sur les cosses des contacteurs sont vernies. Certaines résistances sont, pour éviter les risques de faux contacts, entourées d'une gaine plastique rapportée à la construction. Tous les composants sont soudés sur les plaques de circuit imprimé, sur une longueur de brin d'au moins 5 mm, repliée à plat sur la bande cuivrée, ce qui donnera obligatoirement une tenue dans le temps inégalable.

La figure 1 nous montre l'implantation des éléments dans le coffret.

Le transformateur d'alimentation, de grosse taille, est blindé sur toutes ses faces.

Fixée verticalement, à droite du coffret, se trouve la platine préamplificatrice d'égalisation. Son montage entre le châssis et une paroi métallique apposée à l'arrière de son circuit imprimé, lui assurent un blindage parfait, isolément indispensable pour un circuit à très grande sensibilité.

Les contacteurs, à poussoir et rotatif, sont placés sur la face avant de l'appareil. Le contacteur rotatif, qui sert à sélectionner les sources, est couplé à un groupe de voyants, qui permettent de contrôler sa position. La platine préamplificatrice-correctrice, et la platine amplificatrice finale, constituent les deux éléments principaux du montage. Des composants de tout premier choix y sont montés. Sur la face arrière, nous trouvons les prises de liaison, de type « R.C.A. » pour les entrées, et sous forme de bornes à vis pour les sorties haut-parleurs. Il existe également une sortie pour casque Hi-Fi, mais cette dernière est placée sur la face avant.

Les sécurités : Ce point, important sur un appareil de ce genre, et de ce prix, n'est pas non plus négligé. Un fusible haute tension alternative est placé sur le primaire du transformateur d'alimentation.

Dans le secondaire, on trouve un fusible pour le courant continu alimentant les circuits. Une prise de terre est placée sur la face arrière.

Nous avons noté aussi la position particulière du sélecteur de tensions d'alimentation (110, 220 V). Il se trouve à l'intérieur de l'appareil, ce qui pourra tout aussi bien être considéré comme un inconvénient ou un avantage. Un inconvénient, car pour effectuer un changement, il faut ouvrir l'appareil, mais aussi un avantage, car il élimine les manipulations fortuites. Les utilisateurs jugeront...

LES PERFORMANCES

Un appareil ainsi conçu ne peut réaliser que de bonnes performances, et notre examen ne nous a pas déçus. La puissance nominale atteinte sur chaque canal est de 15 W. En crête, chaque canal monte à 40 W. La distorsion, à puissance pleine, ne dépasse pas 0,5 %, la courbe de réponse, à ± 1 dB, s'étend de 20 à 20 000 Hz. Les correcteurs ont ± 12 dB d'efficacité, à 50 Hz dans les basses, et 10 000 Hz dans les aigus. Le rapport signal/bruit est de 65 dB.

Les entrées disponibles sont les suivantes :

- PU magnétique = 2,7 mV, 50 k Ω .
- PU céramique = 90 mV, 2 M Ω .
- Tuner et auxiliaire = 170 mV, 100 k Ω .
- Magnétophone = 280 mV, 15 k Ω .

La principale sortie pour haut-parleurs correspond à une impédance de 8 Ω .

Résumé des caractéristiques :

- Amplificateur stéréophonique.
- Puissance nominale 2 x 15 W.
- Alimentations = toutes tensions, en 50 ou 60 Hz.
- Dimensions = 356 x 191 x 114 mm.
- Poids = 5,4 kg.

Le S.230 est présenté dans un coffret en aluminium brossé, avec parois latérales en teck. La face avant peut aussi être noire, avec boutons clairs.

Notre conclusion : Le S.230 Scott est un très bon amplificateur, de fabrication très soignée. Cet appareil, aux performances excellentes, présente un rapport qualité/prix extrêmement intéressant.

Yves DUPRE.
N° 1 334 * Page 207

AMPLIFICATEUR STÉRÉO HI-FI

SCOTT 230-S

2 x 15 watts eff. à 8 ohms

Bande passante 20 à 20 000 Hz à ± 1 dB

PRIX: 865,00

**AUDIOCLUB
RADIO-STOCK**

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00

Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 à 19 h. Nocturnes tous les jeudis jusqu'à 22 h

Parking : 34, rue des Vinaigriers

C.C.P. PARIS 5 379-89

LA PLATINE DE MAGNÉTOPHONE SONY TC366

SONY, l'un des leaders de la construction électronique au Japon, présente une nouvelle gamme de magnétophones complets et de platines de magnétophones parmi lesquelles nous avons choisi d'étudier le modèle TC366.

Le modèle TC366 est une platine stéréophonique transistorisée à 4 pistes, conçue pour les amateurs de très hautes performances musicales.

Les caractéristiques spéciales du TC366 sont :

- Un filtre qui élimine la distorsion de modulation de la bande.
- Un suppresseur de bruit qui élimine le souffle à la lecture de bandes enregistrées.
- Un régulateur de tension de bande réduisant le pleurage.
- Un mécanisme d'arrêt automatique.
- Un sélecteur pour les bandes à très faible bruit et à haut niveau de sortie. Celles-ci peuvent être des bandes Sony SLH ou TDK.
- Mixage prévu entre les entrées ligne et microphone.
- Une ébénisterie inclinée conçue pour une utilisation verticale ou horizontale.
- Transistorisation intégrale au silicium.
- Alimentation stabilisée et régulée.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les performances de la platine de magnétophone Sony TC366 sont les suivantes :

- **Alimentation** : 100 V, 110 V, 117 V, 125 V, 220 V, 240 V, 50 ou 60 Hz.
- Le modèle disponible en Europe est du type « C », c'est-à-dire qu'il est muni d'un répartiteur multi-tensions.
- **Consommation** : 35 W.
- **Vitesses de défilement** : 19 cm/s, 9,5 cm/s et 4,75 cm/s.
- **Durée d'enregistrement** : 1 h 30 au total à 19 cm/s, enregistrement stéréo, bande de 550 m.
- **Bobines utilisées** : 18 cm maximum.
- **3 têtes** : 1 tête d'effacement, 1 tête d'enregistrement, 1 tête de lecture.
- **Moteur** : Appareil du type mono-moteur.
- **Pistes** : 4 pistes stéréo ou mono.



- **Rapport signal sur bruit** : ≥ 55 dB à la bande Sony SLH ; ≥ 52 dB avec la bande normale.
- **Distorsion harmonique** : 1,2 %, chiffre très intéressant pour un enregistreur-lecteur.
- **Réponses en fréquence** : 30 Hz à 20 kHz ± 3 dB à 19 cm/s.
- 30 Hz à 9 kHz à 4,75 cm/s.
- **Pleurage** : 0,09 % à 19 cm/s, 0,12 % à 9,5 cm/s, 0,17 % à 4,75 cm/s.
- **Fréquence d'effacement et de prémagnétisation** : ≈ 160 kHz.
- **Entrées** : Microphone : sensibilité - 72 dB soit 0,20 mV. Entrée auxiliaire ligne : - 22 dB soit 0,06 V.
- **Impédance d'entrées** : Microphone : tous les micros basse impédance de 200 à 600 Ω . Auxiliaire : 100 k Ω .
- **Sortie ligne** : 0 dB soit 0,775 V.
- **Impédance de sortie ligne** : 100 k Ω .
- **Sortie casque stéréo** pour une impédance de 8 Ω .
- **Niveau de sortie casque** : - 28 dB (30 mV).
- **Connecteur DIN enregistrement - lecture** : (Play/Record). Entrée : - 40 dB sur 10 k Ω ; sortie : ≈ 0 dB sur 100 k Ω .
- **Dimensions** : 416 (L) x 210 (H) x 376 (P) mm.
- **Poids** : 10 kg.

PRESENTATION

En position verticale, la platine magnétophone Sony a son

nous retrouvons sur le collecteur de Q_{102} . L'entrée auxiliaire (ligne) a - 10 dB soit 250 mV peut se trouver mélangée au niveau de la base de Q_{103} . Les potentiomètres R_{177} et R_{169} règlent respectivement les niveaux micros et ligne.

Le transistor Q_{103} sert d'étage tampon entre les préamplificateurs d'entrées et l'amplificateur d'enregistrement constitué des étages Q_{104} et Q_{105} .

B. - L'amplificateur d'enregistrement :

A la sortie du transistor Q_{103} monté en « émetteur - follower », c'est-à-dire à entrée haute impédance et sortie basse impédance, le niveau de modulation disponible par rapport à 0 dB c'est-à-dire 775 mV se trouve à - 40 dB (7,75 mV) sur la base de Q_{104} . La correction en fréquence selon les normes internationales NAB se fait par des éléments de contre-réaction placés entre le collecteur de Q_{105} et l'émetteur de Q_{104} .

L'inductance L_{101} et les divers condensateurs associés nous donnent la courbe amplitude/fréquence parfaitement adaptée selon chacune des 3 vitesses (19 cm, 9,5 cm et 4,75 cm/s).

Le potentiomètre R_{120} fournit l'équilibrage des niveaux avec R_{171} ; il est ainsi possible d'obtenir un équilibrage de niveau exact des canaux avant-bande et après-bande.

A la sortie de l'amplificateur d'enregistrement Q_{104}/Q_{105} , nous trouvons un complexe R.C. commutable qui module la courbe de réponse du système d'enregistre-

panneau avant légèrement incliné, ce qui facilite grandement les manipulations à la lecture et à l'enregistrement.

Toutes les commandes sont situées sur le panneau avant.

ETUDE TECHNIQUE

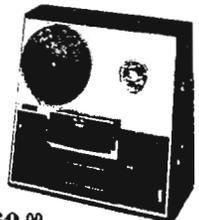
La figure 1 donne le schéma de principe complet de l'appareil. Nous pouvons le décomposer en plusieurs parties :

A. - Préamplificateur d'entrées (Voie 1) :

Le préamplificateur d'entrées comporte les étages préamplificateurs Q_{101} et Q_{102} utilisés pour amener le niveau de sortie du micro (0,775 mV) à un niveau plus important soit 180 mV que



NOUVELLE PLATINE MAGNETOPHONE STEREO
« TC 366 »



3 vitesses. 3 têtes. 4 pistes avec préampli de lecture. Fonctionne en position verticale ou horizontale.

Pré et post-contrôle de la bande. Arrêt automatique.

2 contrôles de niveau d'enregistrement. AUXI. et MICRO séparés. Sélecteur pour bande ordinaire et bande SLH. PRISE CASQUE stéréo. Bande passante : 30 à 20 000 Hz.

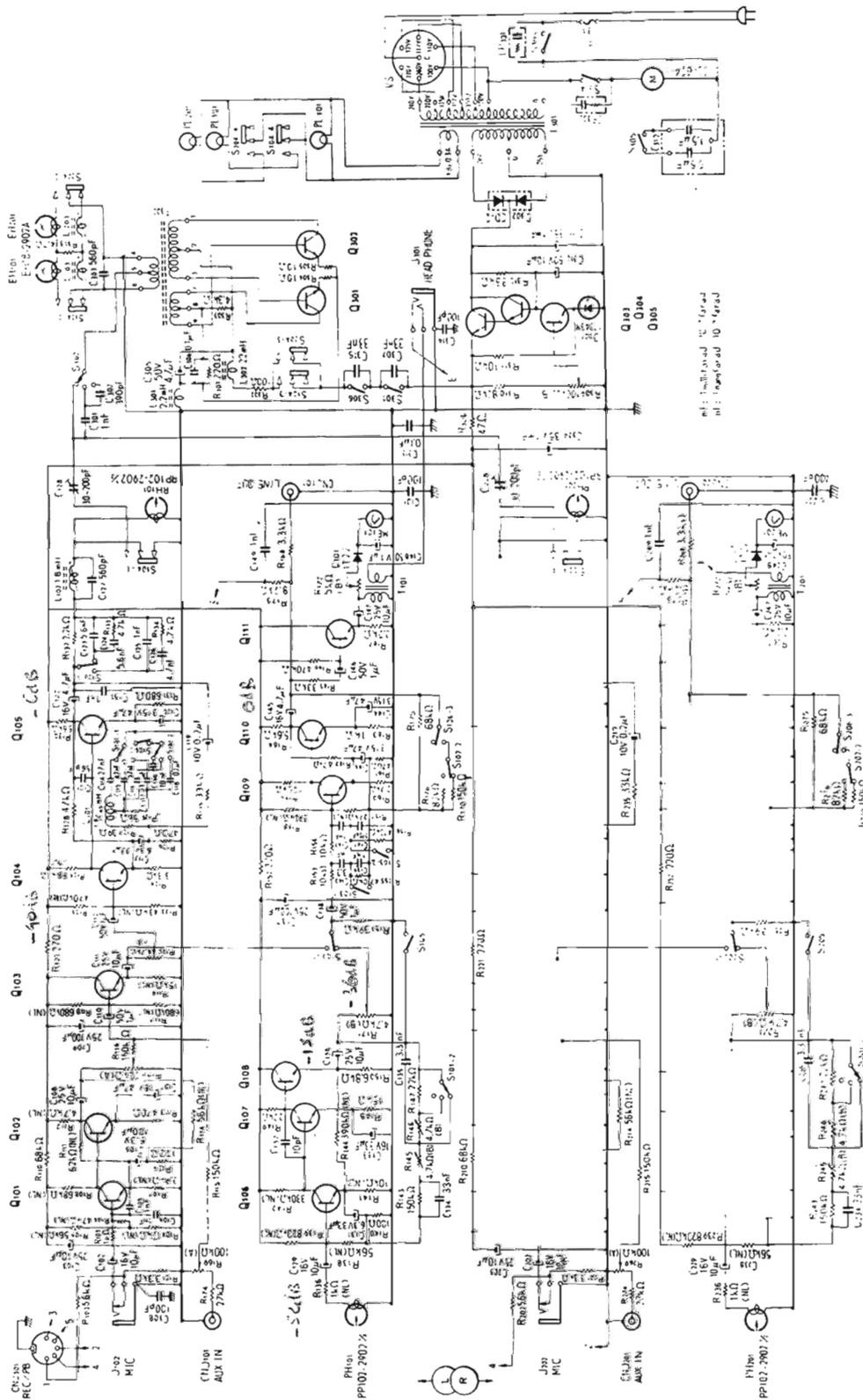
PRIX, avec capot plexi 1 660,00

Autres fabrications de la marque :

● TC 252. Stéréo. 4 pistes. 2 vitesses (2x4 W)	● TC 800 B. Portatif. 4 vitesses à servo-moteur 1 335,00
● TC 630 D. Platino 4 pistes. 3 têtes. 3 vitesses 2 438,00	
● TC 630. Avec ampli 2x20 W et baffles 3 143,00	

CIBOT 1-3, r. de Reuilly PARIS-XII^e

★ RADIO Voir pages 18 à 25



C. - L'oscillateur HF :

L'oscillateur équipant la platine TC366 Sony est un montage collecteur en push-pull, ce qui garantit un niveau de fréquences harmoniques très faible et un facteur de distorsion réduit à cause de la perfection de la forme, de l'onde HF de prémagnétisation et d'effacement.

La symétrie des ondes sinusoïdales HF est ainsi préservée et une magnétisation par champ continu de la tête d'effacement et de la tête d'enregistrement par des composantes continues est évitée de façon sûre. La fréquence des oscillations HF est de 160 kHz et est ainsi dans les normes caractéristiques des appareils semi-professionnels. Tout danger de battements et d'interférences lors d'enregistrements FM stéréophoniques est ainsi écarté.

Les transistors Q301 et Q302, avec le transformateur d'oscillation T302 forment l'oscillateur HF du type push-pull. Le couplage se fait pour chaque transistor entre base et collecteur. Les commutateurs S104 et S301/S306 mettent en service l'oscillateur en mono ou en stéréo, quel que soit le mode de fonctionnement adopté.

Un circuit à constante de temps R302-C305 évite le branchement de l'oscillateur sous forme d'impulsions, ce qui rend possible la transition reproduction/enregistrement sans claquement.

Le niveau de la tension HF de prémagnétisation est dosé selon la vitesse par S302 et affiné par un condensateur ajustable C128 de 30 à 200 pF.

L'impédance de la tête d'effacement est de 1,8 kΩ à 160 kHz.

D. - L'amplificateur de reproduction :

L'amplificateur de reproduction comprend 3 transistors Q106, Q107 et Q108 montés en liaison directe afin de ne pas provoquer de rotation de phase toujours déplaisante si l'on modifie la courbe de réponse par contre-réaction.

La tête de lecture d'impédance de 4,5 kΩ à 1 000 Hz est couplée à l'entrée du transistor d'entrée Q106/2 SC871 par une résistance série de 1 kΩ et un condensateur de liaison de 10 μF.

Une contre-réaction linéaire entre l'émetteur de Q106 et celui de Q108 est constituée par R144/390 kΩ.

Les circuits de correction en fréquence selon la vitesse sont placés en contre-réaction comme R144.

Le circuit RC parallèle : R143/C134 assure la correction des basses (3 180 μs). Les potentiomètres R145 et R146 assurent le

ment selon qu'il s'agit de bandes « Low noise SLH Sony » ou de bandes normales.

Entre le point de sortie de Q105 et la tête d'enregistrement, se trouve un circuit oscillant parallèle du type bouchon (L102 et C127) calé sur la fréquence de prémagnétisation de 160 kHz. La sortie

de ce circuit LC accordé est mise à la masse pendant la reproduction par les circuits de commutation enregistrement-lecture.

L'impédance de la tête d'enregistrement est de 45 Ω à la fréquence de 1 000 Hz.

A 1 000 Hz, sur le collecteur de Q105, nous trouvons 390 mV

soit - 6 dB par rapport aux 775 mV. Par rapport aux 45 Ω d'impédance de la tête, la résistance R132 de 2,2 kΩ représente un générateur de courant ; d'où modulation de la tête d'enregistrement à courant constant. Aux bornes de la tête, nous mesurons donc 7,75 mV (- 40 dB).

trace type de la courbe de reproduction amplitude/fréquence de telle sorte qu'en lisant une bande enregistrée selon le standard NAB entre 20 Hz et 20 kHz à 19 cm/s, l'on retrouve à la lecture (à la sortie de Q_{108}) un niveau pratiquement linéaire.

La tension de sortie de la tête de lecture est de 1,95 mV soit à 52 dB par rapport au niveau 0 dB (0,775 V) servant de référence. Sur l'émetteur de Q_{108} , nous trouvons 138 mV et sur le curseur du potentiomètre R_{171} d'équilibrage des niveaux, nous avons 12,4 mV, ce qui correspond au niveau disponible sur l'émetteur de Q_{103} dans l'amplificateur d'entrée.

Ainsi, à l'entrée de l'amplificateur de sortie ligne, nous trouvons toujours 12,4 mV; que le commutateur **Monitor** se trouve sur « Source » ou sur « Tape ».

E. — L'amplificateur de sortie « ligne » :

Dans la chaîne de reproduction, que nous soyons en lecture ou en enregistrement, la tension de sortie du TC366 est fournie par un amplificateur de ligne linéaire constitué des transistors Q_{109} et Q_{110} .

Entre l'entrée de l'ampli-ligne proprement dit et le commun du commutateur **Monitor**, Sony a disposé un **filtre passe-bas** (noise suppressor) éliminant toutes les fréquences supérieures à 9 kHz. Ce filtre est monté, entre base et émetteur de Q_{109} .

Sur le collecteur du transistor de sortie Q_{110} , l'amplitude du signal à 1 000 Hz est de 0,775 V soit le niveau 0 dB.

L'impédance de sortie ligne est de 100 k Ω quelle que soit la prise de sortie adoptée : DIN ou CINCH/RCA. Le niveau disponible à la prise DIN peut varier de -2 dB à -6 dB soit de 0,62 V à 0,385 V.

Avant de terminer cette étude, il faut expliquer la présence sur

l'amplificateur de reproduction des commutateurs S_{102-2} et S_{106-3} . L'analyse est la suivante :

— Sur la position « normal » du commutateur de sélection du type de bande employée, c'est-à-dire sur la position du schéma (Fig. 1), le gain de l'ampli de reproduction Q_{109} - Q_{110} n'est pas modifié que l'on soit (avec le monitor), en direct ou en lecture de bande.

— Sur la position « spécial », le gain de l'ampli de reproduction est diminué par augmentation du taux de contre-réaction entre collecteur de Q_{110} et l'émetteur de Q_{109} ; ceci afin d'éviter des déséquilibres des niveaux de sortie (entre source et bande) lorsqu'il est fait usage de bandes à haut niveau de sortie du genre Sony ou TDK.

F. — L'amplificateur du vu-mètre et de sortie casque :

La modulation injectée à la base du transistor Q_{111} , amplificateur du vu-mètre est prise à la sortie de l'ampli ligne par l'intermédiaire d'une résistance série de 33 k Ω et d'un condensateur de 1 μ F.

Le terme « amplificateur » est ici impropre car nous avons affaire à un émetteur-follower, donc de gain unité servant d'étage tampon entre la sortie ligne et le galvanomètre.

Sur l'émetteur de Q_{111} chargé par 2,7 k Ω , la modulation est envoyée :

— D'une part sur le transformateur d'adaptation de casque.

— D'autre part, sur le circuit redresseur (diode D_{101}) alimentant le vu-mètre.

Le degré de déviation du vu-mètre est étalonné en usine de telle façon qu'à 0,775 V de sortie, l'aiguille indique 0 dB. L'étalonnage est assuré par R_{172} .

L'impédance du casque est de 8 Ω .

G. — L'alimentation stabilisée :

L'alimentation de la partie électronique de la platine magnétophone Sony TC366, est particulièrement soignée. Nous remarquons en effet :

— Un transformateur à primaire multi-tensions : 100, 110, 117, 125, 220, 240 V donc, permettant une adaptation parfaite au réseau de l'utilisateur.

— Un système de régulation et filtrage électroniques constitué d'un transistor Q_{305} à potentiel d'émetteur fixé par une diode zéner et d'un amplificateur Darlington constitué des transistors Q_{304} et Q_{303} ; ce dernier étant un modèle de puissance.

La tension de sortie de +25,5 V continu est fixée par R_{309} .

H. — Le moteur :

Le moteur asynchrone synchronisé à déphasage par condensateur (1,5 μ F en 50 Hz et 1,5 μ F + 0,5 μ F, en 60 Hz) est le moteur idéal. Ce type de moteur présente l'avantage d'avoir une vitesse de rotation constante avec la fréquence et variant peu avec la fluctuation de la charge ou de la tension du réseau.

LES POSSIBILITES D'UTILISATION DU TC366

Les possibilités d'utilisation du magnétophone Sony TC366 sont étendues :

— **Enregistrement et lecture 4 pistes** en mono et en stéréo.

— **Enregistrement pour exercice de langue.** Le système d'enregistrement en mono sur les 4 pistes de ce magnéto permet d'enregistrer sur la piste 3 alors que l'on écoute la piste 1 en même temps. Cette caractéristique est idéale pour les étudiants de langue qui veulent écouter une leçon

enregistrée auparavant sur la piste 1 en même temps qu'ils enregistrent leurs réponses ou répètent la leçon sur la piste 3.

— **Mixage des entrées** avec, par exemple, un fond musical sur l'entrée ligne et un commentaire parlé sur l'entrée micro, le tout envoyé par l'ampli d'enregistrement.

— **Enregistrement son sur son (multiplay).** Ceci signifie un double enregistrement sur une seule piste d'une bande avec un signal précédemment enregistré sur une autre piste et d'un nouveau signal extérieur enregistré par les entrées micro. Cette commodité permet à une seule personne de jouer un duo ou un trio.

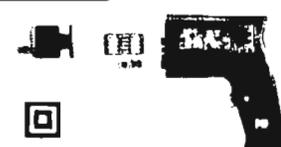
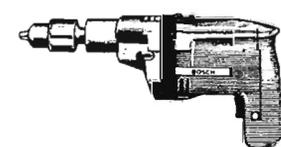
— Bien que cette possibilité ne soit pas notifiée par Sony, il peut être possible de faire de l'écho moyennant certaines adjonctions et modifications de la partie électronique. (En reliant par exemple une fraction de la tension de sortie de Q_{108} à l'entrée de Q_{104} !)

CONCLUSION

La platine de magnétophone Sony par sa constitution mécanique sans reproche et par sa partie électronique très élaborée peut constituer une source de modulation de haute qualité au même type qu'une bonne table de lecture de disques.

Nos essais n'ont porté que sur des plans sonores. La commutation **monitor** — pratique pour les comparaisons avant et après enregistrement — n'a pas permis de déceler des différences audibles de qualité avec la source (disques ou FM) et la lecture de la bande. D'un rapport qualité-prix favorable, la **platine Sony TC366** doit recueillir les faveurs des mélomanes avertis.

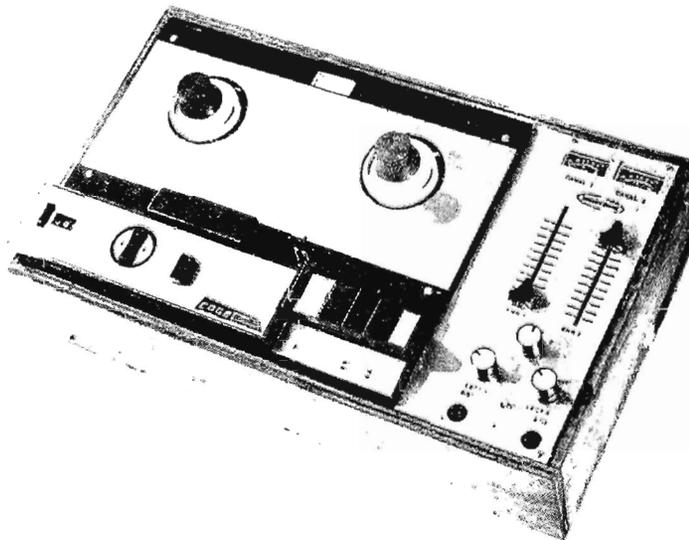
B. de MAURIS.

<p>● CHARGEURS DE BATTERIES ●</p>  <p>TOUS COURANTS 110 à 240 volts Pour batteries 6 et 12 volts CHARGE MAXIMUM : 8 ampères Protection par disjoncteur DIRUPTOR</p> <p>● GARANTIE 1 AN ●</p> <p>Dimensions : 220x170x140 mm Poids : 2,600 kg</p> <p>PRIX FRANCO 95 F</p>	<p>AEG</p>  <p>● PERCEUSES CONVERTIBLES ● Pour scier, poncer, percer le béton tailler les haies, etc.</p> <p>NOMBREUX ACCESSOIRES ADAPTABLES</p> <p>MATERIEL NEUF ET GARANTI</p> <p>SERVICE APRES VENTE</p> <p>Expéditons en Province</p>	<p>Bosch Combi</p>  <p>15% DE REMISE</p> <p>SUR TOUTES LES PERCEUSES ET ACCESSOIRES figurant sur les catalogues DE CES 3 GRANDES MARQUES MONDIALES</p> <p>Catalogue N° 3 contre 3 timbres pour frais</p> <p>OUTILLAGES SURPASS</p> <p>82, avenue PARMENTIER PARIS 11^e. Tél. 700.73.16 C.C.P. 12607-66 Paris</p>
--	--	---

LE NOUVEL ADAPTATEUR D'ENREGISTREMENT STÉRÉOPHONIQUE « RHAPSODIE STÉRÉO »

EN utilisant une petite platine à trois vitesses munie de trois têtes magnétiques 1/4 piste. Magnetic France a créé un adaptateur permettant le monitoring. La partie mécanique est bien entendue, livrée en ordre de marche, la partie électronique est livrée en kit.

Partie mécanique : Il s'agit d'une platine monomoteur à trois vitesses : 4.75, 9.5 et 19 cm/s : l'entraînement de la bande est assuré par un cabestan lié à un volant : un galet presseur pouvant se déplacer en hauteur vient prendre le mouvement sur l'un des trois étages de la poulie emmanchée au bout de l'axe moteur et le transmet au cabestan en rencontrant le bord du volant. Ce dispositif très classique est dérivé du mouvement



qui laissent un jeu suffisant pour permettre un chargement facile.

Pour terminer nous devons signaler l'astucieux dispositif d'arrêt qui stoppe l'appareil en fin de bande ou en cas de cassure. La commande du micro-switch est placée entre le cabestan et la bobine réceptrice, elle ne peut donc apporter aucun pleurage puisqu'elle ne touche la bande qu'après le cabestan.

L'ALIMENTATION

Le schéma I donne le détail du circuit d'alimentation, en ce qui concerne l'essentiel. Le moteur de la platine est alimenté en volts, le primaire du transformateur travaillant ici en auto-transfo. Cette solution permet d'alimenter l'appareil sur tous les réseaux avec une seule manœuvre pour ajuster la tension alternative d'alimentation.

Le transformateur a deux secondaires, l'un d'eux est simplement destiné à alimenter les lampes témoins. Une des lampes témoins s'allume dès que l'appareil est mis sous tension au moyen du contacteur/sélecteur de vitesse : c'est un petit voyant rouge minuscule placé entre les prises de sortie.

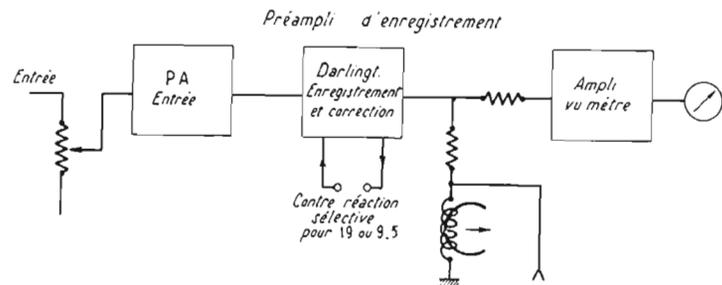


Fig. 1

positif qui permet un reboinage rapide avant. Cette mécanique est très simple, le nombre de pièces est limité donc on peut penser qu'elle sera fiable.

Les vitesses de reboinage ne sont pas très rapides, c'est d'ailleurs le défaut de presque toutes les platines monomoteurs. Nous avons mesuré 5 minutes 15 secondes pour le reboinage arrière et 5 minutes 35 secondes pour le reboinage avant avec une bande de 720 mètres (double

d'entraînement de la majorité des platines tourne-disques. Les fonctions de reboinage avant et arrière sont obtenues de deux façons et pour ce faire les axes sont munis de galets en matière plastique. Pour le reboinage arrière, la poulie vient prendre le mouvement sur la poulie moteur au moyen d'un léger déplacement du support bobine. Pour le reboinage avant, la tension de la courroie permettant l'entraînement différentiel pendant le défilement à vitesse normale est augmentée de façon considérable par un galet intermédiaire. La courroie qui peut glisser sur la poulie en défilement normal, se serre, elle ne peut donc glisser et on obtient ainsi un entraînement

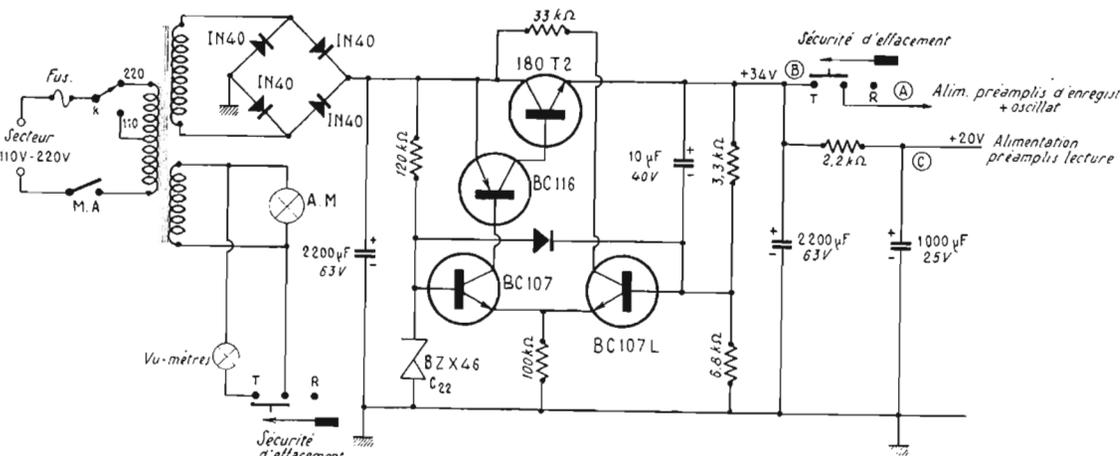


Fig. 3

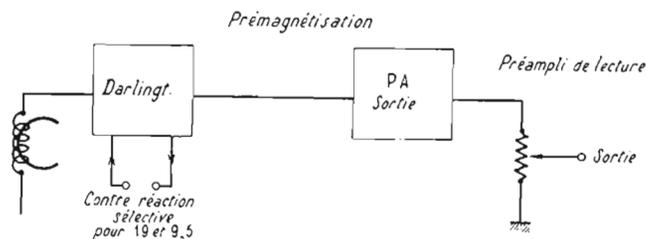


Fig. 2

durée). Le compteur est à trois chiffres, il permet un repérage relativement précis. Toutes les fonctions sont obtenues par des touches de grandes dimensions qui se manœuvrent d'avant en arrière en commandant des dispositifs mécaniques. Un vu-mètre placé entre les bobines n'est pas utilisé. Les bobines sont freinées à l'arrêt par des dispositifs efficaces mais

Les autres lampes témoins illuminent les voyants des vu-mètres d'enregistrement lorsque l'appareil est connecté sur cette fonction.

L'autre secondaire a pour fonction d'alimenter les circuits amplificateurs. Le redressement est assuré par un pont de quatre diodes. Un condensateur de 2200 μF filtre la tension à la sortie du redresseur. Mais cette

sure permet de le tarer. Il convient encore de jeter un coup d'œil sur le circuit d'alimentation des transistors et l'on voit que de nombreux condensateurs ont été utilisés pour parfaire le redressement et éviter des perturbations par les fuites de courant haute fréquence.

LE PREAMPLIFICATEUR DE LECTURE

Reprenant la même méthode d'analyse, nous avons établi un schéma bloc n° 4 qui est un résumé du schéma n° 3.

Le premier bloc d'amplification relié directement à la tête magnétique de lecture est constitué par une cascade de trois transistors (1 BC109 et 2 BC108). Le troisième transistor n'a aucun rôle d'amplification mais simplement un rôle d'adaptateur d'impédance.

La tension de contre-réaction sélective est prélevée sur l'émetteur du troisième transistor. Elle est donc en phase avec celle donnée par le collecteur du deuxième transistor. Il s'agit donc bien d'une contre-réaction. Le rôle des circuits de contre-réaction est ici non plus de remonter les aiguës mais au contraire de suramplifier les basses. Les circuits sont évidemment différents suivant qu'il s'agit d'enregistrement à 19 ou 9,5 cm, et ils sont mis alternativement en service.

A la sortie de ce bloc d'amplification on trouve encore un filtre passe-bas composé d'une self et de trois condensateurs. Le transistor de sortie est un BC108 dont il faut remarquer le circuit de polarisation de la base. Le circuit de l'émetteur de ce transistor est également très étudié. Il donne une contre-réaction ayant pour but de supprimer les extrêmes basses.

GENERALITES

L'appareil ne comporte aucun circuit correcteur de tonalité ac-

cessible. C'est normal. Le rôle d'un tel appareil est de restituer aussi fidèlement que possible après enregistrement, le courant qui est introduit à l'entrée.

Les préamplificateurs d'enregistrement sont équipés de deux potentiomètres à déplacement linéaire placés sous les vu-mètres, qui s'éclairent, avons-nous dit, lorsque l'appareil est sur la position enregistrement. Un commutateur permet l'enregistrement sur la voie de gauche, sur la voie de droite ou sur les deux voies simultanément.

La sortie de chacun des préamplificateurs de lecture se fait sur un potentiomètre (niveau 150 mV). On évite ainsi, par le réglage de ceux-ci de saturer les amplificateurs de reproduction. On peut aussi, grâce à l'indépendance des potentiomètres d'enregistrement et des potentiomètres de lecture équilibrer tous les niveaux, entrée et sortie. Pour en terminer, nous signalerons que la sortie comme l'entrée se fait non pas sur une seule prise mais sur deux. Ce qui permet en cas de sonorisation d'utiliser deux amplificateurs.

PERFORMANCES

Le constructeur annonce les performances suivantes en ce qui concerne la bande passante et le rapport signal/bruit.

30 - 16 000 Hz à ± 2 dB à 19 cm/s
30 - 13 000 Hz à ± 2 dB à 9,5 cm/s
30 - 8 000 Hz à ± 2 dB à 4,75 cm/s
Rapport signal/bruit non pondéré - 45 dB.

Ces résultats sont très honnêtes et sont ceux obtenus avec des appareils bien cotés sur le marché. Cette réalisation permettra à de nombreux amateurs de goûter les joies du monitoring. Il faut bien dire que tout enregistrement fait dans d'autres conditions est laissé au hasard. Seul un contrôle par la lecture de la bande pendant l'enregistrement permet de savoir si celui-ci est bon ou mauvais.

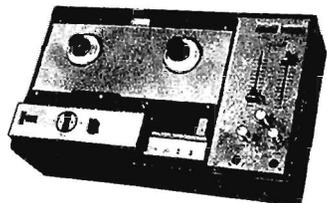
C.O.

NOUVELLE PRODUCTION «MF» ADAPTATEUR RAPSODIE STÉRÉO 3 TÊTES - 4 PISTES

COMPLÉT en ordre de marche sur socle 1 300 F
En kit 1 200 F

PARTIE ELECTRONIQUE pouvant S'ADAPTER sur toutes les platines.
En ordre de marche 700 F
En kit 600 F

DIFFERENTS MODULES ENFICHABLES
PA enregistrement 55 F
PA lecture 68 F
Oscillateur pour stéréo 65 F
Alimentation 105 F
Socle bois 70 F



MAGNÉTIQUE FRANCE

175, rue du Temple - Paris-3^e

Téléphone : 272-10-74

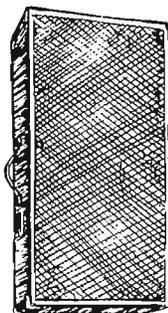
C.C.P. 1845-41 Paris

Voir publicité page 316

SONOR-IMPORT

présente

un choix unique de 450 appareils
la première gamme européenne
SON-IMAGE-LUMIERE
des milliers de références
les meilleurs prix du marché

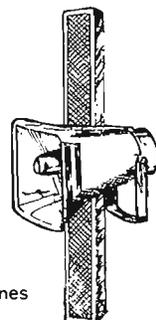


SONORISATION

MONO ET STÉRÉO

individuelle
de salle
de spectacle
discothèque
orchestre
cabaret
auditorium
plein air
piscine
patinoire
stade

industrielle
usine
atelier
entrepôt
commerce
gare
véhicule
bateau
éducative
audiovisuelle
recherche personnes

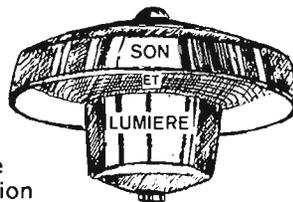


GELOSO



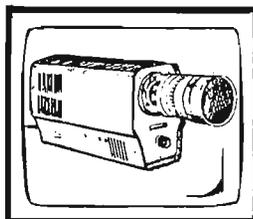
MUSIQUE D'AMBIANCE
petite - moyenne - grande surface
tous les systèmes de lecteur

5 modèles de lampadaires sonores sur pied et à suspendre 10 ans d'avance dans la conception son et lumière



sonorisation et éclairage (3000 à 24000 lumen) public et privé avenue - parc jardin - site front de mer piscine - plage

NESS



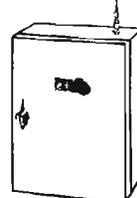
gamme complète caméras video et accessoires surveillance - contrôle observation - transmission

TALKIE WALKIE



radio-téléphone toutes puissances les plus grandes marques mondiales

BIP BIP



recherche de personnes VHF 1 à 210 postes portée 4 km

Services : commerciaux - techniques - études et réalisations
28 - 30, rue Mousset - Robert - 75 Paris 12^e Tél. : 628 24 24 et 344 59 57

EXPOSITION - DEMONSTRATION PERMANENTES

L'ÉQUIPEMENT H.F. MODERNE D'UN TÉLÉVISEUR

par A. LEFUMEUX

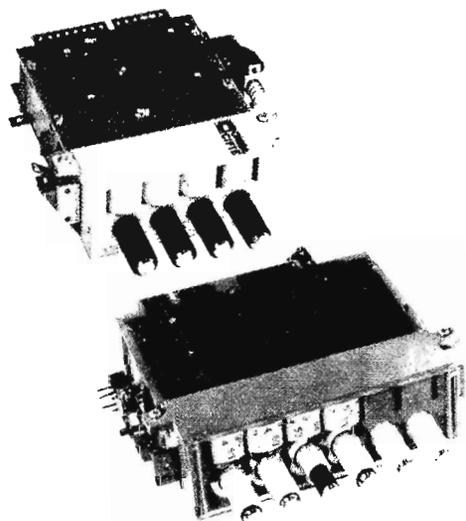
LA version moderne de l'équipement H.F. d'un téléviseur « noir et blanc » ou « couleur » comprend la sélection U.H.F./V.H.F. par diodes à capacité variable et la commutation par diodes associées à un sélecteur de programme. Dans le cadre de cette version Omega-Cifte propose, entre autres possibilités, deux solutions intéressantes :

— Les sélecteurs de canaux V.H.F. 1082 et U.H.F. 558 avec des sélecteurs de programme « 76 000 » de la gamme Sélectorama.

— Le sélecteur de canaux V.H.F./U.H.F. mixte 2023 avec également des sélecteurs de programme de la même gamme.

SELECTEUR DE CANAL V.H.F. 1082

Ce sélecteur remplace avantageusement l'ancien dispositif bien connu sous la dénomination de rotacteur. Comme celui-ci il permet la réception des émissions de



Sélecteurs de programme 7600 (cliché Thomson CSF)

télévision au standard français dans les bandes I et III que les canaux soient pairs ou impairs dans cette dernière bande. La sélection des bandes se fait par des diodes de commutation et l'accord des circuits est assuré par des diodes à capacité variable, ce qui permet une commande à distance par des tensions et courants continus. La figure 1 en donne le schéma de principe, on remarque les étages amplificateur, oscillateur et mélangeur à transistors, respectivement AF 239,

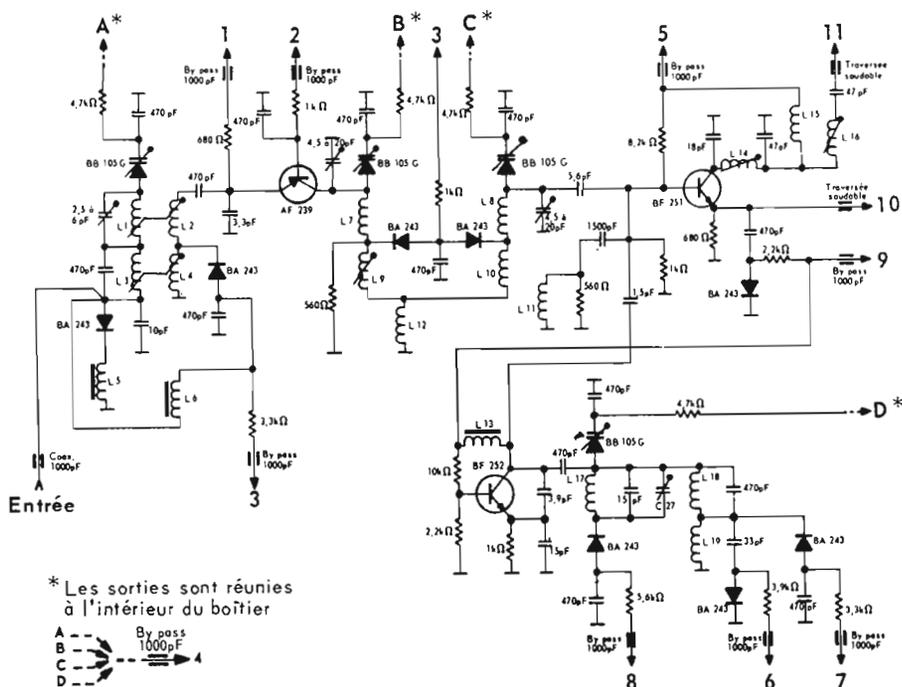
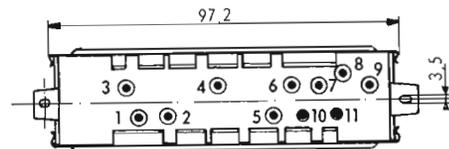
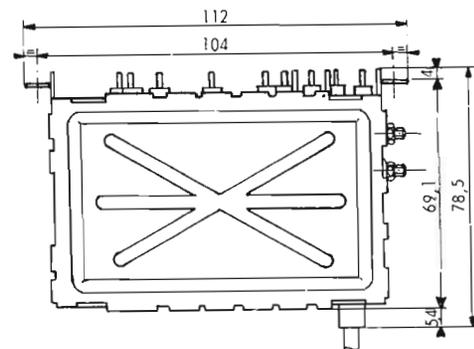
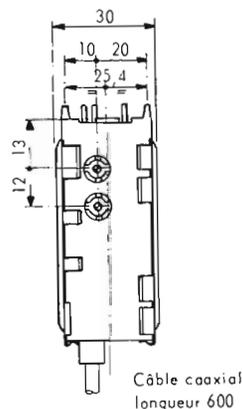


Fig. 1. — Sélecteur VHF 1082 : schéma général.



Perçage du circuit imprimé

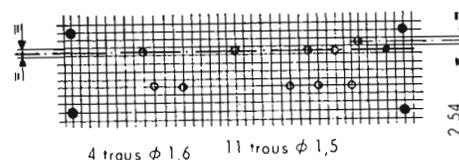


Fig. 2. — Sélecteur VHF 1082 : dimensions, branchement et perçage.

- 1 - Alimentation ampli. + 12 V.
- 2 - CAG
- 3 - Commutation filtre de bande et entrée
- 4 - Alimentation diodes à capacité variable 0 à 28 V.
- 5 - Alimentation mélangeur
- 6 - Commutation oscillateur B1
- 7 - Commutation oscillateur B3 impaire
- 8 - Commutation oscillateur B3 paire
- 9 - Alimentation oscillateur
- 10 - Entrée F1 - UHF ; test VHF ; injection F1
- 11 - Sortie F1

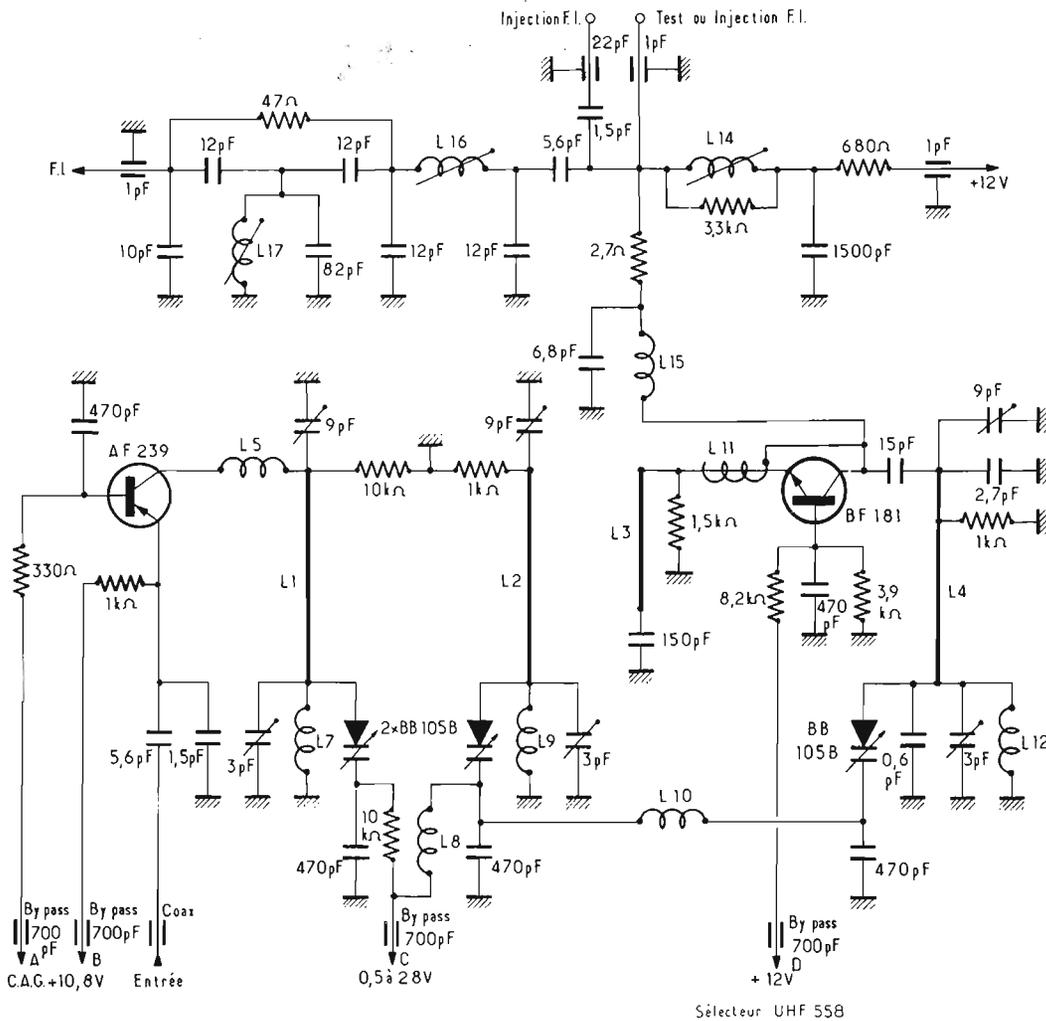


Fig. 3. - Sélecteur UHF 558 : schéma général.

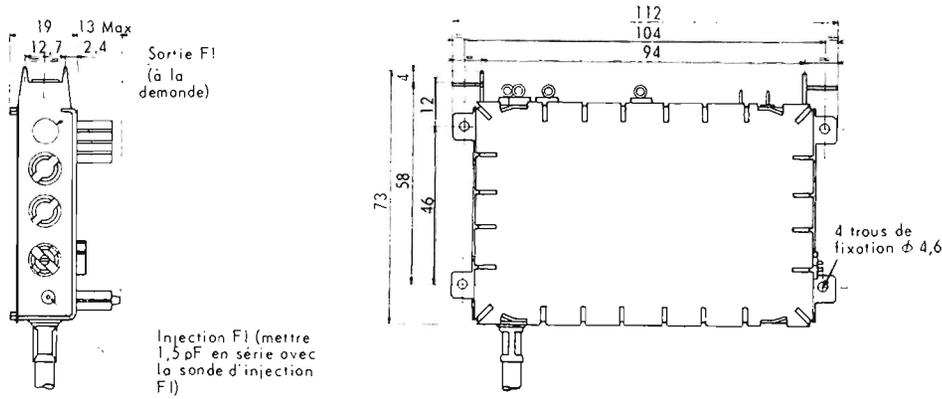


Fig. 4. - Sélecteur UHF 558 : dimensions.

BF 252 et BF 251. Les diodes de commutation du type BA 243 et les diodes d'accord (varicap), du type BB 105 G.

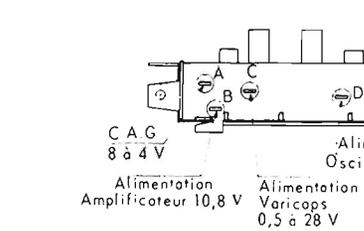
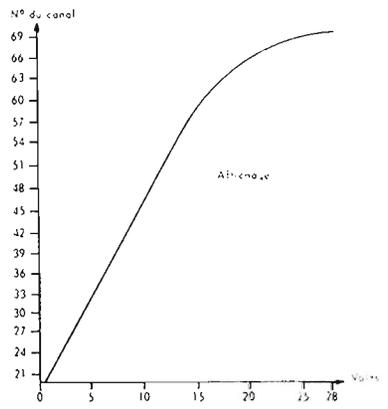


Fig. 5. - Sélecteur UHF 558 : sorties à cosses.

sont données par le tableau I. La figure 2 représente ce sélecteur, coté en millimètres, vu sous différents plans. Il est à noter que les sorties sont prévues pour circuits imprimés.

SELECTEUR DE CANAL U.H.F. 558

La figure 3 donne le schéma de ce tuner, type demi-onde, à deux étages : amplificateur et



Fréquence centrale de chaque canal en fonction de la tension de commande des diodes à capacité variable

Fig. 7. - Sélecteur 558.

oscillateur-mélangeur équipés des transistors AF 239 et BF 181. C'est un montage à lignes accordées par des « varicap » du type BB 121.

Mécaniquement le « 558 » fait l'objet de la figure 4 qui en donne les vues (de face et de côté avec les cotes d'encombrement. Plusieurs pattes sont prévues pour fixation sur châssis.

Disposé normalement avec sorties à cosses (Fig. 5) il peut être fourni sur demande pour circuits imprimés au plan de perçage de la figure 6. Les caractéristiques complètes figurent sur le tableau II. En complément la courbe représentée en figure 7 donne la fréquence centrale statistique de chaque canal en fonction de la tension de commande des diodes à capacité variable.

SELECTEUR DE CANAL V.H.F./U.H.F. MIXTE 2023

Ce sélecteur remplace, outre l'ancien rotacteur, le tuner U.H.F. classique. Il est la réunion d'un sélecteur V.H.F. et U.H.F. sous un même boîtier, c'est un assemblage délicat dont le mérite revient à l'équipe des ingénieurs du Groupe électronique de Bourgogne au sein d'Omega-Cifte. C'est d'ailleurs cette même équipe, conjointement avec les Laboratoires de mécanique d'Auxonne, qui a créé la gamme « Selectorama » que nous décrirons plus loin. Le « 2023 » permet la réception des bandes I et III (pairs et impairs). IV et V. Le changement de bande se fait par l'intermédiaire de diodes de commutation, l'accord des circuits par des diodes à capacité variable. Utilisé en U.H.F. ce

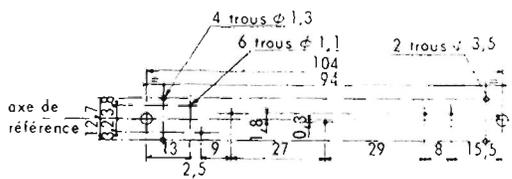


Fig. 6. - Sélecteur UHF 558. Plan de perçage pour circuit imprimé (modèle spécial).

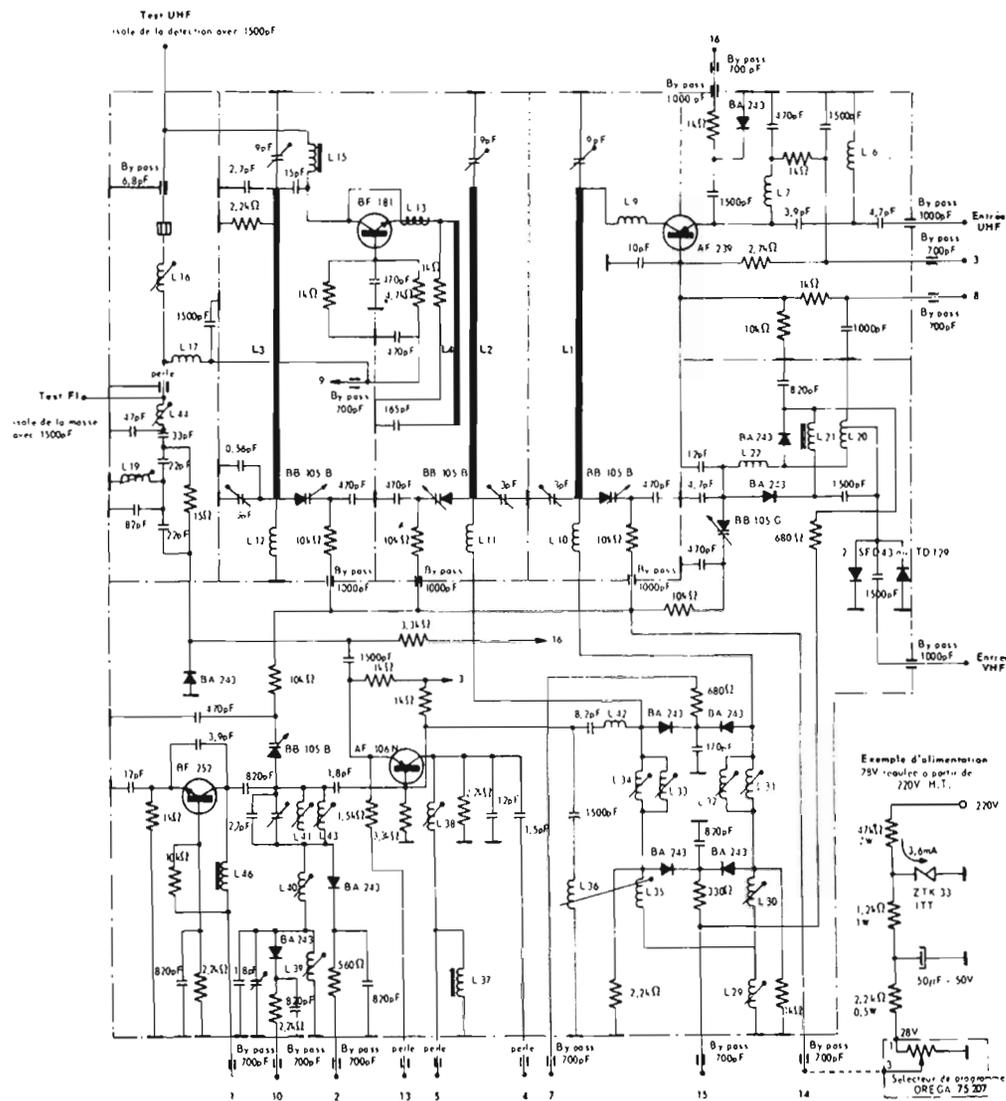


Fig. 8. — Sélecteur VHF/UHF mixte 2023 : schéma général.

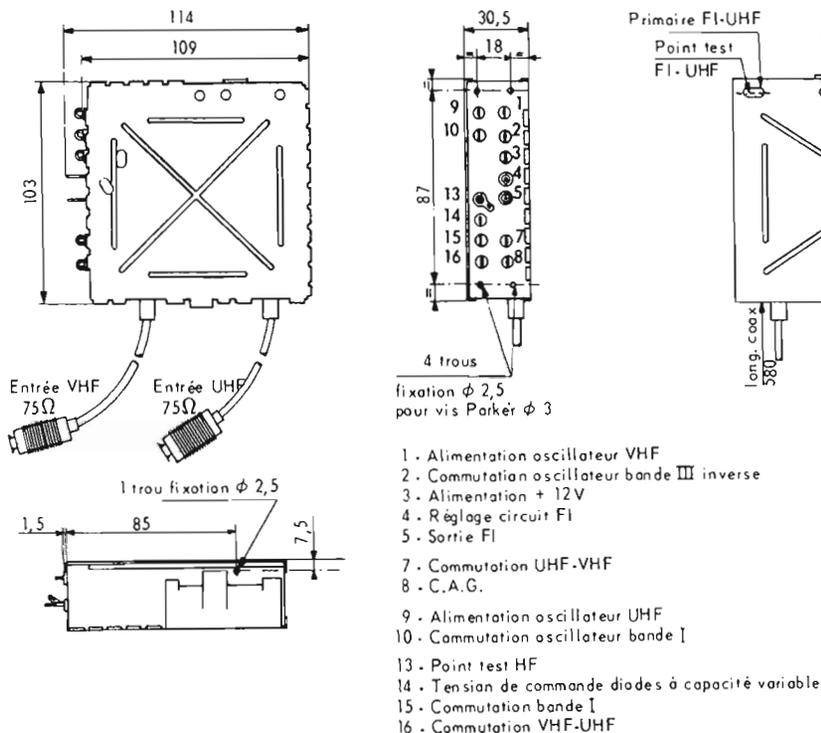


Fig. 9. — Sélecteur VHF/UHF mixte 2023 : à gauche, version circuit imprimé ; à droite, plan de perçage.

sélecteur comprend un réjecteur de 31,2 MHz en fréquence intermédiaire dont le rôle est double : protection contre un canal adjacent, amélioration du flanc droit de la courbe globale (flanc de Nyquist). De surcroît les prises d'antennes sont isolées pour utilisation sur les châssis reliés au secteur.

Le schéma de principe du « 2023 » fait l'objet de la figure 8, la figure 9 en donne disposition, cotes de branchement. Normalement prévu avec des sorties à souder pour câblage traditionnel il peut, sur demande être prévu pour circuits imprimés dont la disposition et le perçage correspondent à la figure 10.

SÉLECTEUR DE PROGRAMME A TOUCHES POUSSOIRS 76 000

Nous venons d'examiner les deux versions de sélecteurs de canaux proposés : V.H.F. 1082 avec U.H.F. 558 et V.H.F./U.H.F. 2023, qu'il nous faut maintenant combiner avec le sélecteur de programme 76 000.

Mais tout d'abord, qu'est-ce qu'un sélecteur de programme ?

C'est une ingénieuse combinaison électromécanique constituée par un corps métallique supportant les boutons-poussoirs et le système d'entraînement des fourchettes de contact plus deux plaques latérales (circuits imprimés) supportant les circuits de commutation des bandes et des émetteurs (pistes) (Fig. 11). Cette conception permet de diversifier les adaptations électriques. Le circuit de bandes, à gauche de la figure 11 est identique pour les modèles 4, 6 ou 12 touches. Il réalise la commutation des bandes I, III, III, U.H.F. sur les modèles U et V (rappelons que U et V sont les abréviations de U.H.F. et V.H.F.) et comporte un contacteur à 1 circuit, 4 positions, pour commander un éventuel affichage lumineux des bandes. Le circuit de pistes, à droite de la figure 11, comporte les pistes potentiométriques.

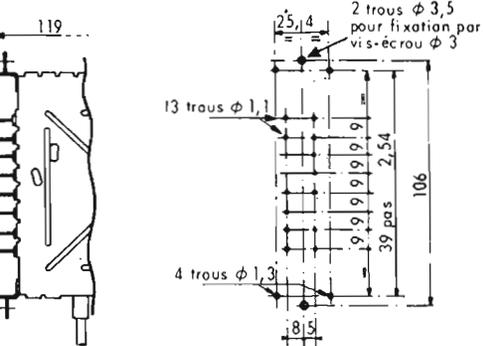
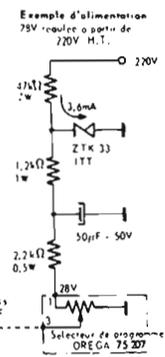


Fig. 10. — Sélecteur VHF/UHF mixte 2023 : à gauche, version circuit imprimé ; à droite, plan de perçage.

Tableau 1. - Sélecteur VHF 1082 : caractéristiques.

TRANSISTORS UTILISES	Amplificateur Mélangeur Oscillateur	BF 251 AF 239 BF 252
ALIMENTATION	- Tension d'alimentation des transistors - Tension de commande des diodes à capacité variable - Tension de commutation	+ 12,5 V ± 10 % + 0,5 V à 28 V ± 1/1000 + 12 V - 9 V ± 3 V
GAMME COUVERTE	Bande I Bande III directe et inverse	40 à 70 MHz 160 à 220 MHz
IMPEDANCE D'ENTREE		75 Ω non symétrique
LARGEUR DE BANDE HF à 0 dB		11,15 MHz
FREQUENCE FI	Image Son	28,05 MHz 39,2 MHz
REJECTION FI A L'ENTREE	Bande I Bande III	> 30 dB > 50 dB
REJECTION FREQUENCE CONJUGUEE		> 40 dB
GAIN 75 Ω / 75 Ω	Bande I Bande III	> 23 dB > 18 dB
CAG	Type Forward	20 dB de variation de gain pour une tension de CAG variant de 4,7 V à 7 V
TAUX D'ONDE STATIONNAIRE AU CIRCUIT D'ENTREE		< 3 %
FACTEUR DE BRUIT		≤ 8 dB
DERIVE DE L'OSCILLATEUR	La température ambiante étant de 25° C, mesure effectuée pour une augmentation de température de 25° à 15° C, à raison de 1° C par minute, sans tenir compte des deux premières minutes Pour une variation de la tension d'alimentation de ± 10 %	≤ 300 KHz ≤ 80 KHz

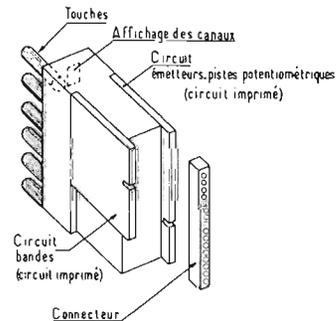


Fig. 11. - Sélectorama : aspect d'un modèle à 6 touches.

ques, les circuits de mise en service de ces pistes et un certain nombre de contacts ou d'inverseurs supplémentaires.

Pour nous résumer nous pouvons écrire que les sélecteurs de programme de la série 76 000 assurent les fonctions suivantes :

- Appliquer une tension continue variable (de 0 à 28 V) stabilisée au 1/1 000e sur les diodes d'accord.

- Appliquer des tensions et courants fixes sur les diodes de commutation des bandes.

- Commuter le standard de définition (625/819 L).

- Commuter la signalisation lumineuse (lampes Luciol de 12 V, 0,1 A).

- Eventuellement faire des commutations annexes (filtres et réjecteurs).

Comment fonctionne-t-il ? C'est ce que nous allons examiner en reprenant les fonctions dans l'ordre. Auparavant il nous faut décrire le seul organe de commande commun à ces fonctions : la touche-poussoir.

Une touche est composée de deux parties : bouton-poussoir et une jupe concentrique. La jupe

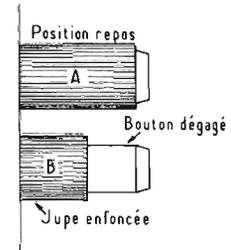


Fig. 12. - Sélectorama : bouton-touche.
A : au repos.
B : en service.

est une commande de commutation, au repos et par rotation elle peut prendre 8 positions mais ces positions ne deviendront efficaces qu'à la poussée car c'est à ce moment seulement que la jupe fera déplacer, dans le sens longitudinal, un train de contacts sur un circuit imprimé. Ces 8 positions correspondent à la sélection des bandes dans chacune des définitions.

Après avoir appuyé sur l'ensemble de la touche on constate que la jupe reste enfoncée et bloquée sur la position choisie alors que le bouton central, dégagé sur 12,5 mm revient dans sa position initiale (Fig. 12 A et B). Il est alors possible de tourner le bouton central dont la rotation permet la commande très démultipliée d'un curseur qui se déplace longitudi-

Tableau 2. - Sélecteur UHF 558 : caractéristiques.

ALIMENTATION	- Tension d'alimentation des transistors - Tension de commande des diodes à capacité variable	+ 10,8 V ± 10 % + 0,5 V à 28 V ± 1/1000
FREQUENCE DE RECEPTION		453 à 862 MHz
IMPEDANCE D'ENTREE		75 Ω non symétrique
FREQUENCE FI	- Image - Son	32,7 MHz 39,2 MHz
CIRCUIT DE SORTIE FI	Primaire, secondaire et réjecteur 3120 dans le boîtier	
CAG	Type Forward	20 dB de variation de gain pour une tension de CAG variant de 8 à 4 Volts
REJECTION FI A L'ENTREE		> 40 dB
REJECTION FREQUENCE CONJUGUEE		> 40 dB
GAIN EN PUISSANCE (75 Ω / 75 Ω) Valeur moyenne	- 470 MHz - 650 MHz - 860 MHz	19 dB 17 dB 18 dB
TAUX D'ONDE STATIONNAIRE AU CIRCUIT D'ENTREE		< 3 %
FACTEUR DE BRUIT Valeur moyenne	- 470 MHz - 650 MHz - 860 MHz	6,4 dB 8,5 dB 9,3 dB
DERIVE DE L'OSCILLATEUR	La dérive en température étant de 20 à 45° C, mesure effectuée pour une augmentation de température de 1° C par minute sans tenir compte des deux premières minutes	< ± 500 kHz

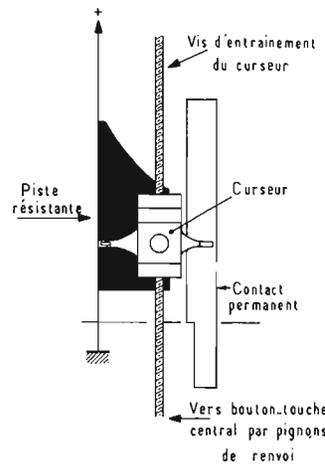


Fig. 13. - Sélectorama : détail d'une piste. Le curseur entraîne aussi la bande d'affichage, non figurée ici.

nalement, d'une part sur une piste résistante, d'autre part sur une bande de cuivre prise de contact sur le second circuit imprimé (Fig. 13). Ce curseur prélève sur la piste la tension nécessaire à une diode à capacité variable ce qui

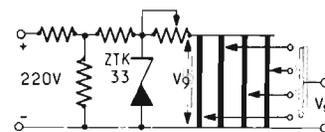


Fig. 14. - Sélectorama : schéma d'un jeu de pistes.

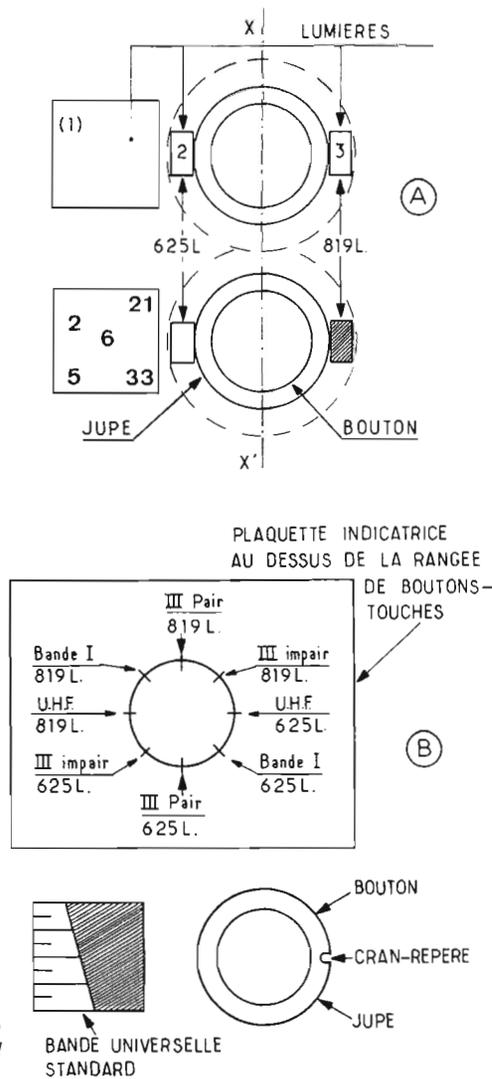


Fig. 15. - Signalisation des bandes et du standard de définition.

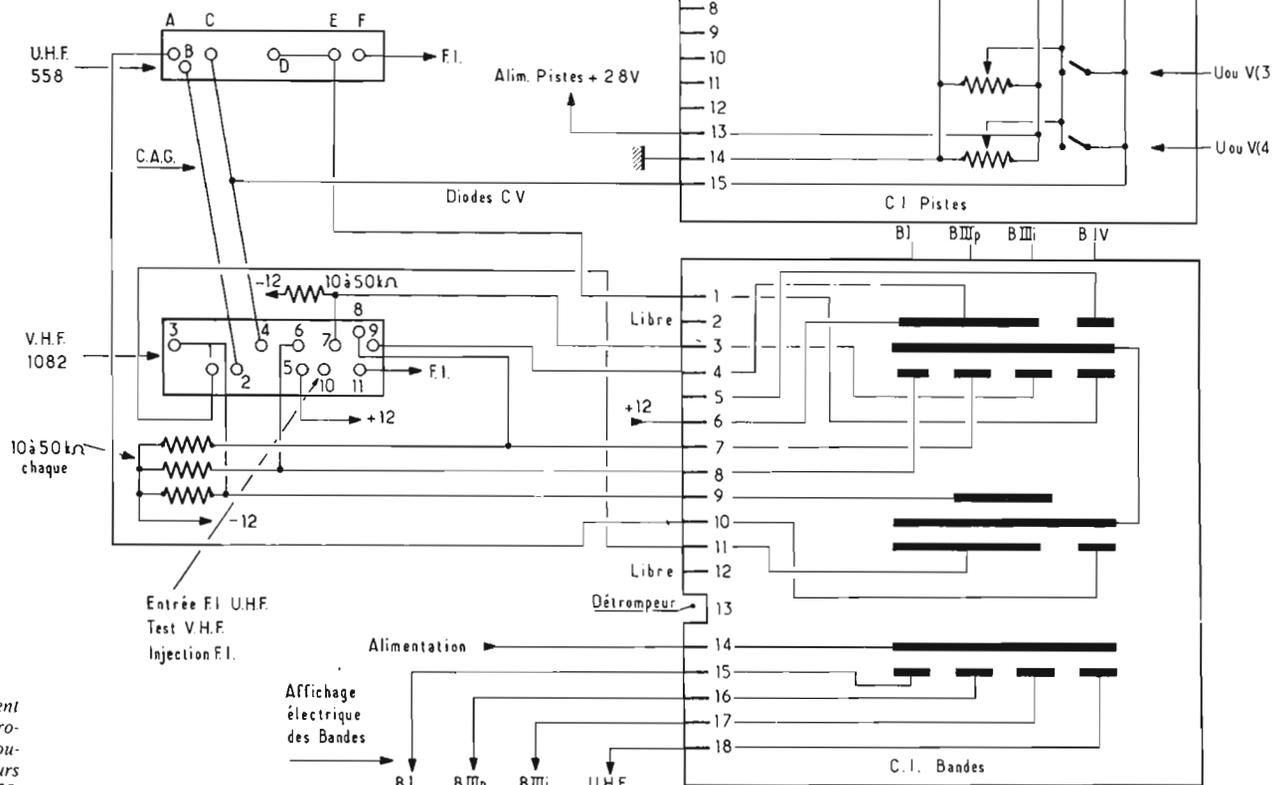


Fig. 16. - Raccordement du sélecteur de programmes 76-115 (4 touches) avec les sélecteurs VHF 1082 et UHF 558.
Page 218 * N° 1 334

permet le choix d'un canal, en outre il entraîne la bande d'affichage pour le repère des émetteurs (voir plus loin).

Ceci est la partie mécanique du sélecteur de programme : que va-t-il se passer sur le plan électrique ?

Réglage des circuits d'accord : Certes le but de cet article n'est pas d'exposer la théorie des diodes à capacité variable (ou varicap) aussi nous bornerons-nous à rappeler que ces diodes remplacent les condensateurs variables dans la fonction accord des circuits. Lorsqu'on applique une tension variable et de sens convenable à ces diodes leur capacité varie dans le même rapport suivant une courbe exponentielle. Dans le cas présent on dispose d'une source continue de 28 V, rigoureusement stabilisée (voir schéma de l'alimentation en bas et à droite de la figure 8) que l'on applique aux bornes des pistes des potentiomètres et c'est précisément le bouton central du poussoir, comme nous l'avons vu plus haut, qui est chargé du réglage de cette tension

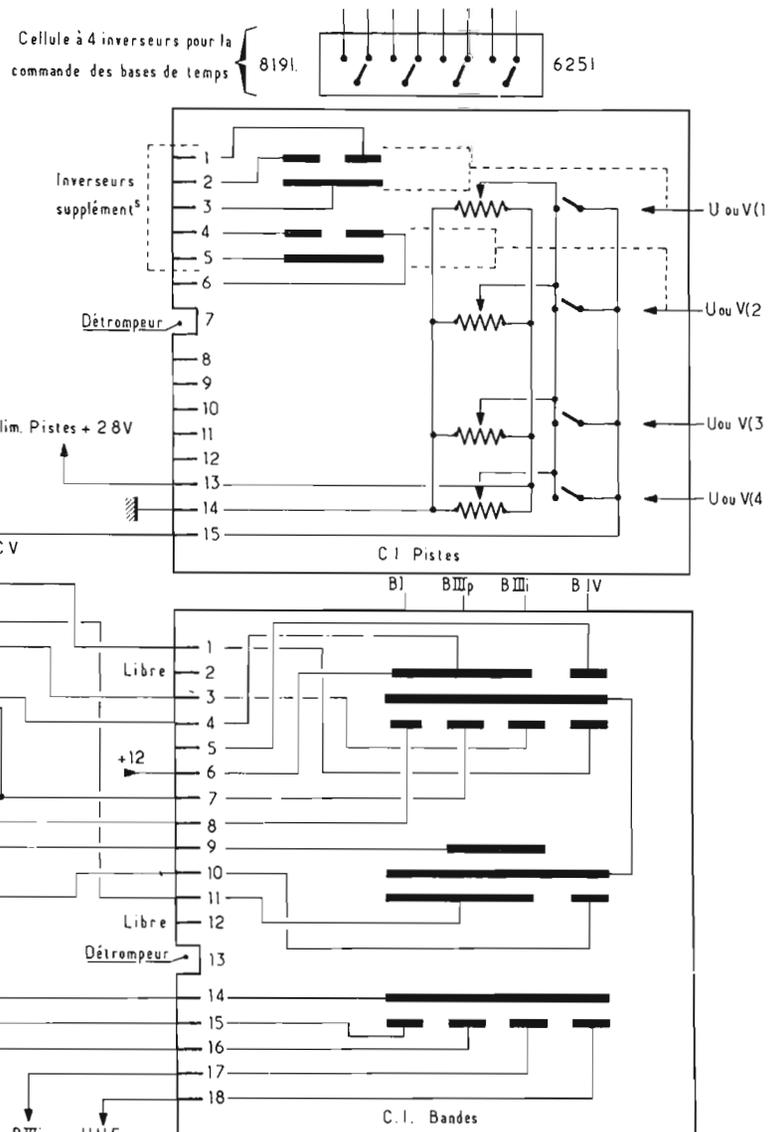
en positionnant le curseur. Celui-ci ne peut être affecté par la manœuvre longitudinale de la touche. La tension est gardée en mémoire pour autant que le bouton central est respecté. Bien entendu on peut toujours modifier la position du curseur par un nouveau réglage si l'on désire recevoir un autre émetteur dans la même bande. C'est le cas du téléspectateur qui se déplace pour habiter une autre région où les fréquences reçues sont différentes.

Le schéma complet d'un jeu de pistes est simple, il est donné par la figure 14.

Commutation des bandes : Par sa rotation la jupe peut prendre 8 positions espacées de 45° ; 4 positions successives concernent la définition à 625 lignes et les 4 positions suivantes la définition à 819 lignes. Ainsi en tournant de gauche à droite on trouve :

625 L., bandes : U.H.F., I, III et III_i,
819 L., bandes : U.H.F., I, III_i et III_i.

On remarque l'intérêt de cette disposition qui permet de capter



toutes les émissions dans les deux définitions. En particulier et sans aucune modification, on pourra recevoir les bandes I et III françaises en 625 L. lorsque la définition à 819 L. sera supprimée.

Ces changements de bandes correspondent au blocage et au déblocage électrique des diodes de commutation dans les sélecteurs U.H.F. et V.H.F.

Le système ci-dessus décrit est valable pour les sélecteurs de programme à 4 ou 6 touches (76 005 et 76 007) couplés au sélecteur de canal V.H.F./U.H.F. 2023, ou encore pour les sélecteurs de programme à 4 touches (76 115), à 6 touches (76 116) ou à 12 touches (76 012). Tout dépend du nombre d'émetteurs à recevoir puisqu'il ne peut y avoir qu'un émetteur par touche. D'autres combinaisons sont évidemment possibles, prenons un exemple : à Paris, on peut avoir une touche V.H.F. pour le canal 8 A (jupe réglée sur B III_p, côté 819 L.)

une touche U.H.F. pour le canal 22 (jupe réglée sur B IV/V, côté 625 L.) une touche U.H.F. pour le canal 25 - 3^e chaîne en réserve - (jupe réglée comme pour le canal 22) une touche V.H.F. ou U.H.F. pour Télé-Luxembourg (2).

Ajoutons qu'un sélecteur de programme de la gamme Sélectorama peut commander des sélecteurs de canal de toutes marques pourvu qu'ils soient à accord par capacité variable (type V.H.F. : V E 2 F de C.F.T.H., Ducati, combiné Coprim, combiné Vidéon et tous matériels similaires, par exemple).

Commutation des standards de définition : Ce qui a été lu plus haut sur la commutation des bandes trouve son complément dans la commutation auxiliaire 625/819 L. Celle-ci est réalisée par une cellule à 4 inverseurs bipolaires, fixée sur le sélecteur de programme et commandée par un levier chaque fois que l'on passe d'un groupe de définition

à l'autre ; elle agit sur les différents circuits de la base de temps horizontale.

Commutations annexes assurées par les touches : Les sélecteurs de programme 76 000 de 4 à 12 touches, peuvent être équipés à la demande d'une ou de deux touches spéciales dont le rôle n'est pas celui qui leur est normalement dévolu. Ce sera une touche « arrêt/marche », laquelle commande en bout d'axe un commutateur secteur. Ce sera encore une touche qui commutera, cette fois par le circuit normal, l'élimination de la sous-porteuse couleur en réception noir et blanc ou une rejection, par exemple : Nancy-Luxembourg, Luxembourg-Paris en V.H.F. et en U.H.F. (3).

Signalisation commune aux bandes et à la définition : Avant l'existence de la télévision, des dispositifs de signalisation permettaient à l'auditeur de régler correctement son radio-récepteur. La signalisation était mécanique ou

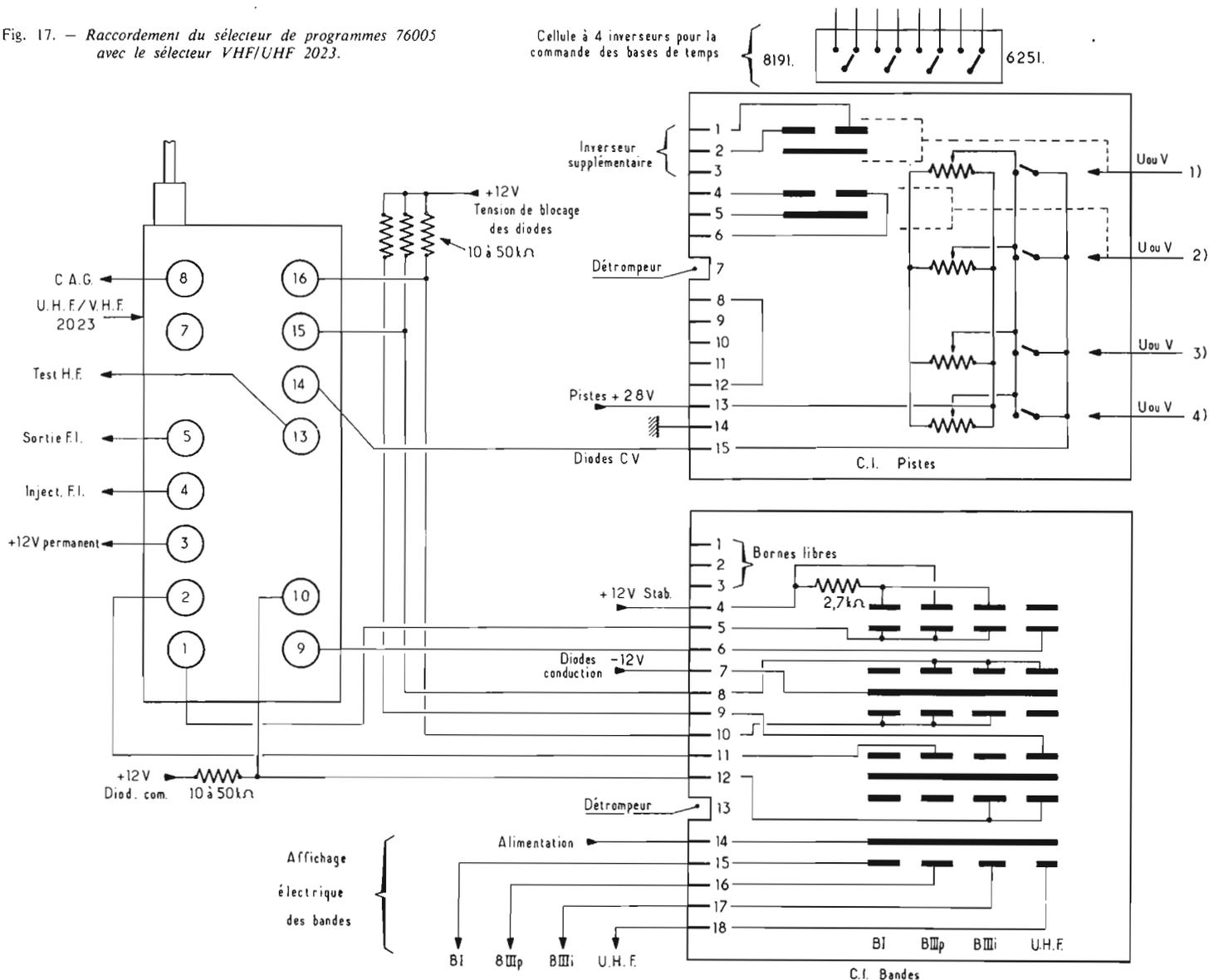
lumineuse, parfois la combinaison des deux. Qui ne se rappelle les fameuses « Echelles de poste » combinées avec la signalisation mécanique des gammes. A l'heure actuelle il n'y a rien de changé à ce point de vue et la télévision a repris les mêmes principes.

Dans le souci de laisser aux utilisateurs une grande liberté d'action, Orega-Cifte a prévu, dans les sélecteurs de programme Sélectorama une signalisation mécanique et une possibilité de signalisation lumineuse. Plusieurs solutions sont donc offertes pour personnaliser la présentation d'un téléviseur.

Tout d'abord, une combinaison de couleurs, au code ci-dessous, permet de distinguer les gammes :

- Noir : bande I, canaux 2 et 4.
- Rouge : bande III « impair », canaux 6 à 12.
- Bleu : Bande III « pair », canaux 5 à 11.
- Vert : Bandes IV et V, canaux 21 à 69.

Fig. 17. — Raccordement du sélecteur de programmes 76005 avec le sélecteur VHF/UHF 2023.



Signalisation mécanique : Un premier dispositif est donné par la figure 15, en A, en regard de chaque touche et suivant un axe perpendiculaire à celui, vertical, X-X', du sélecteur de programme; ce dispositif comprend une grande fenêtre (1) où apparaissent sur une bande mobile les numéros des canaux imprimés aux couleurs précitées. Puis, de part et d'autre de la jupe deux petites ouvertures (2 et 3) affichent un point coloré du code des bandes suivant la définition en service, à gauche 819 L., à droite 625 L. Ce point coloré est dû à une couronne montée sur la jupe; elle comporte sur une moitié les points de couleur et une opacité sur l'autre moitié. Comme les deux petites lumières sont diamétralement opposées on voit tout de suite le côté en service, la couleur du point indique la bande.

Un second dispositif adopté pour les modèles courants, est donné par la figure 15 B. Celui-ci est différent, il est dit : « à bande universelle standard ». Il convient pour tous les modèles de sélecteurs de programme dans toutes les orientations. La graduation apparaissant dans la grande fenêtre permet un repérage arbitraire et relatif de la position d'un émetteur. Il nécessite une plaquette indicatrice à monter au-dessus de la rangée de touches; le repère est un cran longitudinal sur la jupe.

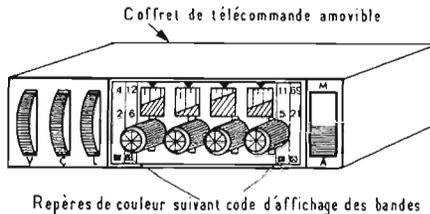
Signalisation électrique : D'autres dispositions d'affichage peuvent être prises pour varier la présentation des téléviseurs :

- Galvanomètre conçu pour fonctionner directement sur la tension de commande des diodes à capacité variable.

- Galvanomètre d'affichage commandé par un transistor.

- Indicateur d'accord utilisé en voltmètre et commandé par la tension des diodes à capacité variable.

Signalisation lumineuse : Nous avons indiqué que le circuit im-



primé de commutation des bandes comporte également un contacteur à 1 circuit et 4 positions pour un éventuel affichage lumineux des bandes. (Voir en bas et à droite des figures 16 et 17). Il est facile d'utiliser cette commutation pour commander des lampes Mazda, type « Luciol », 12 V, 0,1 A. On peut choisir des lampes colorées ou des lampes blanches visibles derrière des voyants de couleur.

COUPLAGE DES SELECTEURS DE PROGRAMME 76 000 AUX SELECTEURS DE BANDE V.H.F. ET U.H.F.

Combinaison têtes V.H.F. 1082 et U.H.F. 558 : Il a été retenu ici un cas courant avec le sélecteur 76 115 à 4 touches. Ce modèle permet la mise en mémoire de 4 programmes que ceux-ci soient V.H.F. ou U.H.F. en 625 ou 819 L. (Fig. 16). Le sélecteur de programme 76 115 peut également être utilisé avec des sélecteurs de canaux Orega Cifte 1085 et 549, les « tuners » U.H.F. de C.F.T.H. et tous les modèles fabriqués par Ducati et Hopt.

Combinaison tête mixte 2023 : Le cas le plus répandu est l'utilisation du sélecteur de programme 76 005 à 4 touches permettant la mise en mémoire de 4 programmes dans les mêmes conditions que défini ci-dessus (Fig. 17).

Ces montages se suffisant à eux-mêmes, il n'y a pas intérêt à insister sur les branchements.

**

TELECOMMANDE

La recherche du confort n'est plus le privilège de catégories sociales élevées et de nos jours, dans les foyers les plus modestes, on aime profiter des avantages pratiques que donnent les techniques modernes.

La commande à distance des téléviseurs est l'un de ces avantages et les sélecteurs de programme permettent précisément une télécommande sans histoire grâce à l'utilisation des diodes de commutation et des diodes à capacité variable qui autorisent les transmissions par câble.

Outre les commandes classiques de volume sonore, de contraste,

de lumière et de marche/arrêt utilisées en télécommande depuis de nombreuses années, on peut maintenant envisager le changement de programme. Pour télécommander un téléviseur on peut prévoir de retirer le sélecteur de son logement et de raccorder un câble prolongateur à prises mâle et femelle.

Ainsi sans bouger de son fauteuil le téléspectateur peut changer de programme et procéder aux réglages annexes qu'il nécessite, lumière, contraste et volume.

La figure 18 présente une suggestion pour la réalisation d'un coffret de télécommande avec un Sélectorama à 4 touches à bande d'affichage universel. La liaison au téléviseur est uniquement électrique.

**

RECOMMANDATIONS D'EMPLOI

Le sélecteur de programme à mémoire, appareil de grande précision doit assumer dans le téléviseur un travail électrique et mécanique très important dans des conditions physiques difficiles.

Pour lui conserver un niveau de fiabilité suffisant sans altération d'aucune caractéristique, il est indispensable de respecter les quelques règles fondamentales qui conditionnent sa mise en œuvre.

REGLES POUR LE MONTAGE ET L'UTILISATION DES SELECTEURS DE PROGRAMME 76 000

1. Le support mécanique sur lequel est fixé le sélecteur doit être rigide et suffisamment plan pour éviter toute déformation du bâti, soit au moment du vissage, soit durant l'emploi.

Les entraxes de fixation doivent accepter les tolérances mécaniques.

2. Les touches ne doivent subir aucun frottement ni contrainte. Bien superposer les différentes découpes du support, du coffret et de la plaque décor.

3. Bien définir les tolérances d'empilement du support, du coffret et de la plaque décor pour disposer dans le cas le plus défavorable d'une réserve suffisante de course permettant le verrouillage correct des touches à l'enfoncement.

4. Eviter de monter le sélecteur à côté d'un haut-parleur dont les vibrations risqueraient, à la longue, de provoquer des usures prématurées, des microphonies ou des crachements.

5. Disposer de préférence le sélecteur dans la partie basse du téléviseur :

a) Pour éviter le fonctionnement à une température supérieure au maximum toléré par le cahier des charges.

b) Pour limiter l'empoussièrement consécutif aux courants de convection rapides.

c) Pour assurer une meilleure stabilité mécanique du récepteur lors du maniement des touches.

6. Eviter toute friction excessive du ruban d'affichage sur la plaque décor pour ne pas imposer un effort anormal au système d'entraînement lié à la commande des curseurs.

7. Eloigner toute source de rayonnement infra-rouge (lampe, résistance, radiateur, transformateur, etc.) qui risquerait d'affaiblir les caractéristiques mécaniques de certaines pièces en plastique.

8. Brider les câbles de connexion pour éviter tout arrachement accidentel, à l'ouverture du châssis.

9. Dans la disposition générale du câblage du récepteur, éviter toute proximité risquant d'appliquer accidentellement de la tension sur les circuits du sélecteur.

10. Le circuit d'alimentation des diodes à capacité variable doit admettre la tolérance de valeur de résistance des pistes.

11. Respecter les tolérances et limites imposées par le cahier des charges.

A. LEFUMEUX.

(1) D'après le catalogue « Télévision 1971 » et la documentation technique : « Sélecteurs de programme télévision, série 76 000 » d'Orega Cifte.

(2) Informations concernant Télé-Luxembourg.

V.H.F. :
Depuis le 1^{er} septembre 1971, l'émission normale (canal E₇) est diffusée en 625 L. au lieu de 819 L.

Au printemps de 1972, l'antenne sera surélevée de 100 mètres. Le gain ainsi obtenu correspondra à un accroissement du signal reçu de près de 100 %. L'émetteur E₇ sera capté dans la région parisienne.

U.H.F. :
Au cours de l'été 1972 Télé-Luxembourg pourra être reçu dans le canal 21 en norme L de la seconde chaîne française. La puissance rayonnée sera de 1 000 kW pour une antenne orientée vers Paris, située à 300 mètres de hauteur; la portée sera sensiblement égale à celle de l'émetteur du canal E₇.

Les studios de la villa Louvigny à Luxembourg seront à la même date équipés de tous les moyens de production et d'enregistrement couleur aux normes Secam.

(3) Effectivement Nancy-Luxembourg (canaux 6 et 7) Luxembourg-Paris (canaux 7 et 8 A d'une part et canaux 21 et 22 d'autre part) risquent de se perturber mutuellement.

la BOUTIQUE Hi-Fi (Auditorium)

AGENT : SANSUI
SONY
KENWOOD
THORENS
Etc.

Enceintes
« ALPHA et OMEGA »

11, RUE LAPEYRÈRE, 11
PARIS (18^e) Tél 254-14-87

UN DISTORSIOMÈTRE SIMPLE POUR AMPLIFICATEURS BF

CET appareil sert à mesurer la distorsion de l'étage BF d'un radiorécepteur, d'un téléviseur, d'un électrophone, d'un magnétophone ou de tout autre amplificateur basse fréquence.

On sait ce qu'il faut entendre par distorsion. Si on applique à l'entrée d'un amplificateur BF un signal sinusoïdal, on devrait normalement retrouver à la sortie un signal exactement de la même forme, mais d'amplitude plus grande. Bien souvent, la ressemblance n'est pas parfaite et un examen à l'oscilloscope montre des déformations plus ou moins importantes qu'il convient de réduire le plus possible pour assurer une bonne qualité de l'amplification. La distorsion non linéaire s'explique par l'apparition, en plus de la fondamentale de fréquence f , d'harmoniques d'amplitude variable de fréquences $2f$, $3f$, etc. Les déformations sont dues principalement aux composants actifs (tubes ou transistors) de l'amplificateur dont les courbes caractéristiques ne sont pas linéaires.

Il convient de noter que l'amplitude des harmoniques décroît en fonction de leur rang et pour cette raison, on ne considère généralement que celles des rangs 2 et 3. D'ailleurs, dans la mesure du taux de distorsion, on opère sur l'ensemble du signal déformé sans procéder à une détermination par harmoniques et l'on obtient de cette façon le taux de distorsion totale.

Pour donner une précision de 5 ou 10 % seulement sur la mesure du facteur de distorsion, un distorsiomètre doit déjà être élaboré, et il est forcément coûteux. Or, il suffit souvent d'une simple appréciation de l'importance relative et de la composition du résidu après filtrage de la fondamentale d'une onde pour juger de la qualité d'un amplificateur.

Le distorsiomètre simplifié est constitué d'un circuit passif (un filtre éliminateur supprime la fondamentale) facile à réaliser qui est utilisé conjointement avec un générateur BF et un voltmètre (Fig. 1).

Les normes internationales spécifient que la fréquence d'essai à laquelle se réfère le taux de distorsion doit être de 1 000 Hz ($\pm 2\%$). Pour cela, on a fait en sorte que l'instrument proposé puisse être réglé soit à cette

valeur normalisée, soit à des fréquences notablement plus précises ($1 \text{ kHz} \pm 0,1\%$).

Le principe de mesure est simple. Pour effectuer une mesure avec ce dispositif, on raccorde un générateur BF à l'entrée de l'amplificateur et on relie la sortie de celui-ci à l'entrée d'un filtre à double T. La sortie du filtre est branchée sur un voltmètre indiquant la tension de sortie.

On règle la fréquence du générateur BF sur la fréquence pour laquelle on veut mesurer la distorsion ($1\,000 \text{ Hz} \pm 2\%$). Par la manœuvre d'un commutateur, on met le filtre en service. On le règle sur la même fréquence que le générateur de manière à obtenir la tension de sortie la plus faible possible. A ce moment, le filtre élimine la fondamentale.

Si aucune déformation ne prend naissance dans l'amplificateur, il est évident qu'aucune tension n'est indiquée par l'appareil de mesure. En réalité, il subsiste toujours une tension qui correspond justement à l'amplitude des harmoniques. C'est cette tension de sortie qui est mesurée. Elle correspond à l'amplitude des harmoniques qui ont pris naissance dans l'amplificateur et que le filtre laisse passer sans les éliminer ni les réduire. Cette tension indique donc la grandeur de la distorsion.

LE FONCTIONNEMENT DU DISTORSIOMÈTRE

Le schéma électrique est représenté en figure 1.

Le distorsiomètre est composé essentiellement d'un filtre à double T qui est muni d'un accord fin, et d'un voltmètre corrigé en réponse à l'aide de deux diodes et d'un circuit associé de façon à donner des lectures de distorsion précises.

L'appareil offre deux gammes commutables au moyen de S_2 . La première gamme fournit les indications pour les distorsions de 0 à 50 % et la seconde pour les distorsions de 0 à 5 %.

L'entrée de l'appareil (J_1) est à relier avec un câble court (blindé de préférence) à la source du signal dont on désire mesurer la pureté d'onde. Cette source peut être, selon le cas, un générateur de signaux BF, un amplificateur BF, un modulateur, etc.

Les condensateurs électrolytiques à haut isolement, C_1 et C_2 , disposés avec des polarités opposées, ont été choisis d'une capacité garantissant le blocage indispensable des composantes éventuelles, sans toutefois introduire par eux-mêmes une réactance capacitive nuisible au bon fonctionnement du filtre à double T.

Le voltmètre se compose de 4 diodes, de C_6 , de R_6 (ou R_7) et du microampèremètre M_1 .

Il est réalisé de façon à indiquer la fin d'échelle (c'est-à-dire une distorsion de 50 %) lorsque S_2 est sur la position de 2 V et le dixième de cette valeur (c'est-à-dire 5 % en bout d'échelle) lorsque S_2 est sur la position de 0,2 V.

Pour une telle détermination, il faut se donner un niveau de référence qui, pour la commodité de la manipulation, a été fixé à 1 V. Il est réglé à l'aide du potentiomètre d'entrée R_1 dont il sera question plus loin. En d'autres termes, l'échelle de M_1 indique le pourcentage de distorsion à condition que le signal présent en amont de R_6 et de R_7 ait une tension prédéterminée.

Le taux de distorsion d (en %) est défini par :

$$d = \frac{\text{tension efficace des composantes harmoniques}}{\text{tension efficace de sortie}}$$

Puisque la mesure est celle d'un pourcentage, peu importe l'exactitude absolue de ces tensions, lesquelles dans la pratique seront légèrement différentes de 2 V et de 0,2 V. Aussi sont-elles ici des valeurs de référence purement relatives et symboliques. Toujours dans le même ordre d'idée, le rapport entre les deux échelles (50 % et 5 %) devra également être décimal lorsqu'on commence une mesure (et la lecture relative) sur une gamme, puis on la termine sur l'autre. Par contre, il n'est pas indispensable d'avoir un rapport très précis si l'on s'arrange pour commencer ou terminer la mesure en effectuant toujours les lectures sur une même gamme.

LE TARAGE

Le potentiomètre R_1 a une fonction particulière qui est la suivante. Il est réglé afin que l'aiguille de M_1 soit à fond d'échelle lorsque

LA LISTE DES COMPOSANTS

C_1, C_2 = condensateurs électrolytiques de $5 \mu\text{F}$, 50 V.

C_3, C_4 = condensateurs au polystyrène de $15\,000 \text{ pF}$, 400 V, 2 %.

C_5 = condensateur au polystyrène de $22\,000 \text{ pF}$, 400 V, 2 %.

C_6 = condensateur au polystyrène de $100\,000 \text{ pF}$, 250 V, 20 %.

R_1 = potentiomètre linéaire de 4,7 k Ω .

R_2, R_3 = résistances de 15 k Ω , 1/3 W, 1 %.

R_4 = potentiomètre linéaire de 4,7 k Ω .

R_5 = résistance de 1 k Ω , 1/2 W, 5 %.

R_6 = potentiomètre linéaire de 4,7 k Ω .

R_7 = potentiomètre linéaire de 4,7 k Ω .

M_1 = microampèremètre de 50 μA (fond d'échelle).

D_1, D_2, D_3, D_4 = diodes AA119.

S_1, S_2 = interrupteurs.

J_1 = fiche jack.

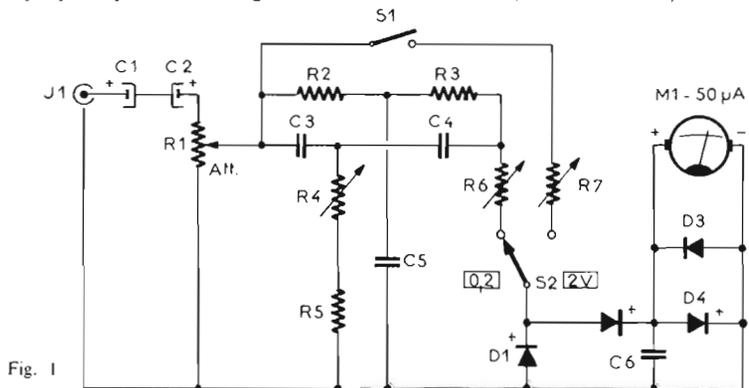


Fig. 1

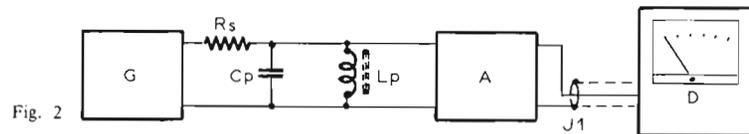


Fig. 2

le signal alternatif est appliqué et que S_1 est fermé. Etant donné que le distorsiomètre peut servir à vérifier les amplificateurs les plus variés qui délivrent des signaux faibles ou forts, il est possible, en agissant sur R_1 comme sur un atténuateur, d'amener l'aiguille de M_1 en fin d'échelle.

Si, par conséquent, on applique à J_1 une onde absolument non distordue, ayant une fréquence de 1 000 Hz, et qu'on l'envoie par l'intermédiaire de C_1 , C_2 , R_1 et S_1 au potentiomètre ajustable R_7 , on peut effectuer le tarage de fond d'échelle. En effet, en réglant R_7 de façon à faire passer tout le signal, on manœuvre R_7 (pendant que S_2 est sur la position de 2 V) jusqu'à ce que l'aiguille de M_1 soit à déviation maximale.

De cette manière, on aura calibré l'instrument de manière telle qu'un signal de 1 kHz et de 1 V appliqué à l'entrée corresponde à la distorsion totale, c'est-à-dire de 100 %. Mais puisque nous avons appliqué le double des volts, tout en maintenant l'aiguille en déviation maximale, il en résulte que la distorsion relative prise comme référence est de 50 %.

Cette valeur de distorsion assez élevée a été choisie de préférence parce que dans la pratique courante il arrive d'avoir besoin le plus souvent de mesurer les petites distorsions plutôt que les grandes. Cependant, il suffit d'augmenter la résistance de R_7 à égalité de signal, de façon à amener l'aiguille à la moitié de l'échelle, pour avoir un instrument taré pour un fond d'échelle de 100 % de distorsion. En plaçant l'inverseur S_2 sur la position 0.2 V et en réduisant à 1/10 la tension du signal à l'entrée, il suffira de régler M_1 à sa déviation maximale pour calibrer la gamme de 5 % de distorsion.

LE FILTRE ELIMINATEUR A DOUBLE T

Passons maintenant à la partie la plus importante du distorsiomètre. Le cœur du dispositif est un réseau à double T composé de résistances et de condensateurs de très bonne qualité, triés avec soin pour que l'écart entre leurs valeurs soit inférieur à 1 % et si possible, à 0.5 %. Ce filtre est composé de R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , C_3 , C_4 et C_5 . On l'accorde exactement sur 1 000 Hz, en réglant le potentiomètre R_4 . L'élimination de la fondamentale est donc réalisée pour une fréquence fixe. Pratiquement, le filtre peut être accordé utilement depuis 930 à 1 120 Hz environ, mais puisque entre ces limites la distorsion ne varie pratiquement pas, on obtient des mesures toujours valables.

La résistance R_4 , toujours sur le schéma de la figure 1, sert à limiter les extrémités accordables du filtre, soit du côté supérieur, soit du côté inférieur. Il est évident que si R_5 manquait et qu'en même temps R_4 venait à être également éliminé, C_3 et C_4 seraient directement branchés à la masse, ce qui détruirait l'un des deux T du filtre.

Le commutateur S_1 branche ou débranche le filtre à double T et permet au système volt-métrique de donner une lecture séparée de la tension due à la fréquence fondamentale et à celle des harmoniques.

Le filtre en question a la propriété d'atténuer, bien au-delà des limites qui relèvent de la sensibilité de M_1 , uniquement la fréquence de 1 000 Hz. Pour cela, lorsqu'on ouvre S_1 et qu'on insère le filtre, si le signal mesuré est exempt de distorsion, l'aiguille de M_1 est sur la position 0, indiquant ainsi une distorsion nulle. Par contre, si dans le signal il y a également, en plus de la fondamentale, des harmoniques, celles-ci ne subissent pas (théoriquement) d'atténuation par le filtre, mais

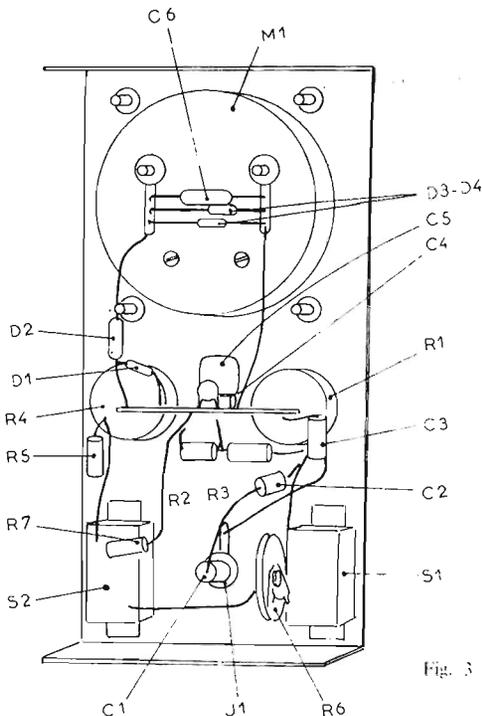


Fig. 3

donnent lieu à une tension qui est mesurée par le voltmètre. C'est le principe utilisé par le distorsiomètre : en filtrant la fondamentale, il ne reste que le résidu des harmoniques et du ronflement qu'il est alors possible de mesurer et d'analyser.

Pour que les mesures au distorsiomètre soient utilisables, il est nécessaire que la fondamentale soit affaiblie d'au moins 50, si possible de 60 dB. Dans la pratique, un simple filtre à double T comme celui qui est utilisé, n'est pas aussi parfait qu'on le voudrait et loin d'atténuer la seule fréquence fondamentale, il réduit également les harmoniques. Ainsi, nous aurons affaire à un appareil plutôt optimiste pour la mesure des distorsions. Toutefois, les composants constituant le filtre et le voltmètre, ont été choisis et disposés d'une façon telle que l'atténuation soit moins brutale qu'elle ne devrait l'être surtout pour les petites tensions.

LE FILTRE CORRECTEUR

Pour la mesure, il est nécessaire d'utiliser un générateur BF ayant une bonne stabilité en fréquence, car à toute variation, la fondamentale réapparaîtrait partiellement dans le résidu. Manifestement, la distorsion du signal délivré par le générateur doit être très faible devant la distorsion de l'amplificateur car, à moins d'une compensation des harmoniques à l'intérieur de l'amplificateur, l'onde de sortie ne peut être plus pure que le signal.

Comme cette condition (générateur à faible distorsion) n'est pas toujours réalisée, on a la possibilité d'intercaler entre le générateur et l'amplificateur un filtre passe-bande accordé sur le signal, et affaiblissant considérablement les harmoniques et le ronflement. C'est cette solution qui a été adoptée sous la forme d'un filtre correcteur. Dans ces conditions, le technicien qui ne dispose que d'un générateur BF de qualité moyenne ou celui qui, à défaut d'un générateur, aurait construit un montage sur table pour réaliser un oscillateur d'appoint, peut néanmoins obtenir le résultat recherché en réalisant le circuit de la figure 2. Ce schéma représente un montage pour effectuer les mesures de distorsion en interposant un filtre correcteur lorsqu'on ne dispose pas d'un générateur BF de haute qualité.

Sur la figure 2, la lettre G indique un générateur quelconque de signaux sinusoïdaux à 1 000 Hz. La lettre A indique l'amplificateur ou en général un système BF à l'essai et D le distorsiomètre. Chaque fois qu'on a des doutes fondés concernant la perfection, la pureté et la qualité d'onde délivrée par G, il est recommandé d'interposer entre G et A le filtre constitué par R_s , C_p et L_p qui permet de réduire considérablement une distorsion éventuelle à l'origine. Avec une telle disposition, un générateur BF même de qualité très moyenne peut être utilisé pour effectuer des mesures de distorsion. Il est bien entendu que ceci est un recours lorsqu'on essaie des amplificateurs de haute fidélité parce qu'il serait impossible de mesurer d'une façon acceptable une très petite distorsion, par exemple, celle qui est introduite par l'amplificateur lorsque le générateur utilisé délivre déjà par lui-même un signal avec distorsion importante.

Une autre méthode consiste à mesurer premièrement avec D (en le reliant directement à G) la distorsion propre du signal à 1 000 Hz, utilisé comme référence et ensuite de disposer A et de vérifier l'augmentation de distorsion. Toutefois, si par exemple la distorsion de G est de 2 % et celle de A de 0.8 %, il n'est pas exact que la distorsion totale soit la somme de ces deux valeurs. Pour éviter des erreurs grossières, il conviendra de se servir de préférence du filtre représenté en figure 2 plutôt que d'appliquer la méthode des deux mesures. Cependant, le technicien familier avec la série de Fourier et les moyens géométriques pourra obtenir des résultats valables même en suivant la méthode des deux mesures séparées, sur le générateur et sur l'amplificateur.

Les valeurs des composants du filtre de la figure 2 sont : $R_s = 10 \text{ k}\Omega$, 1 %, 0.5 W, $C_p = 0.13 \text{ nF}$, 1 %, 70 V, $L_p = 0.2 \text{ H}$ avec noyau plongeur.

REALISATION

La disposition des divers composants à l'intérieur du coffret apparaît dans la figure 3. On y remarque que les diodes D_3 et D_4 ainsi que le condensateur C_6 sont directement fixés sur les bornes du microampèremètre M_1 . Par contre, les diodes D_1 et D_2 sont fixées sur une petite plaquette de fixation qui est placée entre les potentiomètres R_1 et R_4 . Sur cette même plaquette sont fixés tous les autres composants qui constituent le filtre à double T, tandis que les trimmers R_6 et R_7 sont soudés directement sur S_1 et sur S_2 . Ces derniers sont des interrupteurs bipolaires et les sections qui ne sont pas utilisées servent de support. Enfin, sur la figure 3, au centre et en bas, on voit l'entrée J_1 , d'où partent les deux condensateurs électrolytiques C_1 et C_2 qui sont reliés dos à dos.

Le montage, du fait déjà des fréquences limitées qui sont en jeu, n'est pas critique. Néanmoins, il est essentiel d'utiliser des composants d'une très bonne qualité puisque c'est d'elle que dépendent exclusivement la constance dans le temps des performances et l'exactitude des mesures obtenues.

Le voltmètre ne nécessite aucun calibrage particulier sur l'échelle 0 - 50 % (S_2 placé sur R_7). En ouvrant S_1 , le filtre atténué pratiquement à zéro la fréquence fondamentale de 1 000 Hz, et de ce fait, la tension qui reste est due exclusivement aux harmoniques. Par contre, l'échelle 0 - 5 % peut nécessiter un calibrage séparé, le système de redressement à diodes pouvant introduire des erreurs dans le cas de tensions plus petites.

F.A.

(D'après Sperimentare).

ACTIVITÉ DES CONSTRUCTEURS

CHAINE SONY STR6046

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Sony STR6046, une platine ERA555 avec cellule Goldring, 2 enceintes Acoustic Research AR4X.

Le tuner amplificateur Sony STR6046. — Tuner amplificateur 2 x 25 W sur 8 Ω . Distorsion harmonique : < 0,1 % à 1 W. Réponse en fréquence : 30 Hz à 40 kHz + 0 - 3 dB. Sensibilité des entrées : PU : 2,5 mV/47 k Ω . Micro : 2 mV/47 k Ω . Auxiliaire, magnéto : 250 mV/100 k Ω . Contrôle de tonalité : Basses + 10 dB à 100 Hz. Aiguës + 10 dB à 10 kHz. Filtre aiguës : 6 dB par octave au-dessus de 5 kHz/

contre-platine intérieure suspendue. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions : L 41 x P 31 x H 13 cm.

L'enceinte Acoustic Research AR4X. Puissance : 15 W eff. Impédance 8 Ω . Equipement : H.P. grave à suspension acoustique de 203 mm. Tweeter à cône, à large dispersion de 63 mm de diamètre. Réglage de niveau du tweeter. Dimensions : 254 x 280 x 230 mm. Poids 8,4 kg.

CHAINE SONY STR6036

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Sony STR6036, une platine ERA444 avec cellule Goldring, deux enceintes Cabasse Dinghy I.



Chaîne Sony 6046

Partie tuner : gamme de fréquence FM : 87,5 à 108 MHz. Sensibilité 1,8 μ V. Distorsion harmonique mono : 0,3 % à 400 Hz pour 100 % de modulation. Stéréo : 0,8 % à 400 Hz pour 100 % de modulation. Séparation stéréo : > 35 dB à 400 Hz. Gamme AM : 530 kHz à 1 605 kHz. Sensibilité : 30 μ V. Distorsion harmonique : 0,8 %. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Consommation : 135 W. Dimensions : 434 x 144 x 345 mm. Poids : 9 kg.

Le tuner amplificateur Sony STR-6036. — Tuner amplificateur 2 x 16 W sur 8 Ω . Distorsion harmonique < 0,1 % à 1 W. Réponse en fréquence : 30 Hz à 40 kHz. Sensibilité des entrées : PU : 2,5 mV/47 k Ω . Micro : 2 mV/47 k Ω . Auxiliaire, magnéto : 250 mV/100 k Ω . Correcteurs de tonalité : Basses : \pm 10 dB à 100 Hz. Aiguës : \pm dB à 10 kHz. Partie tuner : gamme de fréquence : 87,5 à 108 MHz. AM 530 à 1 605 kHz, sensibilité : 30 μ V. Antenne : 300 Ω , fréquence intermédiaire



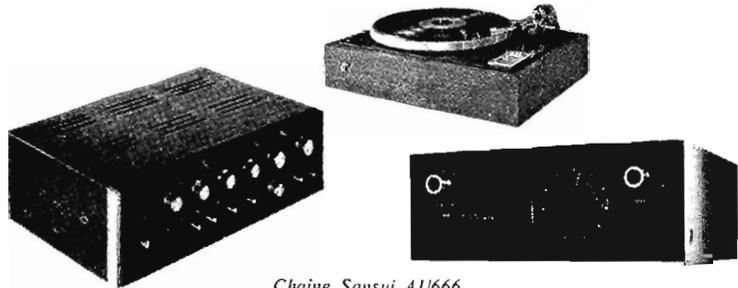
Chaîne Sony 6036

La platine ERA555 est équipée d'un système original de suspension par contre-platine intérieure suspendue et, bien sûr, d'un bras à pivot fictif. Grâce à cette technique, l'ensemble de lecture est isolé de tout phénomène de vibration qui empêche le grave. Le rumble et l'effet Larsen sont totalement supprimés.

Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à \pm 5 μ . Fluctuations totales en 33 t < 0,04 %. Rumble en 33 t - 73 dB (DIN). Vitesses 33/45 t. Bras à pivot fictif K3. Suspension par

10,7 MHz. Distorsion harmonique : mono 0,3 % à 400 Hz pour 100 % de modulation. Stéréo : 0,8 % à 400 Hz pour 100 % de modulation. Séparation stéréo : > 35 dB à 400 Hz. Alimentation 110/220 V, 50/60 Hz. Consommation 100 W. Dimensions : 434 x 144 x 345 mm. Poids : 8,5 kg.

La platine ERA444. Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à \pm 75 microns. Fluctuations totales en 33 t : < 0,04 %. Rumble en 33 t : < 73 dB



Chaîne Sansui AU666

(DIN). Vitesse 33/45 t. Bras à pivot fictif K3. Suspension par sous-platine extérieure montée sur silentblocs. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions (L x P x H) : 41 x 31 x 13 cm.

L'enceinte Cabasse Dinghy I. Equipement : un haut-parleur 24B25C. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible : 25 W. Poids brut : 10 kg. Poids net : 8 kg. Dimensions : L 28 x H 60 x P 23,6 cm. Finition standard : acajou, noyer, chêne, teck, verni mat, teinte naturelle. Impédances standard : 4 ou 8 ou 16 Ω . Courbe de réponse : 50-18 000 Hz.

CHAINE SANSUI AU666

Cette chaîne comprend un amplificateur Sansui AU666, un tuner Sansui TU666, une platine Sansui SR1050K, deux enceintes Leak Sandwich 300.

L'amplificateur Sansui AU666. Amplificateur stéréophonique 2 x 45 W pour une impédance de 4 Ω . Distorsion harmonique : 0,5 %. Distorsion d'intermodulation : 0,5 %. Réponse en fréquence : 10 à 40 000 Hz. Rapport signal/bruit > 100 dB. Impédance de sortie : 4 à 16 Ω . Sensibilité d'entrée : 1 V. Sensibilité des entrées : Phono 1 : 2 mV. Phono 2 : 2 mV. Micro : 3 mV. Tuner : 180 mV. Auxiliaire : 180 mV. Magnétophone : 180 mV. Corrections de tonalité : Basses à 20 Hz \pm 16 dB. Aiguës à 20 000 Hz \pm 15 dB. Filtre des basses à 20 Hz \pm 10 dB. Filtre des aiguës \pm 10 dB. Consommation : 165 VA. Alimentation : 110/220 V - 50 Hz.

Le tuner Sansui TU666. Sensibilité : 2,5 μ V. Distorsion harmonique : 0,8 %. Rapport signal/bruit : 65 dB. Sélectivité : 45 dB. Séparation stéréo : 35 dB. Sensibilité AM : 150 μ V. Sélectivité : 25 dB. Signal de sortie : 0,7 V. Alimentation : 110/220 V.

La platine Sansui SR1050K. Cette platine tourne-disque deux vitesses (33 1/3 et 45 tours) est équipée d'un moteur synchrone

à 4 pôles et d'un plateau en fonte d'aluminium de 301 mm de diamètre et d'un poids de 1,2 kg. Tensions d'alimentation : 110/130-220/240 V, 50 ou 60 Hz. Rapport signal/bruit : meilleur que 40 dB. Glissement : inférieur à 0,7 %. Bras tubulaire de 220 mm. Erreur de tracking : 3,5° max. Tête de lecture électromagnétique. Réponse en fréquence : 20 Hz à 20 000 Hz. Tension de sortie : 5 mV. Diaphonie : meilleure que 25 dB à 1 kHz. Force d'appui optimale : 2,5 g. Pointe à diamant sphérique. Compliante : 7 = 10⁻⁶ cm/dyne. Impédance : 50 k Ω . Dimensions : 19 x 44 x 35 cm. Poids : 9,8 kg.

L'enceinte Leak Sandwich 300. Cette enceinte peut être placée sur un rayon de bibliothèque ou sur le sol. Son impédance est de 8 Ω . Réponse en fréquence : 50 à 18 000 Hz. Puissance : 18 W. Fréquence de résonance basses : 40 Hz. Finition : teck ou noyer. Dimensions : 500 x 200 x 250 mm.

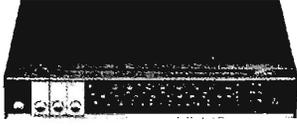
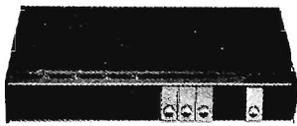
LA CHAINE PIONEER LX770

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur LX770, une platine Pioneer PL25, deux enceintes Cabasse Dinghy II.

Le tuner amplificateur Pioneer LX770. Amplificateur de 2 x 20 W eff. sur 8 Ω . Distorsion harmonique < 0,8 % à 1 kHz. Réponse en fréquence : \pm 3 dB de 20 Hz à 40 kHz. Bande passante : 15 Hz à 35 000 Hz. Sensibilité des entrées : PU magnétique : 2,5 mV/50 k Ω (à 1 kHz). PU ceram. : 58 mV/100 k Ω (à 1 kHz). Micro : 5 mV/100 k Ω (1 kHz). Auxiliaire : 200 mV/100 k Ω (à 1 kHz). Impédance de sortie : 4 à 16 Ω . Partie tuner : Tête HF à transistor FET ampli FI à circuits intégrés. Gamme FM : 87,5 à 108 MHz. Sensibilité : 1,8 μ V. Antenne 300 Ω . Gamme AM : 525 à 1 605 kHz. Sensibilité : 10 μ V. Antenne ferrite. Alimentation : 110/220 V - 50/60 Hz. Dimensions : 430 x 145 x 349 mm. Poids : 9,6 kg.



Chaîne Pioneer LX770



Chaîne Philips RH580

La Platine Pioneer PL25. De conception toute nouvelle, la PL-A25 possède des systèmes entièrement automatiques de mise en route, d'arrêt et de répétition. Une seule opération commande donc tout le fonctionnement. L'entraînement par courroie garanti une remarquable stabilité opérationnelle. Robuste, le plateau a un diamètre de 300 mm et le coffret est en noyer.

Moteur : synchrone à 4 pôles à hystérésis rotor extérieur.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn.

Plateau : alliage d'aluminium oculé, 300 mm.

Pleurage et scintillement : moins de 0,1 %.

Courbe de réponse : 10-25 000 Hz.

Cartouche : (aimant induit PC-35) (aiguille diamant PN35).

Alimentation : 110, 117, 130, 220, 240 V (adaptable).

Dimensions : 440 x 170 x 350 mm.

Poids : 7,5 kg.

L'enceinte Cabasse Dinghy II. Equipement : un haut-parleur 24B25C. Un haut-parleur TW2. Un filtre D2. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible : 24 W. Poids brut : 13 kg. Dimensions : L 29 - H 60 - P 23,6 cm. Finition standard : acajou, noyer, chêne, teck, verni mat, teinte naturelle. Impédances standards : 8 ou 16 Ω . Courbe de réponse : 45-18 000 Hz. Rendement en bruit blanc pour 2,8 V sur 16 Ω : 95 dB.

LA CHAÎNE PHILIPS RH580

Cette chaîne comprend : un amplificateur Philips RH580, un tuner Philips RH690, une platine Philips GA308, deux enceintes Siare X1.

L'amplificateur Philips RH580. Amplificateur stéréophonique. Puissance de sortie : 2 x 6 W efficaces, 2 x 9 W musique. Distorsion : < 2 % pour 2 x 5,5 W. Courbe de réponse : linéaire de 65 à 20 000 Hz à \pm 3 dB. Rapport signal/bruit : - 55 dB à 1 000 Hz. Diaphonie : - 30 dB à 1 000 Hz. Contrôles de tonalité : graves à 65 Hz : + 13 à - 13 dB ; aigus à 10 000 Hz : + 10 à - 10 dB. Correction entrée PU : conforme aux normes R.I.A.A. Sensibilité pour 2 x 6 W : Pick-up magnétique : 2,5 mV - 47 k Ω . Pick-up piézo : 190 mV - 60 k Ω . Autres entrées : 100 mV - 140 k Ω . Impédance de charge : 4 à 8 Ω valeur nominale : 8 Ω . Facteur d'amortissement : 20. Equipement transistors : 12 transistors et 4 diodes. Alimentation : 110 à 240 V. Alternatif 50 et 60 Hz. Consommation : 30 W pour P. max. Dimensions : 332 x 210 x 73 mm. Présentation : coffret couleur noyer.

Le tuner Philips RH690. Gamme de fréquences : GO, 150 à 260 kHz ; PO, 525 à 1 605 kHz ; FM : 87,5 à 104 MHz.

Sélectivité : en AM, 20 à 9 kHz ; en FM, 30 à 300 kHz. Fréquence intermédiaire : AM, 452 kHz - FM, 10,7 MHz. Sensibilité : en FM, 1,3 μ V pour 26 dB signal/bruit, déviation 40 kHz, en AM : 500 μ V/m pour 26 dB signal/bruit. Distorsion FM : < 4 % pour une déviation en fréquence de 75 kHz. Atténuation de la fréquence pilote : - 24 dB à 19 kHz et 38 kHz. Diaphonie : - 26 dB à 1 000 Hz. Sortie signal AF : en AM : 250 mV pour 30 % de modulation ; en FM : 250 mV pour une déviation de 40 kHz. Impédance de sortie : 10 000 Ω . Equipement transistors : 10 transistors et 16 diodes. Alimentation : 110 à 240 V alternatif 50 et 60 Hz. Consommation : 4 W. Dimensions : 332 x 210 x 73 mm. Présentation : coffret couleur noyer.

La platine Philips GA308. Vitesses de rotation : 33 1/3, 45 tr/mn. Ronronnement : < - 55 dB (DIN). Force verticale d'appui : réglable entre 2 et 4 g. Friction du bras de lecture : latérale, 0,1 g ; verticale, 0,15 g. Correction poussée latérale : réglable entre 2 et 4 g. Moteur : synchrone, vitesse lente (250 tr/mn). Alimentation : 110 à 240 V alternatif 50 Hz. Dimensions : 281 x 338 x 110 mm. Poids : 3,4 kg.

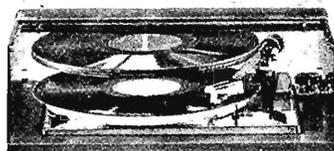
Cellule de lecture. Magnétodynamique stéréo. Type : GP400, diamant sphérique 15 μ .

L'enceinte Siare X 1. Cette enceinte est équipée d'un nouveau haut-parleur spécial 13 cm à suspension plastifiée avec bicône d'aiguës. Puissance nominale : 8 W. Puissance de crête : 12 W. Impédance standard 4/5-8 Ω . Coffret bois noyer d'Amérique dimensions : 260 x 240 x 150 mm. Poids : 2,6 kg. Bande passante : 40 à 18 000 Hz.

LA CHAÎNE DUAL KA20

Cette chaîne comprend : l'ensemble compact KA20, 2 enceintes Erelson T55.

L'ensemble Compact KA20. Puissance de sortie : 2 x 12 W en régime musical, 2 x 10 W en régime permanent pour dis



Chaîne Dual KA20



Chaîne Dual KA40

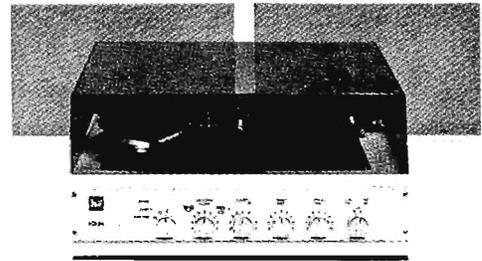
torsion \leq 1 % à 4 Ω . Largeur de bande en fonction de la puissance : 40 Hz à 20 kHz (DIN 45 000). Intermodulation : 250 Hz/8 000 Hz, 4 : 1 à la puissance nominale \leq 2,5 %. Entrées : Magnétophone, sensibilité 320 mV sur 470 k Ω . Gamme de fréquences : Phono, 20 Hz à 16 kHz - 3 dB ; magnétophone : 20 Hz à 20 kHz - 1,5 dB. Tuner : 40 Hz à 15 kHz - 3 dB. Réglages de tonalité : graves - 14 dB à 50 Hz, aigus + 15, - 17 dB à 15 kHz. Sorties : 2 prises haut-parleur 4 Ω . Rapport signal/bruit : Phono : bruit/tension, parasite > 35 dB, bruit mécanique/tension de bruit \geq 55 dB.

Impédance : 8 Ω . Haut-parleur : 18 cm pour la version TS4, 18 cm + tweeter avec filtre pour la version TS5. Principe : baffle clos, densité élevée des matériaux utilisés.

LA CHAÎNE DUAL KA40

Cette chaîne comprend : un ensemble compact KA40, deux enceintes Siare PX20.

L'ensemble Compact KA40. Puissance de sortie (mesurée sur 4 Ω avec distorsion de 1 %) : 2 x 20 W régime musical, 2 x 16 W en régime permanent, distorsion



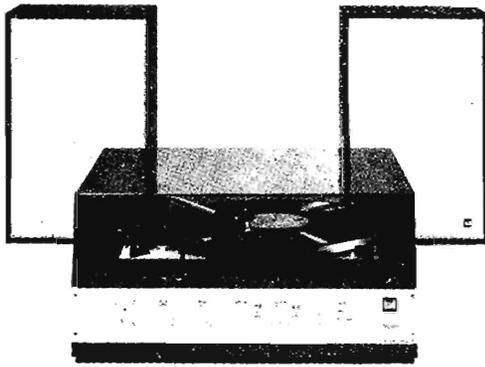
Chaîne Dual HS34

Magnétophone : à p = 2 x 50 mW \geq 50 dB à la puissance nominale \geq 70 dB. Tuner : > 65 dB. Gammes d'ondes : FM 87,5 à 104 MHz, OC 5,85 à 10,3 MHz, PO 510 à 1 605 kHz, GO 145 à 350 kHz. Sensibilité FM : stéréo \leq 12 μ V, mono \leq 3,5 μ V (excursion 22,5 kHz et rapport signal/souffle 26 dB). Sensibilité AM : OC 10 μ V, PO 30 μ V, GO 40 μ V mesurée avec antenne artificielle pour rapport signal/souffle de 6 dB. Consommation : env. 60 VA. Coffret : bois noyer naturel, enjoliveur métallique, couvercle CH20. Dimensions (avec couvercle CH20) 420 x 225 x 377 mm. Poids : 12,5 kg.

L'enceinte Erelson TS5. Grâce à un volume plus important et à un traitement spécial du diaphragme de son haut-parleur, cette enceinte est plus particulièrement destinée à l'équipement d'une petite chaîne Haute Fidélité. Existe en 2 versions. Dimensions : P 19 x L 29 x H 23 cm. Présentation : noyer de Californie, face tissu.

< 3 % à 15 W sinus et 1 000 Hz. Entrées : Magnétophone linéaire, sensibilité 400 mV sur 470 k Ω . Gamme de fréquences : 15 Hz à 30 kHz \pm 1,5 dB, réglage de tonalité en position médiane mécanique. Tuner 40 Hz à 15 kHz - 1,5 dB. Tonalité : Graves = 14 dB à 40 Hz, aigus = 14 dB à 15 kHz. Sortie : 2 prises haut-parleur DIN 41 529, 4 - 16 Ω . Rapport signal/bruit : Rapport bruit mécanique/tension parasite \geq 42 dB, bruit mécanique/tension de bruit \geq 57 dB. Magnétophone à p = 2 x 50 mW \geq 50 dB à la puissance nominale : entrées à haute impédance : \geq 66 dB, entrées à basse impédance : > 56 dB, tuner \geq 70 dB. Gammes d'ondes : FM 87 à 108 MHz, OC1 6,7 à 15,4 MHz, OCII 5,6 à 6,6 MHz, PO 500 à 1 650 kHz, GO 150 à 350 kHz. Sensibilité FM : stéréo \leq 8 μ V, mono \leq 1,5 μ V (excursion de 22 kHz, rapport signal/souffle 26 dB). Sensibilités AM : OC 10 μ V, PO 20 μ V, GO 50 μ V, mesurées avec antenne artificielle DIN 45 300, rapport signal/souffle 6 dB. Sélectivité FI en AM : \geq 9 kHz - 30 dB. Consommation : env. 95 VA, longueur du cordon secteur 150 cm. Secteur : 110/130, 220/240 V. Fusibles : 2 x 0,5 A semi temporisés. Coffret : bois noyer naturel, enjoliveur métallique, couvercle CH20. Dimensions (avec couvercle CH 20) : 420 x 225 x 377 mm. Poids : 13 kg.

L'enceinte Siare PX20. Enceinte acoustique prévue pour une puissance admissible de 18 W. Impédance nominale 4 à 8 Ω . Bande passante : 35 à 18 000 Hz, équipée d'un haut-parleur passif. Dimensions : 50 x 25 x 23 cm.



Chaîne Dual HS35

CHAÎNE DUAL HS34

Appareil stéréo de salon compact comportant la platine Hi-Fi Dual 1212 avec cellule Shure M 71 MB-D, lift de bras, réglage de la hauteur du son et changement automatique des disques. Partie amplificatrice : 2 x 4 étages, puissance 2 x 6 W transistorisé, préamplificateur-correcteur incorporé. Commutateur d'entrée pour phono, tuner et magnétophone, réglage physiologique de volume et réglage séparé des graves et aigus agissant sur les deux canaux, réglage de balance, commutateur stéréo/mono, branchement pour radio ou tuner et magnétophone couvercle de protection, deux enceintes avec câbles (2 x 4 m), adap-

table 110/130, 150 et 220/240 V alternatif. Consommation env. 30 W. Enceintes CL9 avec haut-parleur duo à large bande de 10 W. Dimensions : appareil avec couvercle, 420 x 204 x 377 mm. Poids (sans enceinte) : 10,7 kg. Dimensions des enceintes : 230 x 363 x 162 mm. Poids : 3,8 kg par enceinte. Boîtier : laqué blanc.

CHAÎNE DUAL HS35

Caractéristiques techniques : Puissance de sortie (mesurée sur 4 Ω pour une distorsion de 1 %) 2 x 12 W musical, 2 x 9 W sinusoïdal (1 kHz). Entrées : 1 tuner, sensibilité 340 mV sur 470 kΩ, 2 magnétophone, sensibilité 340 mV sur 470 kΩ. Largeur de

HI-FI CLUB **TERAL** 53, RUE TRAVERSÈRE
PARIS-12^e - TEL. : 344-67-00

- CHAÎNE DUAL KA 20
avec 2 enc. ERELSON TS 5 ou SIARE XII 2 040 F
- CHAÎNE DUAL KA 40
avec 2 enc. P X 20 SIARE 2 970 F
- CHAÎNE DUAL HS 34
complète avec ses enceintes 1 290 F
- CHAÎNE DUAL HS 35
complète avec ses enceintes et platine 1209 et cellule Shure 1 650 F
- CHAÎNE SONY STR 6046 ● NOUVEAUTÉ 4 050 F
- CHAÎNE SANSUI AU 666 ITU 666 5 800 F
- CHAÎNE SONY STR 6036 ● NOUVEAUTÉ 3 280 F
- CHAÎNE PIONEER LX 770 4 970 F
- CHAÎNE PHILIPS RH 580/RH 690 1 760 F

bande : Phono 20 Hz à 20 kHz + 3 dB, tuner et magnétophone 20 Hz à 20 kHz + 1,5 dB, réglages de tonalité au milieu de course. Réglages de tonalité : Graves + 13 - 16 dB à 50 Hz, aigus + 12 - 16 dB à 15 kHz. Bande : 30 Hz à 20 kHz (DIN 45 500). Intermodulation : 250 Hz/8 000 Hz à la puissance nominale, 2,5 %. Sorties : 2 sorties séparées pour haut-parleurs, impédance 4 Ω. Rapport signal/bruit : Phono rumble ≤ 35 dB, rapport ronflement/bruit

de fond ≥ 55 dB. Diaphonie : à 1 kHz, phono > 20 dB, tuner et magnétophone 40 dB. Consommation env. 55 VA. Secteur : 110/130, 150 et 220/240 V. Fusibles : 150 et 220/240 V 315 mA lent 110/130 V 630 mA lent. Dimensions : appareil avec couvercle : 420 x 203 x 377 mm. Poids (sans enceinte) : 11,3 kg. Dimensions des enceintes : 230 x 363 x 162 mm. Poids : 4,2 kg chacune. Boîtier : bois noyer naturel.

TRUCS ET TOURS DE MAIN

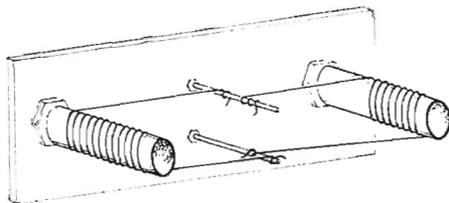


Fig. 1

VOICI, en quelques lignes un petit système qui ne relève pas d'une très grande originalité, mais qui permet de réaliser des bobines à spires rangées ou régulièrement espacées d'un fini et d'une stabilité impeccables.

L'auxiliaire utilisé est une règle d'aluminium de 15/10 mm d'épaisseur environ et de 160 mm x 50 mm. Elle est percée de 2 trous de 10 mm de diamètre (pour mandrin Lipa de 8 mm), à environ 10 cm l'un de l'autre. A égale distance des deux trous, on a fixé, distants de 2 cm l'un de l'autre, deux boulons de 3 mm. Lorsque la bobine est terminée, on fixe le mandrin sur la règle métallique par sa collerette que l'on visse, comme un écrou. Chaque extrémité du bobinage est fixée par deux ou trois tours, comme le montre la figure 1. Il n'y a plus alors qu'à enduire la partie bobinée de vernis HF, s'il s'agit de fil fin ou d'Araldite, s'il s'agit de gros fil. Le support, étant métallique, peut être mis dans un four ou près d'une source de chaleur qui accélère considérablement

le séchage. Le deuxième trou permet de confectionner deux bobinages à la fois. On pourrait sans grande imagination, prévoir pour un nombre plus élevé de mandrins et pour des diamètres différents.

BOBINAGES A SPIRES NON JOINTIVES

Il est fréquent que des schémas décrivant des réalisations comportent dans leur nomenclature la mention : N... spires, espacées de 1 mm, ou du diamètre du fil...

Lorsqu'il s'agit de fil rigide le problème est résolu en faisant d'abord un bobinage à spires jointives puis en le forçant avec un morceau de bois ou un forêt de petit diamètre. S'il s'agit de fil fin donc assez difficile à maintenir en place sur un mandrin, on bobinera autant de spires qu'il faut, « deux fils en main » puis lorsque l'enroulement sera mis en place, on supprimera l'autre, avant de procéder au collage.

Robert PIAT
F3XY

CONSTRUCTION D'UN TRANSFORMATEUR DE MODULATION POUR ÉMETTEURS A TRANSISTORS

DE nombreux amateurs sont intéressés par la réalisation d'émetteurs à transistors et disons que le marché est convenablement fourni en matériel indispensable : quartz, transistors, composants miniatures. Un seul élément doit être réalisé, parce que non commercial, c'est le transformateur de modulation. Ayant été confronté à ce problème voici comment nous l'avons résolu.

Nous avons à moduler un émetteur de 6 W au moyen d'un amplificateur BF de puissance qui devait en principe en donner autant. Tous calculs faits, du côté BF l'impédance de charge était de 2,5 Ω de collecteur à collecteur et du côté de l'émetteur de 10 Ω, l'étage final et le driver étant modulés. Le rapport des impédances étant de : 10/2,5 = 4, le rapport du nombre de tours était de 2.

Nous avons donc recherché une carcasse qui pouvait tenir la puissance, ce fut en l'occurrence un TSR154. Audax, prévu pour un tout autre usage, inutilisable en l'état dans le cas présent, mais qui comporte un bon paquet de tôles fines en EI de 75 x 62. Nous l'avons débarrassé de son fil et sur la carcasse conservée nous avons d'abord bobiné le secondaire. Pour ce faire, nous avons utilisé du fil émaillé de 8/10 mm

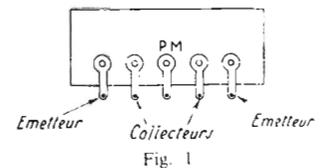


Fig. 1

dont nous avons fait des couches successives, à spires bien rangées, jusqu'à atteindre 120.

Après quoi, nous avons interposé deux épaisseurs de papier craft, sur lesquelles nous avons bobiné un demi-primaire de 30 spires du même fil, puis dans le même sens, et sans précautions particulières, le second demi-primaire de 30 spires. Les tôles ont ensuite été remontées en EI après interposition d'une feuille de papier mince pour ménager un léger entrefer et éviter la saturation du noyau. Les fils ont été alors réunis aux 5 cosses de l'étrier comme le montre la figure 1.

Ajoutons que le rendement de ce transformateur est très bon et la qualité de la modulation a été jugée excellente. C'est d'ailleurs le même transformateur qui était utilisé dans notre émetteur 5 W - 28 MHz et qui nous a valu un important courrier auquel ces quelques lignes apporteront un complément de réponse puisque certains détails avaient échappé à la première analyse.

DISPOSITIFS SIMPLES D'ALARME

Le premier dispositif décrit dans les lignes suivantes est déclenché par l'eau, la pluie ou la vapeur. Les autres sont à déclenchement par la lumière — ou par variation de luminosité — le dernier montage pouvant être utilisé comme détecteur de fumée dans un système de protection contre l'incendie, par exemple.

L'eau, la vapeur, ainsi que de nombreux autres liquides, peuvent modifier la conductibilité présente entre deux sondes métalliques, par exemple. Cette variation de conductibilité peut être mise à profit pour obtenir le déclenchement d'un signal d'alarme. C'est le principe du premier montage représenté sur la figure 1.

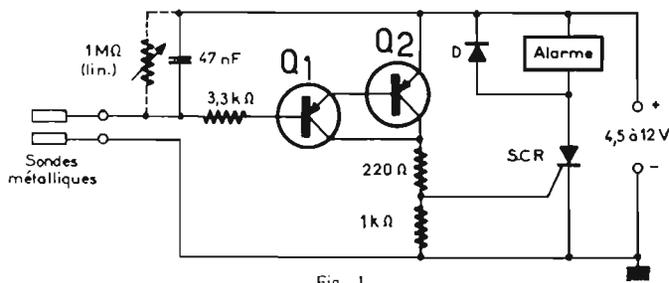


Fig. 1

Un amplificateur à émetteur commun est constitué par deux transistors Q_1 et Q_2 connectés en Darlington (ou super-alpha). Cette disposition pour l'amplification confère une grande sensibilité au montage. Néanmoins, cette sensibilité peut être réduite (si besoin est) en montant une résistance ajustable de $1\text{ M}\Omega$, comme on le voit en traits pointillés sur la figure. Le condensateur de 47 nF est destiné à supprimer toute trace d'induction de courant alternatif susceptible d'être collecté par le fil aboutissant à la sonde (notamment s'il est long) et qui pourrait provoquer un fonctionnement erratique du dispositif.

La consommation à l'état de « veille », c'est-à-dire lorsque les sondes sont à circuit ouvert, est de l'ordre du microampère...

Le fonctionnement est simple : Dès qu'une conduction s'établit entre les deux sondes métalliques, le groupement des transistors $Q_1 + Q_2$ conduit, ce qui détermine la tension de gâchette nécessaire pour que le thyristor conduise à son tour, permettant l'alimentation de l'organe d'alarme.

Cet organe d'alarme peut être une simple ampoule (voyant lumineux), un trembleur (buzzer) ou un petit klaxon (jusqu'à 4 A). Naturellement, la tension de cet organe doit être choisie en accord avec la tension d'alimentation adoptée (entre 4,5 et 12 V).

Les types des semiconducteurs à utiliser sont indiqués en bloc, pour tous les montages, à la fin de l'article.

Les applications pratiques d'un dispositif de ce genre sont nombreuses, tant à la maison que dans l'industrie : détecteur de niveau ou avertisseur de débordement pour une baignoire, un réservoir d'eau, ou tout autre « container » ; détecteur d'humidité ou d'inondation dans une cave, un cellier, un sous-sol ; détecteur de vapeur ou de pluie ; etc. Selon les cas, les sondes sont placées aux endroits convenables ; elles peuvent être éloignées ou, au contraire, très proches l'une de l'autre. Elles peuvent être installées « en l'air »

ou, au contraire, montées sur une plaquette isolante favorisant la condensation de l'humidité (si nécessaire). De plus, diverses paires de sondes peuvent aussi être connectées en parallèle si l'on désire faire des contrôles simultanés en plusieurs points différents.

Les dispositifs d'alarme par détection de lumière rencontrent également de multiples applications : détection de lumière dans une pièce qui devrait être normalement sombre ; détection du feu (incendie) ; détection de passage ; détection de fumée ; etc.

Tous les montages simples que nous allons examiner maintenant utilisent une cellule photorésistante (LDR) au sulfure de cadmium, élément dont on sait que la résistance interne varie avec l'éclairage reçu. Cette résistance qui est de l'ordre de quelques centaines de milliers d'ohms dans l'obscurité se réduit à quelques centaines d'ohms (parfois moins) sous l'effet de la lumière.

Les montages proposés sont très simples, très souples, et nullement critiques. De ce fait, pratiquement, tous les modèles de cellules photorésistantes du commerce peuvent convenir ; de nombreux types sont suggérés en fin d'article. Le choix pourra seulement être déterminé par la forme

ou l'encombrement de la cellule, selon l'emploi projeté.

Le montage le plus simple est représenté sur la figure 2. Le thyristor SCR est monté en auto-ver-

ché même pour des petites sources d'éclairage venant frapper la cellule. La résistance ajustable de $500\text{ k}\Omega$ (linéaire) offre d'ailleurs la possibilité de régler la sensi-

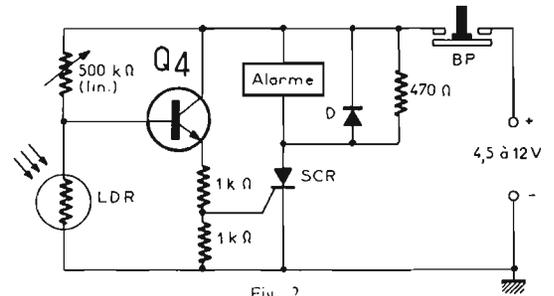


Fig. 2

rouillage, et son courant de gâchette est déterminé par le pont diviseur formé par la cellule photoconductrice LDR et les résistances $R_1 + R_2$. Dans l'obscurité, la cellule LDR présente une résistance extrêmement élevée. Dans ces conditions, une intensité négligeable est appliquée à la gâchette du thyristor et celui-ci ne conduit pas.

Au contraire, sous l'action de la lumière, la résistance de la cellule LDR diminue, un courant de gâchette suffisant est appliqué au thyristor, et ce dernier conduit en permettant le fonctionnement de l'organe d'alarme. En fait, la plupart des cellules photoconductrices voient tomber leur résistance propre à moins de $10\,000\ \Omega$ sous l'effet de l'éclairage modéré ou normal d'un local, ou de l'éclairage issu d'une lampe-torche.

Le bouton-poussoir BP (circuit normalement fermé) permet, en l'ouvrant, de désamorcer le dispositif et de le replacer ainsi en état de « veille ».

La figure 3 montre comment la sensibilité du montage précédent peut être augmentée grâce à l'adjonction d'un transistor Q_3 . La cellule commande la conduction de ce transistor, et le courant de gâchette pour le thyristor est prélevé sur le circuit d'émetteur. On bénéficie du gain du transistor monté en émetteur-follower et ainsi, le thyristor peut être déclen-

ché même pour des petites sources d'éclairage venant frapper la cellule. La résistance ajustable de $500\text{ k}\Omega$ (linéaire) offre d'ailleurs la possibilité de régler la sensi-

bilité du dispositif suivant l'application envisagée. Ce montage (ainsi que le précédent) ne consomme seulement que quelques microampères lorsque la cellule n'est pas excitée.

Un autre montage intéressant est celui schématisé sur la figure 4, montage à déclenchement par interruption d'un faisceau lumineux. Le thyristor est toujours câblé selon le même procédé d'auto-verrouillage et son courant de gâchette est déterminé par le pont diviseur de tension formé par la résistance de $12\text{ k}\Omega$ et la cellule LDR. Normalement, la cellule est fortement éclairée par un faisceau lumineux issu d'une ampoule d'éclairage placée à distance, et concentré par un jeu de lentilles.

La cellule présente donc dans ces conditions une faible résistance, et la tension communiquée à la gâchette est insuffisante pour déclencher le thyristor.

Si par un passage, une personne, un véhicule, un objet, interrompt le faisceau de lumière, la résistance de la cellule augmente ; la tension et le courant de gâchette deviennent suffisants pour déclencher le thyristor qui ferme le circuit sur l'organe d'alarme. Le thyristor reste verrouillé tant que l'on n'ouvre pas le circuit en appuyant sur le bouton poussoir BP.

En position d'attente, ce montage présente une consommation

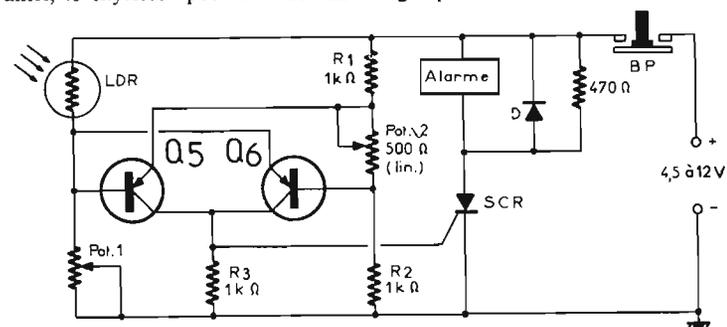


Fig. 3

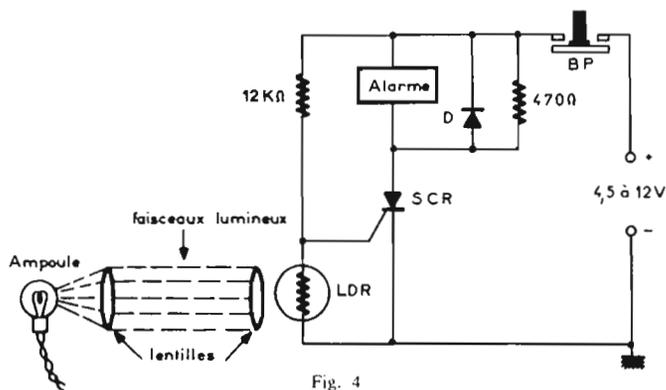


Fig. 4

Comme précédemment — mais cette fois par le transistor Q_6 — le courant de collecteur détermine une tension de gâchette suffisante (aux bornes de R_3) pour déclencher le thyristor, donc l'alarme.

Supposons, au contraire, que partant du circuit en équilibre, l'intensité de l'éclairage arrivant sur la cellule augmente. Dans ce cas, la résistance de la cellule diminue ; le potentiel présent sur la connexion entre Pot. 1 et LDR est plus élevé que celui présent entre les résistances R_1 et R_2 . La base du transistor Q_6 devient donc négative par rapport à l'émetteur ; lorsque cette tension (entre base et émetteur) atteint ou dépasse 650 mV, le transistor Q_6 — le courant de collecteur détermine une tension de gâchette suffisante pour déclencher le thyristor, et donc l'alarme.

Dans le montage pratique, entre les résistances R_1 et R_2 , se trouve intercalé le potentiomètre Pot. 2 monté en résistance ajustable. Ce potentiomètre permet d'appliquer une polarisation fixe de départ aux transistors Q_5 et Q_6 . En conséquence, si par le réglage de ce potentiomètre, nous déterminons une pré-polarisation de 500 mV (par exemple), il suffira que le déséquilibre du pont produise une tension supplémentaire de 150 mV seulement pour obtenir

lement éclairée, ajuster Pot. 1 afin d'obtenir aux bornes de ce potentiomètre une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation adoptée. Ajuster Pot. 2 afin d'obtenir une tension de l'ordre de 400 mV aux bornes de la résistance R_3 . Retoucher le réglage de Pot. 1 pour obtenir le minimum de tension aux bornes de R_3 . Reprendre ensuite le réglage de Pot. 2, si nécessaire, afin que la tension aux bornes de R_3 ne soit pas inférieure à 200 mV. Comme nous l'avons dit, plus cette dernière tension est élevée (jusqu'à 500 ou 550 mV, par exemple), plus la sensibilité du montage est grande : au contraire, si cette tension est nulle, il faudra des variations beaucoup plus importantes de l'éclairage de la cellule pour obtenir le déclenchement de l'alarme.

Du fait de la très grande sensibilité susceptible d'être obtenue avec ce montage, il peut être facilement utilisé comme détecteur de fumée (dans un conduit ou dans un local). En effet, toute fumée altérera le faisceau lumineux arrivant sur la cellule et en réduira l'intensité, d'où déclenchement de l'alarme. Naturellement, toujours du fait de sa grande sensibilité et de sa souplesse d'utilisation (soit diminution, soit augmentation, de l'intensité lumineuse), de très nombreuses autres applications peuvent lui convenir également.

de 340 μ A si l'on fonctionne à partir d'une tension d'alimentation de 4,5 V. La cellule photoconductrice doit offrir une résistance inférieure à 1000 Ω lorsqu'elle est éclairée, et supérieure à 3000 Ω lorsque le faisceau est interrompu. La majorité des cellules du commerce satisfont ces conditions ; le cas échéant, on peut aussi agir sur la puissance de l'ampoule d'éclairage, selon la distance à couvrir.

Une autre version dérivée du montage précédent, et pour un même genre d'utilisation, est représentée sur la figure 5. La différence réside dans l'intercalation du transistor Q_4 monté en émetteur-follower. Cette disposition donne évidemment au montage une plus grande sensibilité, ou bien permet d'utiliser en LDR une

résistances des circuits de polarisation des bases des transistors Q_5 et Q_6 (LDR + Pot. 1 d'une part, et R_1 + Pot. 2 + R_2 d'autre part). Les transistors Q_5 et Q_6 fonctionnent en détecteur d'équilibre du pont, et éventuellement déclenchent le thyristor SCR.

Le potentiomètre Pot. 1 permet d'ajuster l'équilibrage du pont pour une valeur donnée de l'éclairage arrivant sur la cellule ; le potentiomètre Pot. 2 ajuste la sensibilité de l'ensemble pour une bande raisonnable autour de la valeur d'éclairage fixée.

Pour comprendre le fonctionnement du montage, supposons tout d'abord que le potentiomètre Pot. 2 soit court-circuité ; le point de liaison entre R_1 et R_2 est alors à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation. Si le poten-

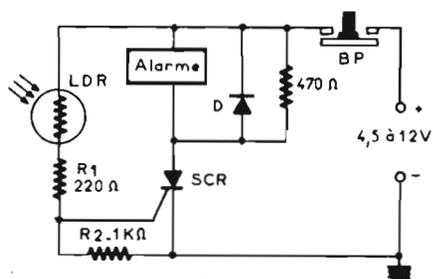


Fig. 5

cellule peu sensible. La résistance ajustable de 500 k Ω permet de régler le seuil de fonctionnement, c'est-à-dire finalement la sensibilité du système.

Dans tous les montages utilisant des cellules photorésistantes, si le flux lumineux activant la cellule est créé par une ampoule d'éclairage, cette dernière peut être alimentée, soit en courant continu, soit en courant alternatif.

Un dernier dispositif d'alarme à cellule photorésistante, mais d'un principe différent, est montré sur la figure 6. Dans ce montage, la position « veille » (sans déclenchement d'alarme) est ajustée pour une valeur donnée d'éclairage arrivant sur la cellule. L'alarme se déclenche pour toute variation de cet éclairage, soit qu'il diminue, soit qu'il augmente.

La cellule LDR est montée dans un pont formé par les diverses

tiomètre Pot. 1 est par ailleurs réglé pour l'équilibrage (résistance du potentiomètre égale à la résistance de la cellule dans les conditions d'utilisation), c'est une tension nulle que l'on pourra mesurer entre la base et l'émetteur, soit de Q_5 , soit de Q_6 . Ces transistors sont bloqués et ils n'appliquent aucun courant de gâchette (par l'intermédiaire de R_3) sur le thyristor ; l'alarme n'est donc pas déclenchée.

Supposons maintenant que le faisceau lumineux arrivant sur la cellule soit coupé ou affaibli, la résistance de la cellule va augmenter. Dans ces conditions, le potentiel de la connexion entre Pot. 1 et LDR va diminuer, et sera inférieur à celui présent entre les résistances R_1 et R_2 . La base du transistor Q_5 devient donc négative par rapport à l'émetteur ; lorsque cette tension (entre base et émetteur) atteint ou excède 650 mV, le transistor Q_5 conduit.

la conduction de l'un des transistors, c'est-à-dire le déclenchement de l'alarme. Ainsi donc, on peut arriver à donner une très grande sensibilité à ce montage. Naturellement, si l'on désire atteindre une sensibilité extrême, il faut par ailleurs utiliser une alimentation en tension parfaitement régulée. D'autre part, disons que la sensibilité globale du montage augmente avec la valeur de la tension d'alimentation choisie (entre les limites permises).

Il est recommandé d'employer une cellule LDR présentant une résistance comprise entre 200 et 2000 Ω lorsqu'elle est éclairée normalement par le faisceau lumineux. Le potentiomètre Pot. 1 doit présenter en valeur maximale, une résistance double de celle de la cellule placée dans les conditions ci-dessus.

La mise au point générale du montage s'effectue de la façon suivante : La cellule étant norma-

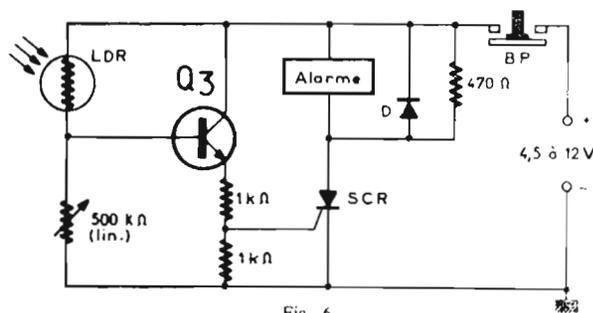


Fig. 6

TYPE DES SEMICONDUCTEURS ET AUTRES ORGANES

Liste valable pour toutes les figures.

$Q_1 = Q_2 = Q_5 = Q_6 = 2N3702$ ou BC159 (R.T.C.).

$Q_3 = Q_4 = 2N2926$ ou BC109 (R.T.C.).

D = 1N4001 ou 1N914 (R.T.C.).

SCR = C106F1 ou BF100 A/300R (R.T.C.).

LDR = cellule photorésistante au sulfure de cadmium :

RPY18, 19, 20, 33, 43, 55, 58 :

ORP52, 60, 61, 69, 90 :

LDR03, 05, 07 ; etc.

Alarme = ampoule (voyant lumineux), trembleur, sonnerie, buzzer, ou klaxon (jusqu'à 4 A) de type correspondant à la tension d'alimentation adoptée.

Toutes résistances : type 0.5 W.

D'après Radio Electronics 08/71
Roger A. RAFFIN.

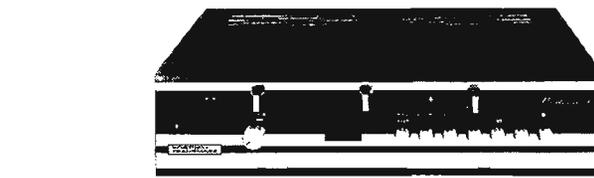
LE MULTI SOUND 600

Transmissions Hi-Fi de la réverbération par le système Körting-Multisound

CE QU'EST LE MULTISOUND

La force, la fréquence et la direction des ondes sonores réfléchies par les murs, déterminent les caractéristiques sonores d'une salle de concert, c'est-à-dire sa réverbération particulière. Cependant, cette réverbération n'est pas reproduite dans le sens propre de la haute fidélité par la technique conventionnelle d'une reproduction stéréo à deux canaux. Le spectre total des transmissions renferme également les réverbérations causées par les réflexions des ondes sonores par les murs, mais ce composant est pratiquement superposé par le son direct dominant.

Par le système Multisound, ce composant superposé dans une transmission stéréo conventionnelle est sélectionné et reproduit



au moyen de haut-parleurs additionnels comme nous allons le voir en détail.

Les qualités de réverbération de la salle de concert sont alors correctement reproduites.

Le principe de l'accentuation de la réverbération d'une transmission stéréo normale à deux canaux est assez simple.

Un signal composé est formé des signaux stéréophoniques gauche et droit, dont le son direct à phase égale est largement éliminé, de sorte que le composant couvert

du son diffus réfléchi paraît relativement accentué.

Le signal de différence S (S = signal gauche - signal droit) répond à cette exigence.

Afin de reproduire correctement les ondes sonores réfléchies entre les murs de la salle de concert, le signal S du système Multisound est rayonné à travers la direction des haut-parleurs principaux, à une amplitude propre, par deux haut-parleurs supplémentaires à phases opposées, derrière l'auditeur (Voir Fig. 2).

Par la position transversale et la phase opposée des haut-parleurs Multisound, le composant du son réfléchi est reproduit selon le principe Hi-Fi, tout en préservant la transparence de l'information stéréo transmise par les haut-parleurs principaux, contenant surtout le son direct.

Par l'opération en phase opposée des haut-parleurs Multisound un champ sonore diffus dans lequel les haut-parleurs ne peuvent pas être localisés est créé.

Nous constatons à la figure 2 que les haut-parleurs arrière avec les signaux (+ S) et (- S) ne peuvent pas émettre l'élément principal du son direct, car celui-ci est contenu dans les signaux stéréo gauche et droit avec la même amplitude et phase de sorte qu'il est éliminé quand le signal de différence $S = G - D$ est formé.

Les sons directs unilatéraux gauche ou droit sont peu influencés par l'émission additionnelle des haut-parleurs arrière.

Leur opération en phase opposée exclut la formation d'une source de son fantôme derrière l'auditeur.

Le son réfléchi arrive à l'auditeur en partie directement, en partie par les réflexions des murs, en front d'ordre transversal, correspondant aux conditions d'une salle de concert.

Vu le grand choix des programmes stéréophoniques (FM ou disques stéréo), le système multisound gagne d'importance. Pratiquement toutes les reproductions stéréophoniques peuvent être améliorées par réverbération.

LE MULTISOUND 600

Cet amplificateur est un appareil supplémentaire pour raccordement à un appareil Hi-Fi (amplificateur stéréophonique). Il est tout indiqué pour être connecté avec le mo-

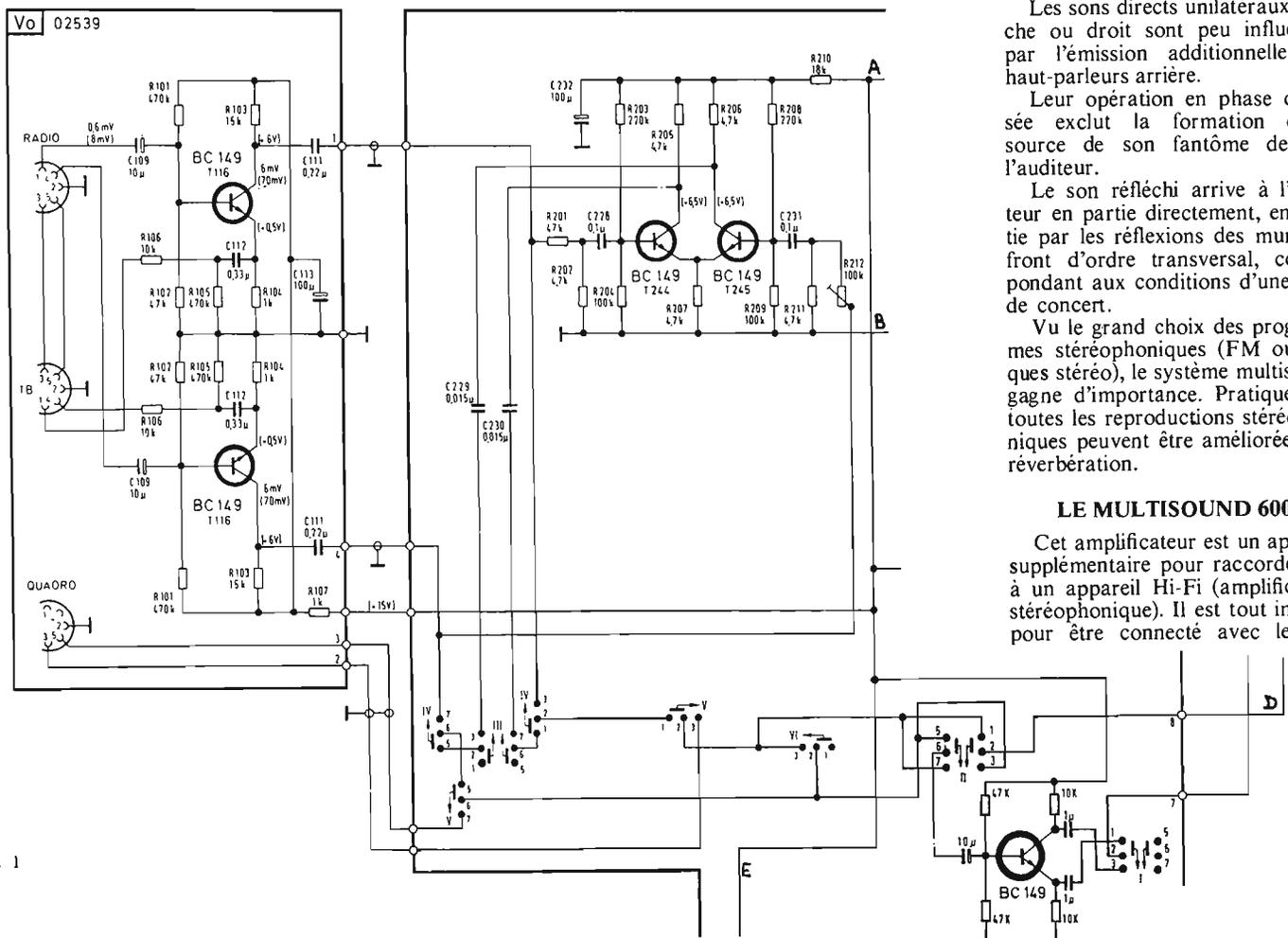


Fig. 1

dèle A600 que nous avons décrit dans notre précédent numéro.

Comme l'amplificateur A600, le Multisound est présenté dans un coffret couleur noyer naturel mati dont les dimensions sont $38 \times 9 \times 20$ cm. A noter que cet appareil peut être également livré dans un coffret blanc laqué.

La face avant en aluminium satiné est décorée de bandes noires. Celle-ci supporte les différentes commandes.

Ce qui différencie cet appareil d'un amplificateur classique, c'est le commutateur à sept touches dont les fonctions sont, dans l'ordre, de gauche à droite : phase inverse - Echange des canaux - Réverbération - Duplex stéréo - Quadrophonie - Mono Marche/Arrêt.

Nous remarquons également trois potentiomètres à course linéaire dont les fonctions sont : Balance - Graves - Aiguës.

Sous le potentiomètre de balance, un modèle classique à curseur rotatif sert au contrôle de volume.

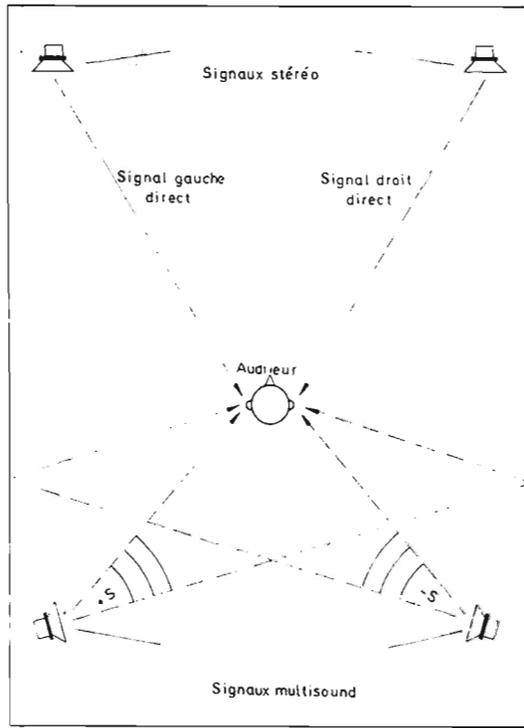


Fig. 2

ETUDE TECHNIQUE

Comme nous le voyons sur le schéma de principe (Fig. 1), l'amplificateur quadrophonie contient deux voies amplificatrices, un réseau de tonalité, un contrôle de volume et une commutation de fonctionnement pour les canaux additionnels, pour la mise en service des deux haut-parleurs supplémentaires.

En fonctionnement Multisound, les signaux stéréophoniques gauche et droit venant de la prise

teurs de $0,22 \mu F$ aux bases des transistors d'un étage différentiel.

Nous avons donc, appliqués aux bases de ces transistors montés en différentiel, **deux signaux en phase**.

Pour que le montage puisse fonctionner correctement, il faut que l'un des signaux ait une amplitude différente, d'où la présence dans la résistance variable de $100 \text{ k}\Omega$ dans la base de T_{245} de façon à

atténuer le signal transmis par T_{116} .

Nous obtenons sur les collecteurs de T_{244} et T_{245} deux signaux en opposition de phase (+ S) et (- S) d'amplitude égale à la différence des amplitudes des signaux disponibles sur les collecteurs de T_{244} et T_{245} (signal disponible lorsque seul un des deux étages est alimenté).

Les signaux (+ S) et (- S) sont

transmis par des condensateurs de 15 nF à un bloc de commutation (Touche III).

Lorsque la touche III n'est pas enfoncée, le système de réverbération est sans action. Nous remarquons en effet que les signaux disponibles sur les collecteurs des transistors d'entrées sont également appliqués au bloc de commutation (Touche IV). Lorsque cette touche est enfoncée, le signal du premier transistor BC149 passe dans le bloc V (touche non enfoncée), puis dans le bloc II (touche non enfoncée) et arrive à l'extrémité du potentiomètre de volume de $600 \text{ k}\Omega$.

Le signal disponible au collecteur du deuxième BC149 (étage d'entrée) quant à lui, traverse le bloc V (touche non enfoncée) puis arrive au bloc II. La touche de ce bloc n'étant pas enfoncée, les points 5 et 6 sont en court-circuit, ce qui aiguille le signal vers la base d'un transistor BC149, signal transmis à celui-ci par un condensateur de $10 \mu F$. Nous remarquons tout de suite qu'il s'agit d'un étage déphaseur (les charges de collecteur et d'émetteur étant égales). Ce transistor étant monté en émetteur commun, le signal appliqué sur la base se retrouvera en phase sur l'émetteur et en opposition de phase sur le collecteur.

Un bloc de commutation I permet ensuite de sélectionner la phase du signal, la touche enclenchée correspondant au déphasage. Le signal est ensuite appliqué à l'extrémité du potentiomètre de volume, comme précédemment.

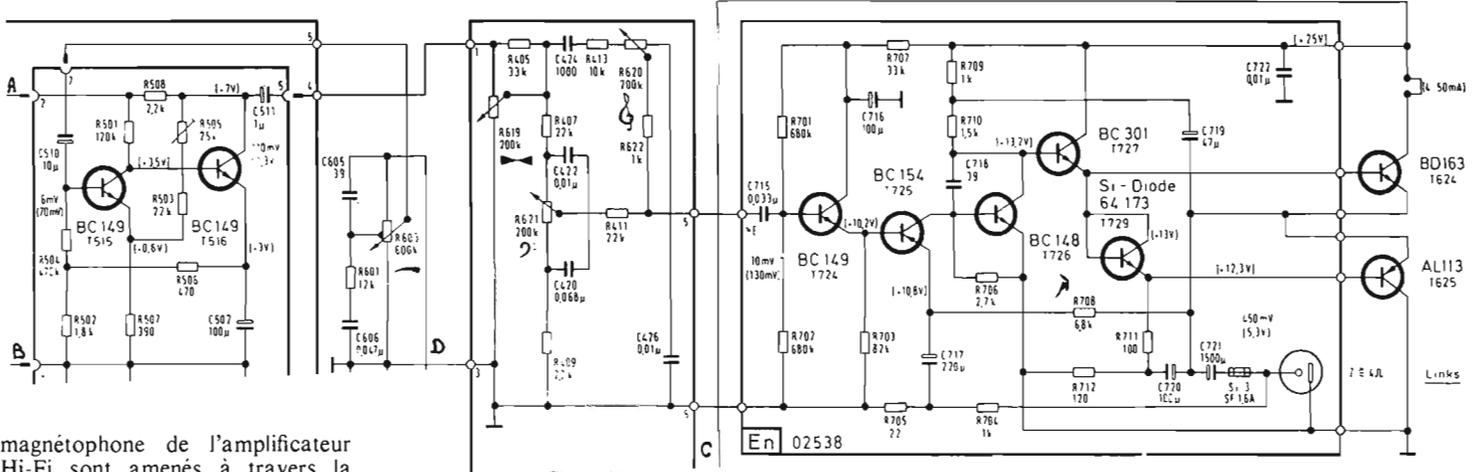
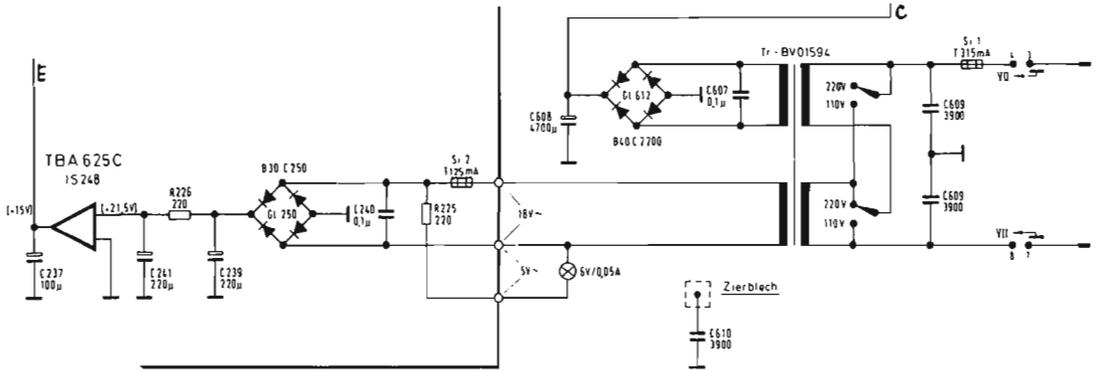


Fig. 1 bis

magnétophone de l'amplificateur Hi-Fi sont amenés à travers la prise d'entrée stéréo aux séparateurs et ensuite à l'amplificateur différentiel, à la sortie duquel les deux signaux antiphases sont obtenus et dirigés aux entrées amplificateurs.

Connectés sur la prise d'entrée du type DIN, 5 broches des condensateurs chimiques de $10 \mu F$ servent respectivement de liaison aux bases de transistors BC149, transistors montés en amplificateur de tension.

Les signaux amplifiés prélevés sur le collecteur de ces transistors sont transmis par des condensa-



Ce transistor permet une mise en phase des haut-parleurs lorsque ceux-ci sont mal connectés et, bien entendu, son action est identique lorsque la touche réverbération est enfoncée (système multisound).

Il est également intéressant de noter que le potentiomètre de volume dispose d'une prise fixe sur laquelle est connecté un réseau de correction dit « physiologique ». Une fraction du signal prélevé sur le curseur de potentiomètre de volume est appliquée par un condensateur de 10 μ F aux étages suivants également équipés de BC149. Nous trouvons deux transistors en liaison continue, ce qui permet une bonne réponse aux fréquences basses.

Un condensateur de 1 μ F sert de liaison entre la sortie de cet étage amplificateur de tension et le réseau correcteur de tonalité. Nous trouvons tout d'abord, en tête, le potentiomètre de balance, potentiomètre double monté en liaisons croisées, ce qui donne une grande souplesse d'utilisation.

En sortie du réseau correcteur, un condensateur de 33 μ F sert de liaison avec l'étage amplificateur.

Cet étage de puissance est équipé dès l'entrée d'un transistor BC149 adaptateur d'impédance.

Notons la présence d'un transistor 64173 monté en diode (base et collecteur court-circuités).

L'étage final est un push-pull avec transistors complémentaires de moyenne puissance. Un condensateur de 1 500 μ F sert de liaison entre l'amplificateur et le haut-parleur, cette forte valeur de la capacité permet une bonne réponse aux fréquences basses.

La puissance sinusoïdale est de 6 W lorsque la sortie HP est chargée avec une impédance de 4 Ω .

Si l'alimentation des étages de puissance ne relève d'aucun inté-

rêt (simple redressement et tension filtrée par un condensateur de 4 700 μ F), par contre, l'alimentation des étages préamplificateurs et de l'étage différentiel est soigneusement stabilisée grâce à un circuit intégré TBA625C.

Après redressement (en pont), un filtre en π supprime énergiquement les ondulations qui se superposent à la tension continue.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : courant alternatif 110/220 V.

Equipement : 21 transistors : 2 x AL113, 2 x BD163, 11 x BC413, 2 x BC148, 2 x BC154, 2 x BC301. 1 circuit intégré : TBA625C. 2 diodes : 2 x 64 173. 2 redresseurs : 1 x B40C2200. 1 x B30C250.

Prises : Radio stéréophonique. Magnétophone stéréophonique. Appareil quadrophonique. Haut-parleurs gauche/droit.

7 touches : Phase inverse. Reverse (échange des canaux). Réverbération. Duplex stéréo. Quadrophonie. Mono. Marche/Arrêt.

Régulateurs : 3 potentiomètres à curseurs : Balance, graves, aiguës. 1 bouton rotatif : Volume.

Etages d'entrée : Circuit d'entrée à deux canaux, protégé contre la surcharge, pour le raccordement à une prise magnétophone d'un poste radio.

Réverbération : Réverbération électronique par l'obtention de la composante latérale (signal L-R) dans un étage décodeur.

Quadrophonie : Désigné pour la reproduction quadrophonique des disques quadrophoniques et des magnétophones à quatre canaux, en connexion avec un tuner-amplificateur stéréo.

Réglage de tonalité Hi-Fi : 3 potentiomètres à curseurs pour ba-

lance, graves et aiguës. Gammes de réglage : Balance : des deux côtés à zéro. Graves : ± 15 dB. Aiguës : ± 15 dB.

Pour conclure, nous pouvons admettre que l'amplificateur Quadro « Multisound 600 » est conçu

pour l'avenir. Il permet des combinaisons universelles pour la reproduction et la comparaison des systèmes de réverbération et des méthodes de transmission à plusieurs canaux, d'une manière très simple.

LES BOITES DE CIRCUITS-CONNEXIONS D.E.C.

LES boîtes de connexions ont été conçues pour la réalisation de circuits d'essais et de maquettes sans soudure.

Depuis l'avènement des circuits intégrés, le système utilisant les techniques de liaison sans soudure devient nécessaire au stade expérimental (laboratoires, enseignement technique, études de prototypes, réalisations d'amateur, constructions provisoires d'essais, etc.). En effet, les divers composants ou les circuits intégrés doivent pouvoir être changés sans avoir continuellement à souder ou à dessouder; ceci permet la réutilisation des composants qui ne risquent pas d'être détériorés, puisqu'ils ne sont pas chauffés.

Les boîtes de « circuits-connexions » résolvent le problème en proposant des contacts de premier choix, ainsi qu'un système pratique d'utilisation des composants discrets et des circuits intégrés.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Des pinces en bronze phosphoreux sont disposées dans des alvéoles (Fig. 1). Ces pinces sont reliées entre elles par des barrettes formant un ensemble de 4 ou 8 pinces. Ces ensembles placés parallèlement forment ainsi un ensemble de circuits.

La boîte se compose d'alvéoles isolant chaque pince. Le corps de la boîte est en fibre de verre nylon. Sur le dessus de la boîte, des trous sont prévus pour permettre le passage des fils des composants. Les traits en relief indiquent les pinces reliées entre elles.

UTILISATION DES COMPOSANTS DISCRETS

(Résistances, condensateurs, transistors, etc.)

Il suffit d'introduire le fil du composant dans le trou de la boîte. La pince située en dessous assure un excellent contact. Pour changer de composant, il suffit de tirer sur le fil. Les contacts résistent à 150 000 insertions.

UTILISATION DES CIRCUITS INTEGRES

Des plaquettes sont fournies pour recevoir des circuits intégrés. Ces plaquettes se composent d'un support sur lequel sont fixées des broches prévues à l'écartement des pinces de la boîte. Ces broches sont reliées au centre de la plaquette par un circuit imprimé à l'argent; cet ensemble constitue le support nu. Sur ce support nu, un adaptateur pour circuit intégré D.I.L.

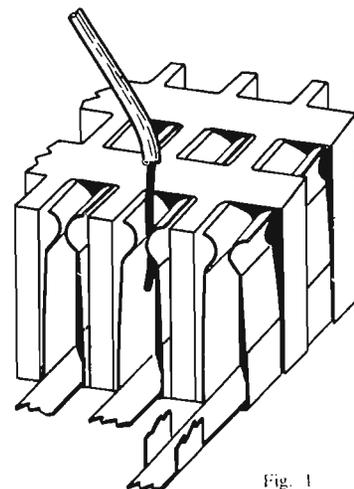


Fig. 1

**KÖRTING-
TRANSMARE**

WEST GERMANY

« LA MUSIQUE EN ROND »
solution complète de la QUADRIPHONIE
AMPLIFICATEUR

MULTISOUND 600

(Adaptable à tout tuner-ampli) - Reproduction spatiale des EMISSIONS RADIO, DES DISQUES et BANDES MAGNETIQUES QUADRIPHONIQUES avec 6 possibilités :

- Phase inverse
- Reverse
- Réverbérateur
- Duplex stéréo
- Quadraphonie
- Mono

PRIX **900,00**

● Enceinte acoustique. La pièce **287,00**
ET TOUTE LA GAMME DES PRODUCTIONS « KÖRTING »

A 600 : Amplificateur HI-FI 2 x 15 watts 816,00	T 600 - TUNER STEREO OC étalée - PO-GO-FM .. 657,00
STEREO 1000 L - TUNER/AMPLI AM/FM Puissance 2 x 25 watts .. 1 390,00	SYNTECTOR 1500 L - TUNER/AMPLI 2x40 watts. Réponse 15 à 40 000 Hz. Prix 2 495,00

DEMONSTRATION ET VENTE :
R A D I O

Robur
HAUTE FIDELITE

102, boulevard Beaumarchais
PARIS XI^e Tél. : 700.71.31
C.C. Postal 7062-05 PARIS

VOIR NOS PUBLICITES
PAGES 320-321

(Dual in Line) ou TO 5 est soudé à demeure. Ces adaptateurs sont de construction spéciale, avec contacts plaqués or prévus pour résister à de nombreuses utilisations (plus de 10 000).

ASSEMBLAGE DES BOITES

Des queues d'aronde permettent d'assembler les boîtes entre elles. Pour relier les contacts, il suffit de disposer des fils formant cavaliers et reliant les boîtes entre elles.

Il peut être également fourni des fils de liaison avec embouts soudés pour relier entre eux les différents circuits (en 5 cm, 7,5 cm, 10 cm, 12,5 cm et 17,5 cm)

PANNEAU DE COMMANDE

Un panneau de commande est livré avec chaque boîte ; il permet

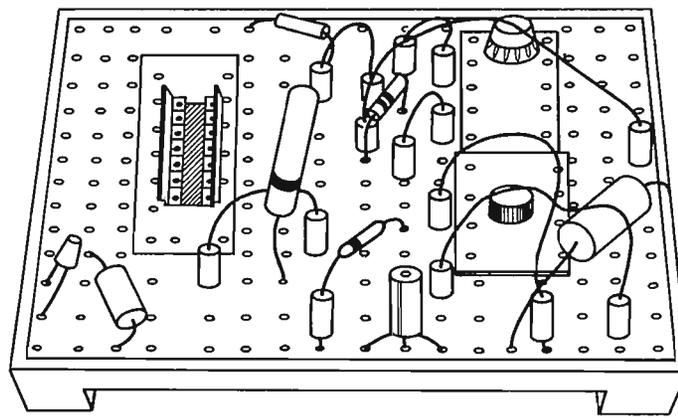


Fig. 2

de fixer les potentiomètres, les interrupteurs, les lampes témoins, etc.

Des pastilles en fibre de verre nylon, s'adaptant sur le panneau de commande, permettent de réduire éventuellement le diamètre des orifices selon l'utilisation prévue.

Courant maximum : 5 ampères.
Tension maximale : 1 000 V.
Gamme de température : de - 55 à + 130 °C.
Matériau : Fibre de verre nylon.
Dimensions : 125 x 81 x 16 mm.

Force d'insertion ou d'extraction : 90 grammes.

Support de circuit intégré :

Broches : Plaqué argent.

Platine : Fibre epoxy.

Circuit imprimé : Argent.

Contacts des circuits intégrés : Plaqué or.

Selon l'emploi projeté, il existe des boîtes de types μ -DEC-A ou B, et T-DEC. Sur les deux premières, nous avons 208 points de contacts, 3 barrettes de contact (16 connexions par barrette), et 2 panneaux indépendants de 20 barrettes de contact disposées en 10 paires (4 connexions par barrette). Pour la première boîte, on utilise les supports de circuits intégrés prévus à cet effet (capacité = 4 supports TO5, 10 broches ou 2 supports DIL + composants discrets). Les caractéristiques principales de la seconde boîte sont identiques à celles de la première, mais deux supports DIL pour circuits intégrés sont soudés à demeure.

Enfin, pour le dernier modèle cité (T-DEC), nous avons également 208 points de contact, mais avec 38 barrettes de contact (séparation de 5 mm entre chaque pince).

La boîte μ -DEC-A est généralement le modèle le plus utilisé, car elle permet l'emploi de nombreux composants discrets et, par l'intermédiaire des supports, l'utilisation des circuits intégrés en boîtier DIL ou en boîtier TO5.

CARACTERISTIQUES COMMUNES A TOUTES LES BOITES

Capacité : 0,6 pF.
Résistance entre contacts adjacents : < 10 M Ω .
Résistance d'isolation : > 100 M Ω .
Contacts : Bronze phosphoreux BS407/2.

Signalons aussi la boîte S-DEC qui convient plus particulièrement à l'enseignement. Ce modèle est composé de 70 contacts en bronze phosphoreux disposés en deux panneaux contenant 7 barres parallèles de 5 contacts chacune.

Le corps de la boîte est en polystyrène à haute résistance.

Autres caractéristiques :

Capacité : 3 pF.

Résistance d'isolation : 10¹⁰ Ω .

Intensité maximale : 1 A.

Tension maximale : 500 V.

Température : de - 5° à + 70 °C.

CONSEILS D'UTILISATION

Afin d'obtenir un long usage des boîtes, il est recommandé :

- De ne jamais employer des composants ayant leurs fils pliés, déformés ou ayant de la soudure ;

- De nettoyer les fils couverts de graisse ou de colle ;

- De monter les accessoires sur les panneaux avant leur mise en place ;

- D'enfoncer les fils bien verticalement dans les pièces ;

- De ne pas mettre deux fils dans le même trou.

La figure 2 montre un exemple de réalisation expérimentale conçue à partir d'une boîte de circuits à connexions sans soudure.

Pour terminer, il est intéressant de rappeler les avantages offerts par ces types de boîtes de connexions.

Gain de temps : Tout montage est effectué environ 15 fois plus vite qu'avec les systèmes à souder.

Gain de composants : Réutilisation des composants, car ils ne sont pas chauffés.

Fiabilité : La qualité des contacts assure une très bonne connexion et évite les inconvénients des soudures « sèches ». Les contacts des adaptateurs sont plaqués or.

Economie d'argent : Outre le temps et les composants économisés, les boîtes sont prévues pour une utilisation de plus de 100 000 insertions, ce qui donne le prix de revient le plus bas par expérience.

Par contre, il va sans dire que ces systèmes de connexions et de liaisons ne conviennent pas pour des expérimentations en VHF.

Roger A. RAFFIN

(d'après notice technique D.E.C.)

Êtes-vous prêt ?

la télévision en couleurs à portée d'

le diapo-télé test

UN *immense succès* AU SALON

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs ; visionneuse incorporée pour observations approfondies.

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris.

L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

DU NOUVEAU A MARSEILLE !

DISTRILEC
OUVRE SON AUDITORIUM

Concessionnaire officiel KÖRTING

Tuner AM/FM T 600	655 F
Ampli hi-fi stéréo A 600	815 F
Tuner ampli Syntector 1500 L	2 480 F
Tuner ampli stéréo 1000 L	1 835 F
Baffle hi-fi LSB 15, les deux	365 F
Baffle hi-fi LSB 25, les deux	675 F
Baffle hi-fi LSB 45, les deux	910 F
Platine BSR tête mag. changeur	486 F

Concessionnaire officiel SONY

Magnétophone miniature TC 40	915 F
Magnétophone à cassette TC 110	832 F
Magnétophone 4 vit. Servocontrol TC 800	1 310 F
Magnétophone à cassette av. radio AM/FM incorporé, micro CF 300	1 050 F
Magnéto. 4 pistes quadr. TC 366	4 040 F
Magnéto. mono/stéréo bande ou cassette, type TC 330	2 780 F
TV portatif, secteur/batterie, 2 chaînes, tous canaux	1 270 F

Modules et amplis SINCLAIR Hi-Fi

Préampli-correcteur stéréo 60	199 F
Amplificateur 40 W Z 50	96 F
Amplificateur 20 W Z 30	78 F
Alimentation secteur PZ 5	89 F
Alimentation stabilisée PZ 6	149 F
Filtre actif stéréo	139 F
Ampli-préampli à circuits intégrés hi-fi stéréo 2 x 10 W SI 2000	490 F
Ensemble SINCLAIR stéréo 2 x 25 W	890 F

Appareils de mesure CHINAGLIA

CORTINA 20 000 O/V av. étui et cordons	215 F
CORTINA USI av. signal-tracer	265 F
MAJOR 40 000 O/V av. étui et cordons	290 F
MAJOR USI av. signal tracer	340 F
DINO électronique FET 20 000 O/V	360 F
DINO USI av. signal tracer	410 F
Cortina MINOR av. étui et cordons	169 F
Transistormètre universel B30	195 F
Signal tracer « stylo » USIJET	70 F
Oscilloscope de service 330/3 MHz	890 F

Dépositaire coffrets « TEKO »
toute la gamme des coffrets métalliques et plastiques (notice franco s/demande)

Stock régional :
Antennes TV ZENHOER - Hauts-parleur ROSSELSON
TUBES ÉLECTRONIQUES ANCIENS ET MODERNES
aux meilleurs prix (tarif franco)
SEMI-CONDUCTEURS - TRANSISTORS
TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

DISTRILEC
9, RUE SAINT-SAVOURNIN
MARSEILLE-5^e - Tél. : (91) 42 64 04

RÉALISATION D'UN FILTRE ANTIPARASITE POUR CIRCUITS A TRIACS

DEPUIS quelques années, les thyristors et surtout leurs dérivés « triacs » connaissent une utilisation fort répandue. Dans le domaine industriel, les applications sont nombreuses, comme par exemple, les installations de relaiage statique. Dans le domaine du grand public, ce sont les applications se rapportant à l'éclairage et aux moteurs qui sont les plus courantes. Les gradateurs de lumière, les réducteurs de vitesse pour perceuses électriques, et les modulateurs de lumière sont des exemples type de ces applications.

Si l'on a immédiatement compris l'énorme intérêt de ce genre de dispositifs, il faut reconnaître que quelques inconvénients ont également été constatés. Le plus important d'entre eux est sans aucun doute la création de parasites fort gênants. Dans les domaines industriels, il est surtout question de parasites provoquant des déclenchements intempestifs. De nombreuses solutions ont déjà été mises au point, par les utilisateurs, pour y remédier.

simple self, constituée par un bobinage autour d'un bâton de ferrite, sont presque inefficaces. (Il est cependant certain qu'ils provoquent un affaiblissement du niveau des troubles, mais cet affaiblissement est insuffisant).

Nous proposons donc la réalisation d'un filtre de modèle standard, qui conviendra à pratiquement tous les montages à triac. (ou thyristor), dont la puissance est usuelle, dans les utilisations domestiques. Ce filtre a fait l'objet d'études approfondies, en laboratoire, afin de le rendre le plus « standard » possible. Son effica-

cité est très importante, puisqu'il ne laisse passer qu'un parasite résiduel quasi insensible.

LES NORMES D'ANTIPARASITAGE

Nous savons tous que produire des parasites pouvant gêner des auditeurs pendant la réception de programmes de radio — ou de télévision — est une chose interdite ! Mais, nous savons tous également qu'il est un certain nombre de parasites dont la suppression totale est impossible: en pratique. Donc, différentes normes ont été établies. Ces normes varient suivant les pays. Les normes européennes sont, à notre avis, guère sévères. Notre filtre les dépasse largement, en efficacité.

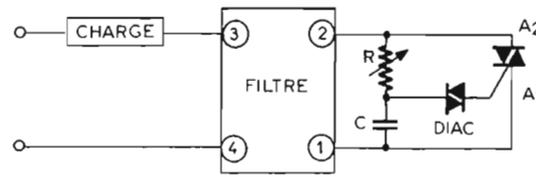


Fig. 2. - Schéma d'implantation d'un filtre sur un montage courant.

LE FILTRE

Le schéma de principe du filtre est donné en figure 1. Comme on le voit, il s'agit d'un réseau du genre « L », composé de deux selfs de valeur spéciale, placées en série dans l'alimentation, et d'un condensateur de 0,1 μ F, en parallèle. Ce condensateur est choisi pour une tension de 400 V, puisqu'il est appelé à fonctionner sur des tensions alternatives allant jusqu'à 250 V (tension secteur).

Les selfs qui sont fournies couplées (avec l'ensemble complet du matériel pour réaliser ce filtre) sont réalisées sur des circuits magnétiques à grains orientés (fer de transformateur) de 28 x 32 mm. Leur disposition mécanique joue un rôle très important dans l'absorption du rayonnement direct du parasitage. Il sera donc particulièrement recommandé de ne pas modifier cet assemblage mécanique.

Le schéma donné en figure 2 nous montre comment on doit relier un filtre de ce genre à un gradateur. Les numéros donnés aux liaisons correspondent aux numéros des fils apparaissant sur le plan de câblage (Fig. 3).

L'encombrement réduit de l'ensemble le rendra compatible avec pratiquement toutes les installations déjà existantes.

Les selfs, telles qu'elles sont réalisées, permettront à un courant de 4 A d'être distribué à la charge. Ceci représente une valeur largement suffisante. En effet, en majorité, ce sont des triacs de 3 ou 6 A que l'on emploie dans les installations domestiques. Si l'on tient compte d'une marge de sécurité en intensité, pour le triac, on arrive, dans la plupart des cas, à une consommation maximum de 4 A. N'oublions pas que ce courant, sur un secteur de 250 V, permet quand même de produire une puissance utile de 1 000 W. Comme ce courant alternatif d'intensité déjà importante peut provoquer des vibrations, les selfs livrées dans l'ensemble sont imprégnées.

REALISATION PRATIQUE

Il est difficile d'imaginer un montage « électronique » plus simple que celui que nous présentons ici. Nous osons croire qu'il ne posera de problème à personne. Le tout monté sur une petite plaquette de bakélite de 43 x 43 mm. Les liaisons peuvent être faites par fils directs, ou sur des cosses à souder. On réalisera avec le gradateur (ou l'appareil à triac) à utiliser, des liaisons aussi courtes que possible. Aucune pièce n'est fragile, et aucune précaution particulière n'est donc à prendre pour cette réalisation.

MISE EN SERVICE

Lorsque le montage est terminé, il convient d'essayer le filtre. Auparavant, il est conseillé d'essayer l'appareil par lui-même, afin de s'assurer du montage correct de l'ensemble. Puis, on prend un récepteur à transistors, par exemple

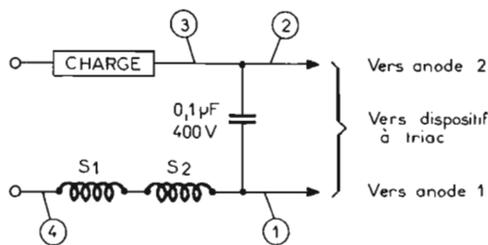


Fig. 1. - Schéma de principe du filtre.

Dans le domaine du grand public, c'est surtout au niveau du « parasite radio » que le phénomène revêt la plus grande importance. Un gradateur, par exemple, non muni d'un réseau d'antiparasitage, rend inaudibles les bandes PO-GO de la modulation d'amplitude. Comme les ruptures produites dans le triac sont d'intensité importante, le rayonnement se produit très loin. D'autre part, le parasitage se propage par la ligne d'alimentation. On imagine donc à quel point peuvent être gênants ces phénomènes que de très nombreux lecteurs ont, sans aucun doute, déjà eu l'occasion de constater, et de déplorer.

Sur le plan des solutions, il faut dire que l'on est encore en présence d'un grand vide. Tous les montages dans lesquels on se contente de faire intervenir une

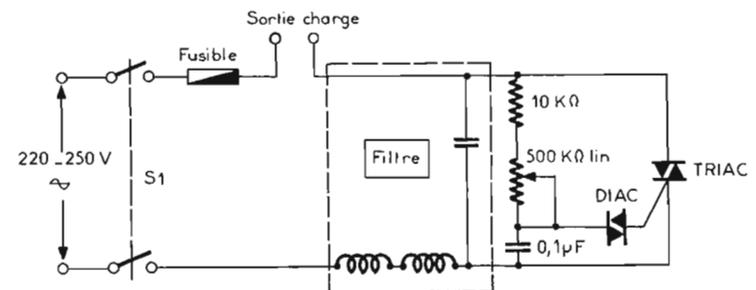


Fig. 3. - Exemple pratique d'utilisation : un gradateur à triac. S₁ est un interrupteur secteur. Il peut être couplé au potentiomètre, mais dans ce cas, il faut s'assurer qu'il admette les intensités que l'on utilisera. Le fusible pourrait être placé en bas, sur le circuit « Anode 1 », sans inconvé-

que l'on met en fonction sur la gamme « grandes ondes ». Lorsque le récepteur est approché à une trentaine de centimètres du triac, la réception des stations doit couvrir les parasites résiduels, les rendant pratiquement imperceptibles. Puis, en s'éloignant très légèrement, ces parasites doivent disparaître peu à peu. Le récepteur, dont le réglage est réalisé en dehors de toute station, ne doit plus faire entendre de parasites, à une distance d'environ 1 m.

Ceci est l'efficacité théorique. Mais, de très légères variations (en mieux ou en moins bien) pourront, bien entendu, être observées, suivant les montages.

AUTRES POINTS POUVANT SUPPRIMER LES PARASITES

Dans le cas où un rayonnement important est constaté, dans les gradateurs (ou réducteurs de vitesse) dont le potentiomètre de réglage se trouve éloigné, il sera conseillé de réduire au minimum la liaison potentiomètre-gradateur.

La figure 3 nous montre un schéma de gradateur courant, muni de l'antiparasite décrit ci-dessus. Or, l'utilisateur pourra constater la production de troubles très importants, au maximum de débit en puissance, soit au point minimum de réglage du potentiomètre. Pour éviter cet inconvénient, on placera une résistance de valeur assez peu élevée (10 k Ω , par exemple) en série avec ce potentiomètre. Cela évitera le déclenchement par la sinusoïdale du secteur et par là même, le parasite constaté. Le maximum de puissance sera quand même atteint.

L'adaptation d'un tel filtre rendra donc beaucoup plus agréable l'utilisation des gradateurs à triacs, et mettra l'utilisateur en confiance, puisqu'il possèdera alors un appareil dont le parasitage ne dépassera plus les limites légales.

Yves DUPRE

LA CHAÎNE STÉRÉO « MAGIC SOUND »

LA « Magic Sound » est une chaîne stéréophonique complète, de niveau économique, qui comprend une platine tourne-disque à changeur automatique, un amplificateur, et deux baffles. Il s'agit d'un ensemble principalement étudié pour l'utilisation domestique.

Caractéristiques générales :

- Alimentation : 110, 160, 220 V.
- Appareil entièrement à semi-conducteurs.
- Puissance : 2 x 12 W (crête).
- Dimensions du bloc principal : 38 x 36 x 20 cm.
- Dimensions d'un baffle : 28 x 37 x 13 cm.
- Poids du bloc principal : 11,5 kg.

DESCRIPTION TECHNIQUE

La table de lecture :

La platine choisie pour ce modèle est une BSR, de référence C129. Il s'agit d'une excellente mécanique, fonctionnant en 16, 33, 45 et 78 tours, dont le bras est muni d'une cellule à pointe diamant. Ce dernier est réglable en position latérale. La mise en mar-

che est automatique, et s'accompagne d'une dépose en douceur de la pointe de lecture sur le disque. Lorsque la lecture est terminée, le bras revient automatiquement sur son support. Le dispositif de changeur automatique est d'une précision parfaite.

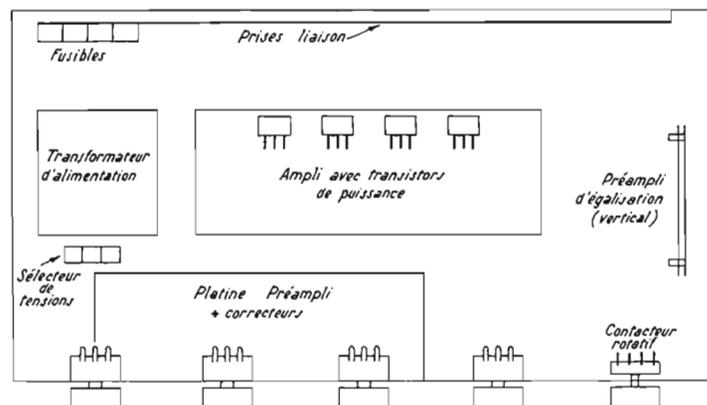
Il faut noter qu'en lecture, les éléments du changeur automatique s'isolent mécaniquement du bras, éliminant ainsi tout risque d'influence néfaste. Cette table de lecture est très soigneusement fixée sur le socle qui est, en même temps, le coffret de l'amplificateur. La fixation est souple (sur

- Déphaseurs.
- Etages de sortie.

Le tout comprend une dizaine de transistors, tous au silicium, ce qui justifiera, par la suite, les bonnes performances de cet ensemble, pourtant très économique.

Les préamplificateurs :

Ils recueillent les signaux issus des sources, qui sont soit la platine, soit un tuner F.M., soit un magnétophone. Pour ces deux dernières catégories, des prises aux normes DIN sont disposées sur le coffret, pour liaisons stéréophoniques.



ressorts) et blocable pour le transport. Un centreur pour disques 45 tours est également livré avec l'ensemble.

L'amplificateur :

L'alimentation de la partie électronique se compose d'un transformateur abaisseur, d'un pont au silicium, et d'un filtre muni de condensateurs électrochimiques de fortes valeurs. La tension obtenue, continue, alimente préamplificateurs et amplificateurs pour les deux canaux.

On trouve ensuite, dans les deux circuits identiques de cette installation stéréophonique, les étages suivants :

- Préamplificateurs.
- Correcteurs.
- Balance.

Les réglages :

Les contrôles de volumes, ainsi que de tonalités (graves et aigus) sont, bien que commandés par un seul bouton, indépendants sur chacun des deux canaux. Les circuits de corrections sont du type Baxendall 1, à double réglage, et efficacité parfaite.

La balance est constituée d'un potentiomètre unique.

Les circuits de sortie :

Des transistors au silicium, de puissance, sont utilisés, dans les étages de puissance, en montage « Push-Pull », avec condensateur électrochimique en sortie (placés en série). Deux transistors complémentaires, équipent chaque canal. Le montage est en classe B.

CHAÎNE STÉRÉO MAGIC SOUND • PRIX 740 F avec couvercle plexi 2 x 15 watts • Platine BSR • Changeur Hi-Fi • Deux enceintes Hi-Fi

AUDIOCLUB
RADIO-STOCK

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00
Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 à 19 h. Nocturnes tous les jeudis jusqu'à 22 h

Parking : 34, rue des Vinaigriers - C.C.P. PARIS 5379-89

FILTRE ANTIPARASITE SECTEUR pour jeux de lumière, gadateurs, stroboscopes, etc.
Le jeu de composants : 30 F (port 6 F)

MAGENTA ELECTRONIC 8, rue Lucien-Sampaix, PARIS-X^e - Tél. COM. 56-13

UN MINI-GÉNÉRATEUR BF et TBF TRÈS SIMPLE A RÉALISER

POUR la mise au point d'un grand nombre de circuits et de montages, il est indispensable de disposer d'un générateur BF et si possible TBF, c'est-à-dire très basse fréquence. Un tel appareil pourra être très perfectionné dans le cadre d'un laboratoire, mais sa complexité ira de pair et son prix ne sera plus en rapport avec le budget de l'amateur!

de la tension d'alimentation; donc pour un étalonnage donné et établi avec 9 V d'alimentation, il faudra continuer à alimenter en 9 V le générateur pour conserver le respect de l'étalonnage du cadran.

Présenté sous forme d'un petit coffret métallique de dimensions réduites : 120 x 100 x 50 mm et muni d'une poignée de transport

Pont de Wien à résistances et capacités.

La variation de fréquence est obtenue en jouant sur un potentiomètre double (2 fois 5 k Ω) monté en résistance double variable dans les 2 branches du Pont de Wien; un inverseur permet de commuter les capacités de 15 nF ou de 1,5 μ F pour passer de BF en TBF et vice versa.

Le potentiomètre double sera commandé par un grand bouton muni d'une flèche permettant de balayer le cadran; il permettra de couvrir sans trou les 2 gammes de fréquence. Ce potentiomètre sera du type linéaire et si possible bobiné afin d'éviter l'usure et les risques de mauvais contacts; ce composant est primordial quant à la stabilité en fréquence et en amplitude du signal de sortie. Comme les potentiomètres au carbone ne présentent pas une variation suffisamment régulière, il est préférable de les remplacer dans ce cas par des potentiomètres bobinés de bonne qualité. L'amplificateur à 3 étages utilise 3 transistors de la famille des 2N2905 (PNP bien connu et universellement utilisé!) et 2N2907 qui sont montés en amplificateur à liaison directe et le premier 2N2907 prend son courant de base à partir d'une prise ménagée sur la résistance d'émetteur du deuxième étage utilisant lui aussi un 2N2907.

Cette contre-réaction est très énergique en intensité et stabilise le point de fonctionnement de

l'ensemble amplificateur; un condensateur de 1000 μ F assure la contre-réaction en alternatif; la tension de contre-réaction est fournie au Pont de Wien directement depuis l'émetteur du 2N2905.

Un courant alternatif est prélevé sur le potentiomètre de 200 Ω monté dans le circuit d'émetteur du 2N2905; ce courant alternatif traverse donc une capacité de 1000 μ F et s'en va rejoindre le point commun à la résistance de 1 k Ω et à la petite ampoule de 6 V, et de très faible intensité : 0,05 A par exemple; cette ampoule et cette résistance assurent le retour vers la masse du circuit d'émetteur du deuxième étage 2N2907. La chute de tension apparaissant aux bornes de cette ampoule sert de tension de contre-réaction et l'amplitude est stabilisée en raison de la non-linéarité de la caractéristique de la lampe à incandescence : voilà donc la raison de la présence d'une petite ampoule qui ne s'éclaire même pas! Le réglage du potentiomètre

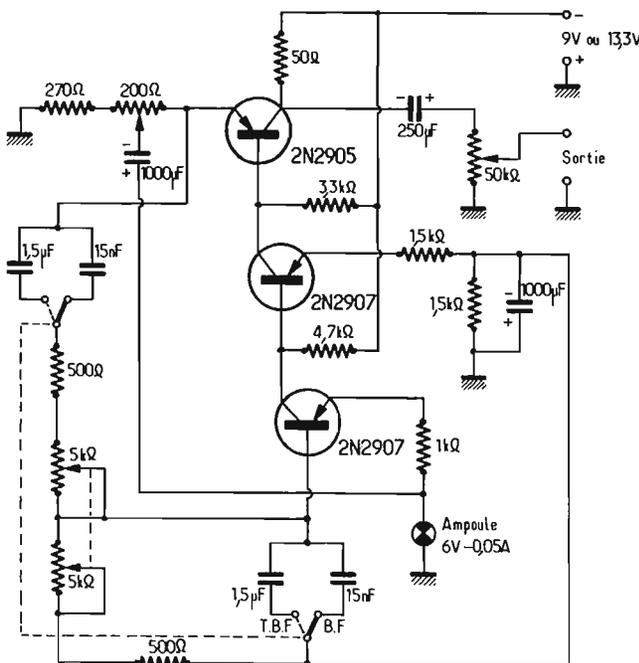


Fig. 1

Nous avons donc réalisé un mini-générateur BF et TBF très simple, ne nécessitant que peu de composants et, par conséquent, peu onéreux! De plus, les signaux disponibles sont parfaitement sinusoïdaux et c'est là un point très intéressant. Destinée aux amateurs, ce générateur de conception simple et facile à mettre en œuvre trouvera de nombreux débouchés.

Nous l'avons réalisé il y a dix-huit mois et son fonctionnement est toujours impeccable; il pourra être alimenté, soit en 9 V (2 piles de 4,5 V en série), soit en 13,5 V (3 piles de 4,5 V en série), mais il sera bon de toujours conserver la même tension d'alimentation, car la fréquence du signal « généré » variera quelque peu en fonction

à sa partie supérieure, il délivre un signal sinusoïdal en BF ou en TBF, ce qui correspond approximativement aux fréquences :

- En BF : de 20 Hz à 20 kHz;
- En TBF : du 0,5 Hz à 20 Hz.

Le passage d'une gamme à l'autre s'effectuant au moyen d'un commutateur; le niveau de sortie sera variable et sera suffisant pour exciter un haut-parleur et fournir de 200 à 350 mW : c'est donc amplement suffisant pour bon nombre d'applications. La consommation est relativement minime : sous une alimentation de 13,5 V, le courant est de 7 mA, et, sous 9 V, le courant débité tombe à 5 mA; la durée de vie des piles est donc assez longue. Le schéma du générateur (cf. Fig. 1) montre 3 transistors disposés suivant un

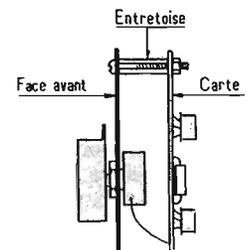


Fig. 2 bis

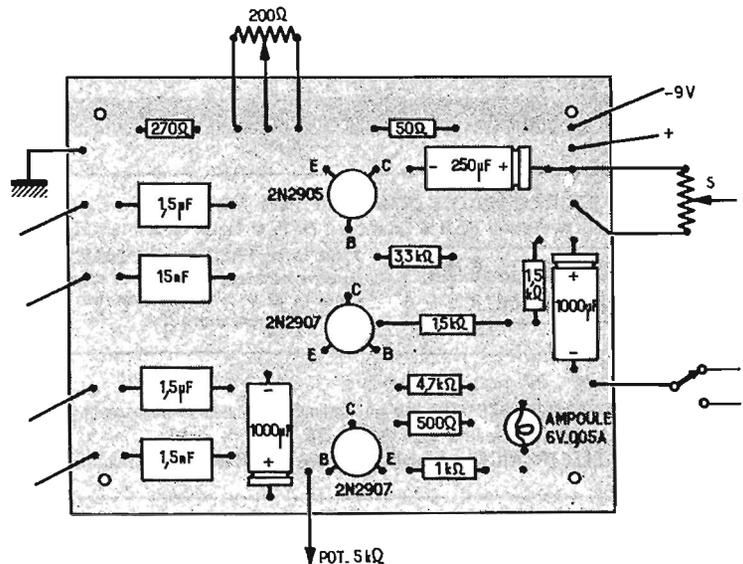


Fig. 2

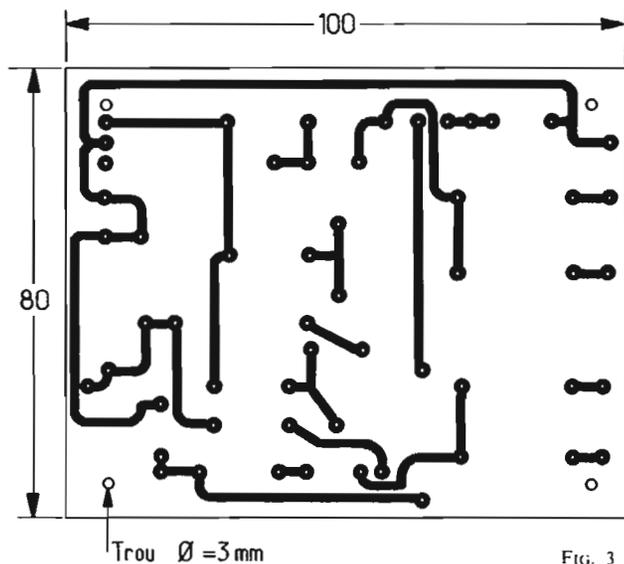


FIG. 3

de 200 Ω doit être tel que la tension au point de sortie soit de 1 V, mais en pratique le réglage de ce potentiomètre s'opère en écoutant le signal de sortie sur un HP et l'on touche à ce réglage de telle sorte que l'on obtienne et sur les 2 gammes un signal audible correct, non déformé, mais si l'on dispose d'un oscilloscope, cela n'en sera que mieux et l'on pourra doser et « figner » ce réglage pour obtenir un signal vraiment sinusoïdal, identique à celui que nous avons obtenu (voir nos différents oscillogrammes).

Ainsi, lorsque le réglage est correct, la tension de sortie est de 1 V (potentiomètre de niveau de sortie BF au maxi) et reste constante à 1 dB près; le rôle du potentiomètre de niveau de sortie sera de permettre éventuellement l'amplitude du signal sans pour autant dérégler le générateur par lui-même (utilisation avec des préamplificateurs à faible niveau par exemple).

Il est important de faire attention au branchement du potentiomètre double commandant la variation de fréquence, de telle sorte que les 2 parties de ce potentiomètre varient dans le même sens et non pas en sens inverse, mais là encore la façon la plus simple consiste à réaliser un branchement et de vérifier à l'écoute sur HP; si l'écoute montre un

fonctionnement anormal, il suffira d'inverser l'un ou l'autre des raccordements, et tout rentrera alors dans l'ordre.

Pour étalonner ce générateur, il faudra le comparer, soit avec un autre générateur déjà étalonné, soit avec un disque de fréquence (disque étalon); on obtiendra un battement entre la fréquence étalon et celle du géné-

rateur à l'essai et au moment où ce battement sera annulé, la fréquence sera identique pour les 2 sources. Il suffira de relever la valeur de la fréquence et de la porter au crayon sur le cadran de notre mini-générateur, et de

procéder de la même manière avec une autre fréquence.

Le schéma (Fig. 1), est donc relativement simple et le nombre des composants peu élevé; on pourra découper une petite carte de circuit imprimé en papier phénolique ou autre matière (comme il s'agit de BF, le rôle de l'isolant n'a qu'une importance minime); les dimensions de la carte seront de 100 x 80 mm (ordre de grandeur) et dans ce cas les composants n'y seront guère tassés! Cette carte pourra être fixée au coffret au moyen de 4 vis et de 4 entretoises fixées à la face avant (Fig. 2). Le dessin de la carte imprimée est assez simple et nous le donnons (cf. Fig. 3) pour satisfaire nos amis lecteurs désireux de trouver le maximum de facilités pour réaliser nos montages; 4 trous de 3 ou 3,5 mm seront percés pour la fixation du circuit imprimé et le reste du trace est des plus classiques: des pistes et des pastilles sans commentaires; le coffret dans lequel a été réalisé notre générateur n'était autre qu'une boîte de gâteaux secs (et vide!!!) repeinte en gris clair au moyen d'une bombe de peinture pour voiture; les inscriptions en noir ont été portées au moyen de lettres

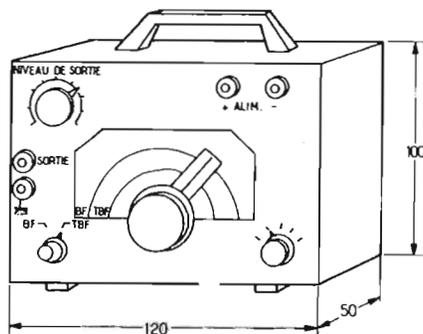


FIG. 4

CHAINE « MAGIC SOUND »

(Suite de la page 233)

CONCEPTION MECANIQUE

A l'intérieur du coffret en bois, formant socle pour la table de lecture, on découvre les circuits de l'amplificateur. Trois circuits imprimés, constituant en quelque sorte trois modules, sont placés de la manière suivante:

— A l'avant, le premier de ces circuits imprimés, reçoit les étages préamplificateurs et correcteurs. Les potentiomètres y sont soudés.

— Plus vers l'arrière, se trouvent les deux amplificateurs de puissance. Chacun est monté sur une petite plaquette de bakélite dont les dimensions ne dépassent pas 5 x 5 cm. Afin d'assurer aux transistors de puissance un refroidissement maximum, un radiateur original est utilisé: il s'agit purement et simplement du châssis en tôle de l'alimentation. Economie et efficacité sont réunies grâce à cette astuce, qui permet, en outre, de gagner une place appréciable.

Pour commuter les différentes fonctions de la chaîne, un petit contacteur à trois touches a été prévu.

Les prises de liaisons sont placées à l'arrière ainsi que le fusible, et le sélecteur de tensions d'alimentation.

Les prises normalisées pour magnétophone et tuner (stéréophoniques) sont disponibles, ainsi que les prises DIN pour haut-parleurs.

Le coffret est en teck, et il est fourni avec son couvercle transparent en plexiglass.

LES BAFFLES

Sur les sorties 8 Ω de ce bloc principal sont reliés les deux baffles de la chaîne. Ils sont de même couleur que l'élément central (teck) et équipés d'un haut-parleur à haut rendement de 17 cm de diamètre.

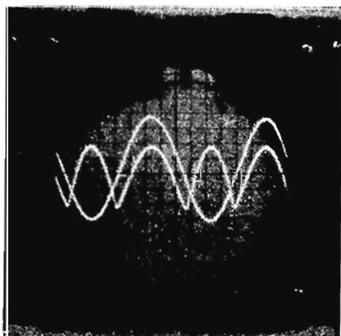
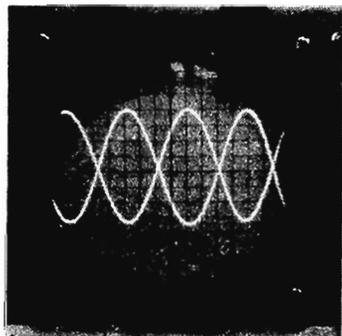
LES PERFORMANCES

La chaîne « Magic Sound », bien qu'économique, réalise quand même des performances très valables. Sa bande passante s'étend de 40 à 20 000 Hz, à plus ou moins 3 dB. En puissance, nos essais nous ont donné les résultats suivants:

- Puissance nominale: 6 W.
- Puissance musicale: 8 W.
- Puissance de crête: 12 W.

La séparation des canaux est parfaite, et les effets stéréophoniques sont particulièrement bien rendus. La distorsion est inférieure à 0,2 %.

Pierre DURANTON.



LES SÉLECTEURS VHF-UHF A VARICAPS VIDÉON SÉRIE F24

PARMI les avantages que présente la solution « varicap », mentionnons la possibilité de concevoir le récepteur sous une forme nettement différente de la solution conventionnelle, puisque le condensateur variable étant éliminé, on supprime ainsi la commande mécanique accessible sur le panneau avant du téléviseur. Aujourd'hui, grâce à la solution « varicap », le bloc sélecteur peut être intégré au châssis, ou bien encore à un circuit complet en câblage imprimé, puisque le contrôle des fréquences se fait uniquement par des variations de tension.

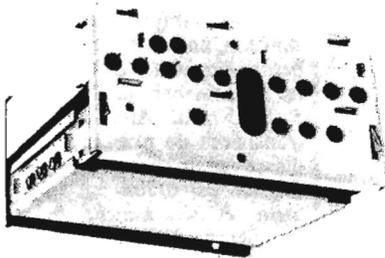


Fig. 1

Il faut aussi insister sur le fait que la solution varicap s'accommode très simplement des dispositifs de contrôle automatique de la fréquence puisque dans ce cas, le discriminateur de référence délivre une tension continue qui peut être appliquée directement à la diode varicap (cela est particulièrement important pour les récepteurs couleur qui demandent une très grande stabilité de fréquence que les tuners à condensateurs ou à varicap peuvent difficilement assurer).

En outre, le même sélecteur s'accommode d'une grande variété de systèmes de contrôle manuel, depuis le simple potentiomètre jusqu'aux sélecteurs à boutons-poussoir les plus élaborés, sans aucune complication mécanique.

L'année dernière, Vidéon présentait en éléments séparés un sélecteur VHF et un sélecteur UHF. Mais il fallait aller plus loin, et cette année c'est un bloc compact UHF/VHF que Vidéon a mis à la disposition des constructeurs. En outre, les performances de l'ensemble des deux sélecteurs ont été très nettement améliorées, et aussi bien en UHF qu'en VHF ce sélecteur n'a rien à envier au modèle classique à condensateur variable.

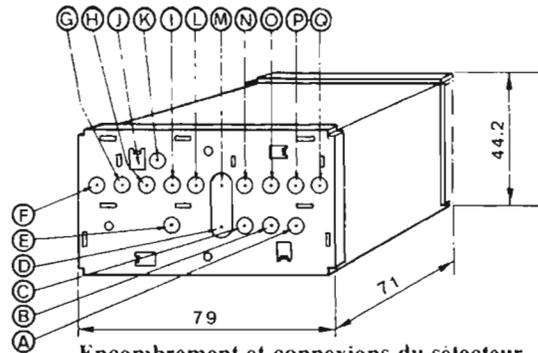
En particulier, le système de couplage mixte selfique et capacitif à la base, a largement fait ses preuves dans la production en série.

Dans la série F 24, les sélecteurs VHF/UHF Vidéon donnent lieu à plusieurs réalisations.

Le type F2401, étudié pour les normes françaises (canaux inversés, normes L) présente la particularité de pouvoir être utilisé sur les récepteurs multistandards car, il peut s'adapter aux normes du C.C.I.R.

Sur le plan technologique, d'autre part, les éléments VHF/UHF sont indépendants, ce qui fait que le bloc UHF peut être utilisé séparément en liaison avec un sélecteur indépendant, par exemple avec un rotacteur à barrettes.

Dans la série F 24, d'autres types de sélecteurs ont été développés — en particulier, un modèle simplifié destiné uniquement à la réception des normes C.C.I.R.



Encombrement et connexions du sélecteur série F24.

Fig. 2

Les sélecteurs de la série F 24, peuvent être utilisés, soit directement sur un câblage imprimé, soit sur un connecteur se fixant lui-même sur un câblage imprimé, ce qui permet ainsi le remplacement instantané d'un sélecteur par un autre, évitant ainsi les risques d'accident provenant d'un échauffement exagéré des broches au moment de la soudure.

On trouvera dans les figures 3 et 4 les schémas et les caractéristiques du sélecteur UHF/VHF F2401.

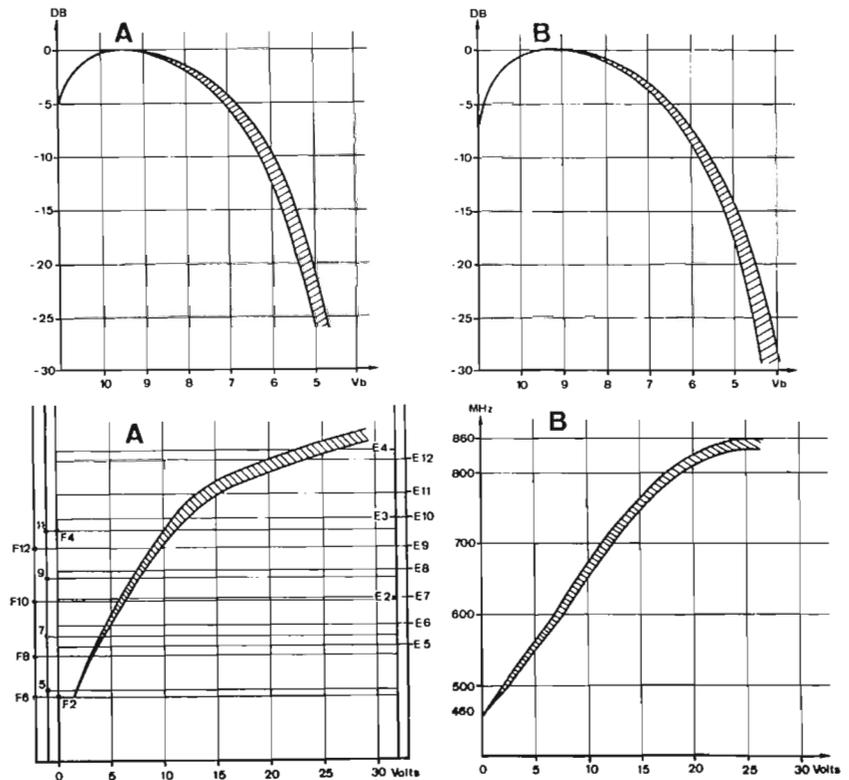
SPECIFICATIONS

- Le sélecteur VHF comporte :
- a) 3 diodes varicaps :
 - 2 diodes pour l'accord primaire et secondaire du filtre de bande.
 - 1 diode pour la commande de l'oscillateur.
 - b) 8 diodes nécessaires pour effectuer les différentes commutations.

Fréquence intermédiaire :

Image : 28,05 MHz.

Son : 39,20 MHz.

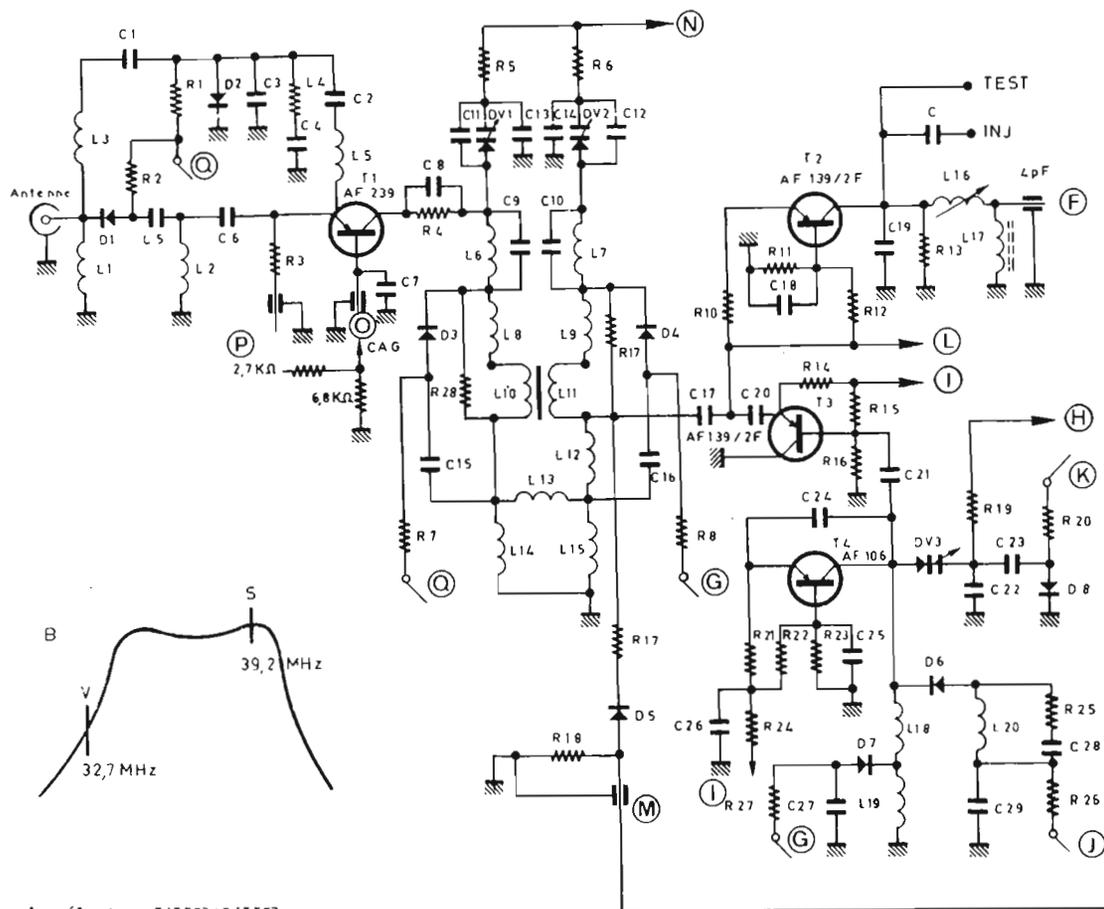


en fonction de la tension appliquée au varicap -
A : en VHF.
B : en UHF.

Sur la figure A les canaux français sont à gauche, et les canaux européens à droite.

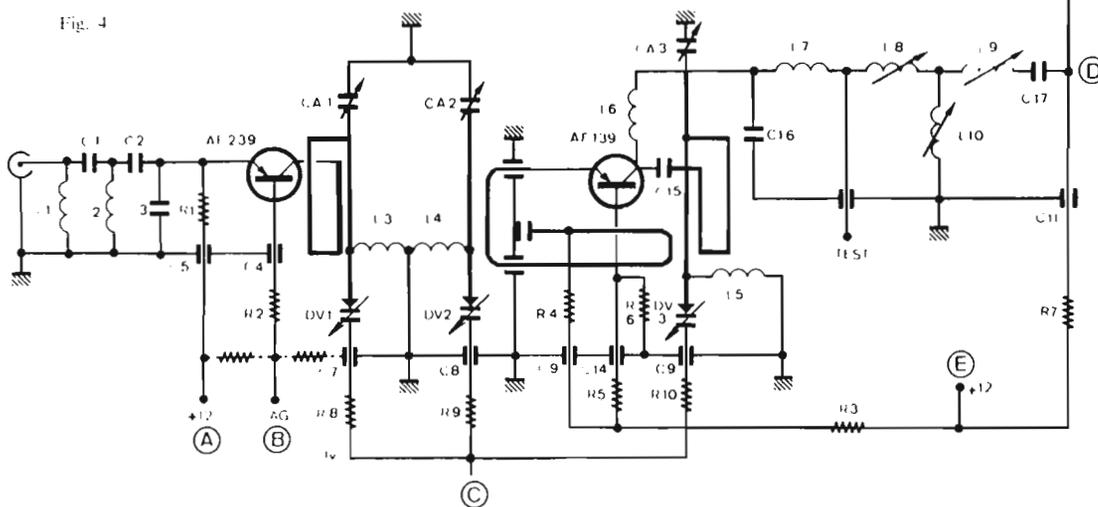
Courbe d'action de l'AGC en fonction de la tension appliquée à la base du transistor
A : en VHF.
B : en UHF.
En bas : courbe de fréquence d'accord

Fig. 3



Le schéma du sélecteur VHF/UHF à gauche, la courbe de réponse du filtre MF.

Fig. 4



Transistors :

AF239 : entrée.
AF139 : mélangeur.
AF139 : adaptateur de l'oscillateur.
AF106 : oscillateur.

Alimentation :

- + 12 V pour le mélangeur.
- + 12 V pour les circuits HF et oscillateur.
- + 1,5 V à + 30 V pour les diodes varicaps.
- + 12 V et - 12 V : Tensions nécessaires pour la commande des diodes.

Facteur de bruit : < 7 dB.

TOS : Bandes I et III < 2.

Gain en puissance : 18 dB.

Sorties FI : primaire d'un filtre de bande - sortie sur une capacité 4 pF - adaptation

à la platine FI par une liaison d'impédance appropriée.

Antennes : $Z = 75 \Omega$.

Gammes couvertes : Le F 2401 couvre à la fois les standards français et C.C.I.R.

Bande I : F_5 à F_3 (français).

E_2 à E_4 (C.C.I.R.).

Bande III : F_5 à F_{12} (français). E_5 à E_{12} (C.C.I.R.).

Le sélecteur UHF comporte :

- 3 diodes varicaps :
 - 2 diodes pour l'accord primaire et se condair.
 - 1 diode pour la commande de l'oscillateur.

b) 2 transistors :

AF239 entrée.

AF139 oscillateur-mélangeur.

F. Intermédiaire :

Image : 32,7 MHz.

Son : 39,2 MHz.

Alimentation :

+ 12 V pour mélangeur.

+ 12 V pour entrée.

+ 1 à 30 V pour les diodes varicaps.

Facteur de bruit : ≤ 10 dB.

TOS : ≤ 3 .

Gain en puissance : ≥ 16 dB.

Antenne : $Z = 75 \Omega$.

Gamme couverte : 470 MHz à 862 MHz.

Le tuner UHF est jumelé au tuner VHF, le tout constituant un ensemble cohérent car l'étage mélangeur de ce dernier, muni d'une diode de commutation, sert de premier étage FI du tuner UHF.

Dans ce cas, l'étage FI du tuner UHF se comportera comme rétrécisseur de bande, la réponse FI étant conforme à la courbe en marge du schéma.

(Bibl. Bulletin technique Sylvania Vidéon)

COMMENT RENDRE LES TRANSMISSIONS SECRÈTES

LES émissions radiophoniques ou de télévision sont destinées à être reçues facilement par le plus grand nombre possible d'auditeurs ou de téléspectateurs, avec des appareils récepteurs ne présentant aucune particularité spéciale, et permettant seulement d'obtenir la meilleure qualité possible des sons et des images et, suivant l'expression, à la mode une **haute fidélité**.

LES TRANSMISSIONS CODEES

Dans d'assez nombreux cas, il peut cependant être nécessaire de transmettre des informations diverses, images ou sons, messages codés, qui ne sont pas destinés à être reçus par un très grand nombre de correspondants, mais seulement par des correspondants particuliers. Il en est ainsi, par exemple, dans les pays où il existe des réseaux de télévision ou de radiophonie payantes, et dans lesquels il faut ainsi prévoir des transmissions destinées seulement à des abonnés qui possèdent des appareils récepteurs convenables.

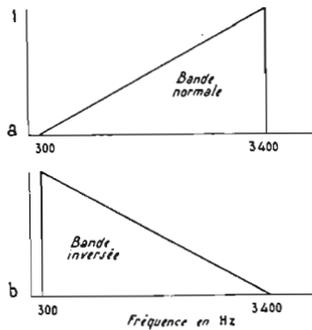


Fig. 1

Il en est ainsi encore davantage lorsqu'il s'agit de transmettre des informations de caractère secret pour les services secrets d'espionnage, la police, les organisations militaires ou administratives etc. Il s'agit alors d'imaginer des méthodes de plus en plus sûres pour sauvegarder le caractère privé et exclusif des réseaux de communications, combattre l'espionnage militaire ou industriel, transmettre des messages destinés à la police ou aux services politiques.

Ce sont là, des procédés qui font, d'ailleurs, partie des systèmes de **codage** et de **secret** utilisés pour l'ensemble des communications avec plus ou moins d'efficacité, et la question n'est, d'ailleurs, pas nouvelle. Les premiers appareils de brouillage et de secret destinés aux transmissions de paroles datent, semble-t-il de 1881, c'est-à-dire seulement cinq ans après l'invention du téléphone par Alexandre Graham Bell.

Il s'agissait, à ce moment, de rendre les conversations téléphoniques inintelligibles pour les correspondants éventuels, en dehors de deux correspondants directs, et le même problème se pose désormais pour les communications radioélectriques de toutes sortes.

L'intérêt de ces méthodes est de plus en plus grand et leurs progrès sont continuels. Il s'agit, non seulement de l'espionnage militaire, mais industriel, et, comme nous l'avons dit plus haut, des réseaux de communications payantes, dans lesquelles les abonnés doivent

être pourvus d'un système de **décodage** supplantant le **brouillage**. On connaît, d'ailleurs, les systèmes de brouillage utilisés pendant la guerre par les Allemands pour empêcher plus ou moins efficacement la réception dans les pays occupés des émissions envoyées surtout par les stations anglaises. Le problème était évidemment un peu différent, puisqu'il s'agissait bien plus d'interdire, d'une manière **générale**, les possibilités de réception, beaucoup plus que de conserver la possibilité de la réception normale par des correspondants privilégiés.

LES TRANSFORMATIONS DES BANDES DE TRANSMISSION

La méthode de brouillage la plus utilisée, et sans doute aussi la moins efficace, consiste dans l'**inversion de bande**. Elle a été utilisée pour la première fois en 1920 aux Etats-Unis pour empêcher les radio-amateurs de capter les appels privés effectués sur les nouveaux circuits de radiotéléphonie, qui commençaient à entrer en fonctionnement.

Il est, sans doute, plus facile d'accorder un radiorécepteur que d'effectuer une prise de dérivation sur un circuit téléphonique, les messages par radio sont donc plus vulnérables, et il en résulte des inconvénients, en particulier, pour les services de police, lorsqu'ils utilisent des émissions modulées avec des fréquences normales.

Les ondes sonores de la parole normale ont une hauteur correspondant à une fréquence de 60 à 8 000 Hz, environ, tandis que dans les lignes téléphoniques la bande de fréquences transmise ne s'étend qu'entre 300 et 3 400 Hz, comme on le voit sur la figure 1, dans laquelle on a représenté une forme d'onde triangulaire pour plus de simplicité.

Le système de brouillage à inversion de bande rend la parole inintelligible, en produisant des hautes fréquences, lorsque le signal de parole à l'entrée correspond à une fréquence basse et vice versa, de sorte qu'un son de fréquence 300 Hz produit un signal à 3 400 Hz et, inversement, les fréquences qui sont proches de la fréquence médium de 1 850 Hz sont beaucoup moins modifiées.

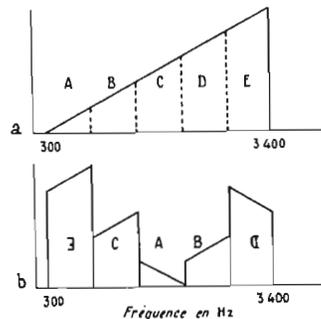


Fig. 2

Par exemple, un signal à 1 800 Hz se produit par une transmission à 1 900 Hz. La parole est ainsi **inversée** et presque complètement inintelligible, bien que les mots formés principalement de sons à fréquence médium soient beaucoup moins modifiés. En raison du

fait que ce système de brouillage comporte seulement un procédé de restitution de la parole, il comporte un seul code.

Un autre système de brouillage ou système à **division de bandes** a été utilisé par Churchill et Roosevelt au cours de la Seconde Guerre mondiale; bien qu'il assure des résultats plus efficaces que le dispositif d'inversion précédent, il a pu être étudié efficacement par les services allemands, qui ont réussi à supprimer ce genre de brouillage.

Le dispositif à **division de bandes** décompose le signal, comme on le voit sur la figure 2, en cinq bandes composantes, qui peuvent être placées dans les positions nouvelles avec inversion. Il y a ainsi, en fait, 3 840 moyens d'effectuer une disposition de ce genre, mais il est surprenant de constater que seule une douzaine environ sont réellement inintelligibles.

Les autres dispositions peuvent être comprises partiellement, même si la parole subit des déformations importantes; ce fait est dû à ce qu'on peut éliminer beaucoup de composantes et de détails de la parole, sans supprimer complètement sa compréhension, en raison du privilège dû à la **mémoire sonore**. C'est pourquoi, de même, nous nous rendons beaucoup moins facilement compte des défauts de la parole enregistrée que de la musique.

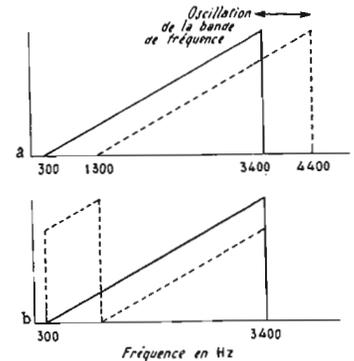


Fig. 3

Un autre procédé de brouillage de la parole consiste à **décaler la bande transmise dans son ensemble** au-dessus et au-dessous d'une certaine fréquence. Si l'on décale ainsi la bande rapidement et d'une manière plus compliquée qu'une simple oscillation en avant et en arrière on peut obtenir des effets de brouillage efficaces.

La méthode est représentée sur la figure 3, qui montre que la parole peut ainsi dépasser la limite supérieure habituelle de 3 400 Hz. Cette difficulté peut être évitée; les sons en excès au-dessus de 3 400 Hz peuvent être transmis dans la bande disponible temporairement au-dessus de 300 Hz à 1 300 Hz. Le signal est décodé en introduisant un décalage compensateur de fréquence dans le récepteur.

Ce système est attrayant parce qu'il peut être réalisé d'une manière plus économique que les dispositifs à division de bande, et d'une manière généralement plus efficace; les fréquences en excès, qui dépassent 3 400 Hz, sont transmises ainsi dans la bande inférieure.

Une méthode moins efficace consiste à produire une **série d'échos des paroles transmises** à l'entrée, qui suivent, ou mieux encore, qui précèdent le signal transmis. Cette sorte de brouillage peut être comparé à une sorte d'extension des procédés d'enregistrement, par exemple, pour la musique de variétés, dans lesquels des échos ou effets de réverbérations normaux sont ajoutés pour obtenir des effets artistiques semblables à ceux observés dans une salle de concert ou des églises.

Un autre procédé qui date, également, de la guerre de 1939-1945, consiste dans le **codage à division de temps**, utilisé dans les diviseurs de bande pour produire un double brouillage. Le signal est divisé en éléments d'une durée de 0,05 seconde. Ces éléments sont formés en blocs de sept et disposés suivant une nouvelle séquence.

Considérons, par exemple, des informations enregistrées sur une bande magnétique et découpées en morceaux d'environ 5 mm de longueur avec les éléments disposés suivant une nouvelle séquence et reliés pour former une bande continue. On a ainsi une idée satisfaisante du résultat que l'on peut obtenir dans ce domaine (Fig. 4).

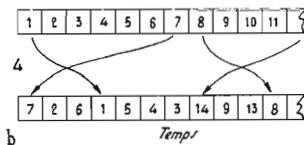


Fig. 4

Pour effectuer électriquement le codage des éléments, cependant, certains d'entre eux doivent être momentanément retardés avant d'être transmis à leur place exacte; initialement, on a utilisé des enregistreurs magnétiques comportant plusieurs têtes pour obtenir ces retards, mais de nouveaux montages à circuits intégrés, étudiés par les laboratoires de recherches Philips, permettent désormais d'établir des circuits plus efficaces et moins coûteux.

Le montage comprend une chaîne de condensateurs avec des transistors disposés entre eux. Les transistors sont disposés de façon à constituer des contacteurs qui peuvent être ouverts et fermés sous l'action d'impulsions d'une minuterie. A chaque impulsion, l'onde de transmission est captée en **échantillons** et stockée sous la forme d'une charge électrique dans le premier condensateur. Au fur et à mesure de la formation de chaque nouvel **échantillon**, tous les échantillons précédents se déplacent d'une position dans la chaîne des condensateurs (Fig. 5).

Une sorte de flux continu de ces échantillons arrive donc à l'extrémité de la chaîne et peuvent, de nouveau, être convertis sous la forme habituelle observable.

En dehors du retard, il y a une différence très faible entre les signaux d'entrée et de sortie, pourvu que les échantillons soient formés à une cadence supérieure à deux fois la fréquence la plus élevée des signaux à transmettre, c'est-à-dire de la parole.

La vitesse du système de minuterie est réglable au-dessus de ce minimum pour assurer la durée de retard désirée. Ce résultat peut être atteint en raison du fait que le retard du signal est contrôlé, non seulement par la longueur de la chaîne, mais aussi par la fréquence, à laquelle les échantillons se déplacent le long du système.

Ce montage doit trouver de nombreuses applications en télévision et dans les systèmes de transmissions graphiques, de même que dans les enregistreurs magnétiques d'informations et les magnétoscopes, aussi bien que dans les circuits de transmission de la parole.

Un autre procédé pour rendre les signaux de paroles intelligibles consiste à appliquer un signal complexe qui sert, en quelque sorte, de **masque**. Pour être vraiment efficace, le signal de masquage doit être plus intense que le signal à transmettre, par exemple, la parole; des montages identiques sont utilisés dans l'émetteur et le récepteur pour produire le signal de brouillage qui est ajouté, d'un côté, et éliminé de l'autre.

LES CODEURS DIGITAUX

Les systèmes de codage décrits ont été réalisés de façon à être utilisés normalement dans les montages téléphoniques ou radio-électriques. Ces circuits permettent de transmettre les signaux de paroles légèrement modifiés produits par un microphone et formés de signaux analogiques, mais il y a aussi un certain nombre de circuits digitaux, dans lesquels le signal analogique est échantillonné 7 à 8 000 fois par seconde.

Un modulateur, ou codeur, établi pour un système digital de ce type, peut fonctionner en se basant sur le fait que l'information à transmettre est représentée par une séquence de nombres. Ce nombre peut être modifié suivant un procédé méthodique avant la transmission.

Dans un système de codeur, une séquence de nombres plus ou moins aléatoires est produite dans l'émetteur et dans le récepteur. Les nombres sont ajoutés au signal dans l'émetteur, et ensuite éliminés de nouveau dans le récepteur. Si la soustraction n'est pas effectuée, ou si une séquence différente de nombres est soustraite, le signal reçu est inintelligible.

Les nombres aléatoires, en apparence sont produits dans un appareil de décalage digital, qui répète un certain nombre de cycles en utilisant la même disposition de nombres. C'est cette répétition du cycle, qui rend possible la connaissance du code. La séquence des nombres peut être connue en utilisant des techniques de corrélation, en particulier, avec les intervalles entre les mots.

Ce codeur peut être rendu totalement efficace en ajoutant une séquence de nombres absolument aléatoires aux informations avant la transmission. Une séquence de nombres, complètement aléatoires, ne peut être répétée, de sorte qu'elle ne peut être trouvée en étudiant la transmission. Une copie des nombres irréguliers est fournie au correspondant récepteur, et soustraite de la transmission brouillée, lorsqu'elle est reçue.

Ce système est utilisé lorsque le secret est absolument nécessaire, même avec un prix élevé; la difficulté consiste dans les dimensions des deux systèmes, qui doivent être utilisés pour conserver les deux listes de nombres identiques.

Pour une heure seulement de transmission de paroles, il faut ainsi une liste de 25 millions de nombres, qui est à la fois coûteuse et encombrante.

Une fois utilisée une liste de nombres aléatoires, les bandes de calculateur sur lesquelles elles sont contenues doivent être effacées et une nouvelle paire de listes est enregistrée.

Une provision de bandes de ce genre doit être conservée ainsi dans un emplacement sûr, de façon à éviter la possibilité d'un copiage et d'une utilisation illicites, pour décoder les messages brouillés. Il est, d'ailleurs, assez curieux de constater les précautions qui doivent être prises ainsi pour conserver une grande quantité de nombres, qui n'ont absolument aucun sens par eux-mêmes!

L'inconvénient de ce codage digital consiste dans le fait qu'il nécessite une bande de transmission très large, de telle sorte qu'il ne peut être employé avec les lignes téléphoniques ordinaires, ou avec un appareil émetteur ordinaire à bande étroite.

L'EFFICACITE DU CODAGE

La sécurité du codage est mesurée par le temps nécessaire pour « briser » le code, c'est-à-dire pour rendre la parole intelligible. Celui-ci est appelé le **temps de protection ou de couverture**, et il varie suivant l'habileté de l'opérateur et le matériel dont il dispose.

Les inventeurs des codeurs et des codes surestiment, en général, la sécurité de leurs inventions et ce fait est dû généralement à deux raisons. Ils oublient d'abord que la parole exige seulement pour être intelligible un décodage partiel. De plus, un bon cryptanalyste peut trouver des méthodes beaucoup plus rapides qu'un opérateur effectuant de simples essais des différents codes les uns après les autres.

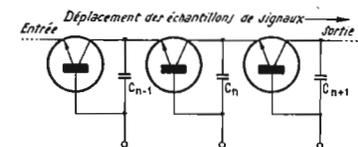


Fig. 5

Les durées de couverture calculées par les spécialistes s'étendent depuis quelques secondes pour l'inversion de fréquence jusqu'à environ 15 mn pour le codage à division de temps; les codeurs digitaux sont plus efficaces, et, en utilisant des longueurs de séquences de nombres de plus en plus longues, la durée de couverture peut être augmentée suivant les nécessités.

Les services intéressés utiliseront, sans doute, l'un ou l'autre des systèmes de brouillage analogues dans un avenir prochain, probablement la division de bandes ou la division de temps.

Les systèmes américains ont essayé ainsi un certain nombre de dispositifs de brouillage et de codage et ont sélectionné ceux qui paraissent les moins coûteux avant de les utiliser sur une grande échelle.

L'utilisation des circuits intégrés modernes de microélectronique permet de réduire suffisamment les prix pour permettre leur utilisation, non seulement par les services publics, mais aussi par l'industrie et même par les entreprises particulières. Beaucoup d'utilisateurs n'ont certes pas un besoin indispensable de la sécurité de transmission des informations, mais apprécient l'importance des systèmes de codes simples qui permettraient d'éviter des inconvénients des indiscretions et des fuites de toutes sortes. C'est pourquoi les systèmes de codage et de brouillage présentent un si grand intérêt.

P.H.

UN NOUVEAU DÉPARTEMENT B.S.T. "LA VIDÉO"

LES hôpitaux, les banques, les usines, les grandes surfaces de vente, les garages, les bijouteries... etc., peuvent à moindre frais s'équiper d'un système monitoring.

La firme Bisset qui distribue en France le matériel B.S.T. s'est intéressée depuis peu à la Vidéo, et déjà une gamme complète nous est offerte. Celle-ci s'étend de la surveillance en circuit fermé au studio complet d'enregistrement.

d'éclairer, d'effectuer des réglages de diaphragme minutieux et surtout fastidieux.

VC 609 :

C'est la première caméra de TV B.S.T. à viseur électronique du type studio.

Tous les derniers perfectionnements s'y retrouvent :

— modules enfichables (pour un service après vente rapide) :

- réglage mécanique du tube vidicon analyseur (Macro) ;
- débrayage de commande automatique de luminosité et système spécial contre jour ;
- visière anti-reflet dissimulant le viseur ;
- réglages électroniques de concentration et focalisation ;
- inverseur de mode synchronisation (interne, externe).

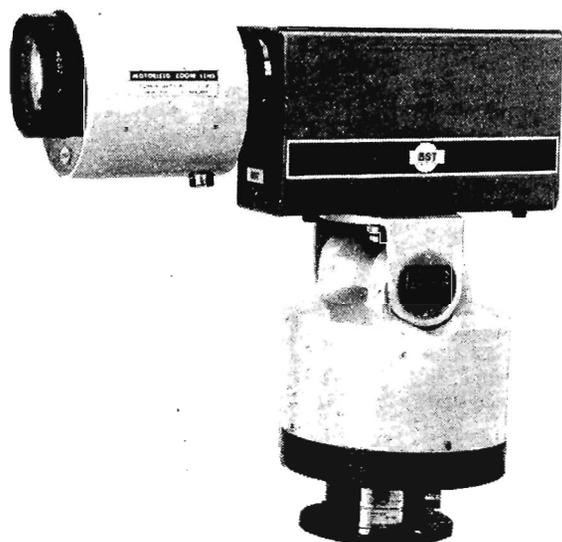
Le SE691 B.S.T. est un générateur d'effets spéciaux. De nom-

SE691 :

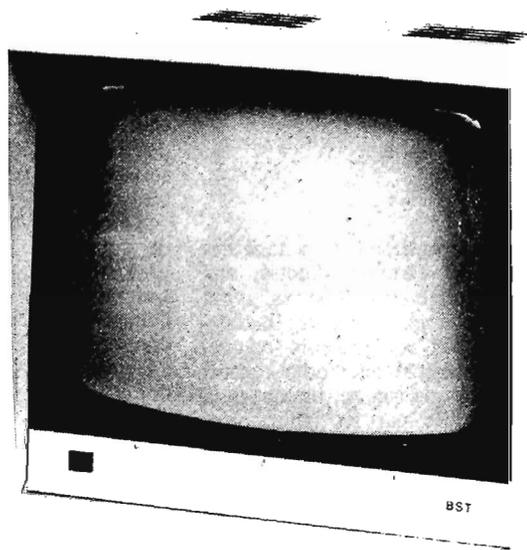
C'est le pupitre de trucs SE691E en plus élaboré :
— en plus découpage diagonal gauche ; découpage diagonal droit ; formation d'une fenêtre circulaire.

AS100 :

Pour le circuit fermé, B.S.T. a étudié un commutateur cyclique, totalement électronique qui permet de commander 6 sources vidéo.



Le TV607



L'AS100

TV 607 :

C'est la première caméra compacte de grande diffusion qui a été étudiée pour fonctionner aussi bien en Vidéo qu'en « HF ». Il suffit en effet de relier la caméra à un récepteur TV multicanaux 625 lignes pour avoir un écran de contrôle. Ceci a pour avantage de réduire au minimum le coût d'une installation Vidéo de surveillance ou de prises de vues.

Cette caméra TV607 B.S.T. peut également sans aucune modification, travailler sur tous types de magnétoscopes aux normes internationales.

Un objectif de focale standard 25 mm est fourni avec la caméra. Toutefois une trentaine d'optiques différentes sont également prévues.

Une commande automatique de luminosité évite lors d'une prise de vue, ou d'un éventuel changement

- grand viseur électronique pour des mises au point plus précises ;
- caméra monobloc (le viseur et la caméra sont fixés mécaniquement, d'où une fiabilité et robustesse accrues) ;
- prise d'interphone pour communiquer entre caméraman et un poste chef régie ;
- voyant de mise en action de la caméra B.S.T. :

breuses possibilités sont offertes à l'utilisateur technicien :

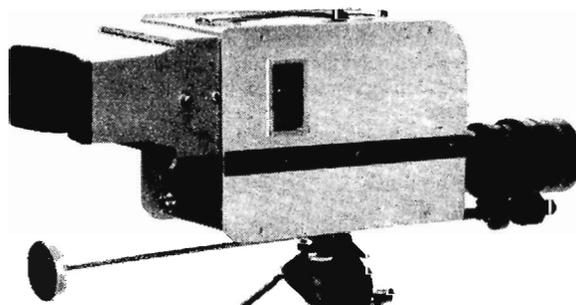
- fondus enchaînés sur 4 sources différentes ;
- découpage vertical avec variation et inversion ;
- découpage horizontal avec variation et inversion ;
- découpage vertical + horizontal ;
- interphone en parole/écoute.

Exemple pratique : Dans un hôpital ou une clinique 6 chambres sont équipées en caméra TV607 pour la surveillance des patients venant de subir une intervention. La surveillante de fonction n'aura plus à se déplacer et par là même à éventuellement troubler le repos de ceux-ci.

Le commutateur AS100 B.S.T. retransmettra sur un seul écran de contrôle la prise de vue de la caméra n° 1, puis de la 2^e, de la 3^e... de nouveau la 1^{re}, la 2^e... La périodicité des commutations est réglable.

A l'aide d'un clavier spécial, il est possible (en cas d'incertitude de la surveillance), de bloquer l'image sur le patient souhaité.

Distribué par Bisset (B.S.T.), 9 et 15, rue Cail, Paris (10^e). Tél. : 607-06-03 et 79-30.



Le VC609

LA TÉLÉVISION EN COULEUR SANS COULEUR

LE COLOR-TEL

Un téléviseur couleur est un appareil **compatible**, c'est-à-dire qu'il peut recevoir aussi bien les images en couleur qu'en noir et blanc ; inversement, un téléviseur noir et blanc peut recevoir, grâce au principe même des méthodes utilisées, telles que le Secam, les émissions normales en couleur, mais, bien entendu, sous la forme d'images en noir et blanc monochromes.

Pourtant, depuis déjà quelque temps, certains spécialistes ont étudié la possibilité d'obtenir des effets de projection colorée plus ou moins limités, en ayant recours **uniquement à des images inscrites en noir et blanc** sur des surfaces sensibles, et nous avons déjà eu l'occasion de signaler les premiers essais effectués. La question ne paraît même pas sérieuse, et semble relever de la **Science fiction** et, pourtant, il n'en est rien.

On peut fort bien réaliser des projections colorées en utilisant des images noir et blanc **dans des conditions particulières** en faisant appel aux propriétés curieuses de notre vision, et aux **illusions colorées**.

On peut obtenir, on le sait, des images en couleur, qui nous semblent naturelles, aussi bien en télévision qu'en cinéma, d'après le principe de la trichromie énoncée par Thomas Young, c'est-à-dire en utilisant trois couleurs élémentaires pour les prises de vues en couleur ; on a même été plus loin en obtenant des images colorées au moyen de deux couleurs élémentaires seulement **en bichromie**.

Mais la vision des couleurs pourrait, en fait, être obtenue non seulement en employant deux couleurs fondamentales, mais même un seul pigment.

Il y a une dizaine d'années déjà, le physicien américain bien connu Eldwin Land inventeur du procédé **Polaroid** pour la photographie en noir et blanc ou en couleur à la minute, avait mis en doute la nécessité absolue de l'utilisation de trois couleurs primaires pour obtenir la vision des couleurs naturelles. Il avait réalisé, dans ce sens, une expérience fondamentale en effectuant une projection en noir et blanc avec deux teintes de lumière jaune. En superposant sur un écran deux images absolument identiques ne présentant pas de coloration, il a montré la possibilité d'obtenir **une seule** image donnant au spectateur l'illusion d'observer deux images de couleurs variables.

Deux chercheurs américains, les docteurs John Segal et Norman Geschwind ont repris et complété ces premiers travaux, en utilisant deux images semblables en noir et blanc, mais l'une enregistrée en lumière rouge et l'autre en lumière verte.

Pour observer les images enregistrées, le spectateur regarde avec son œil gauche à travers un filtre rouge l'image enregistrée en lumière rouge, et avec son œil droit la même image, enregistrée en lumière verte et, cette fois, à l'aide d'un filtre vert.

L'observateur, ce qui est surprenant, aperçoit **alors une seule et même image** et non plus en noir et blanc, ni même en rouge et vert, mais avec les couleurs naturelles de l'objet, c'est-à-dire une véritable **image en couleur**. L'inversion des filtres détermine immédiatement une inversion des couleurs.

Ces expériences montreraient ainsi la possibilité de la vision des couleurs en se basant sur d'autres méthodes que celle de la trichromie et beaucoup plus simplifiées. Des expériences réalisées en Angleterre ont permis également d'obtenir des effets colorés au moyen d'un **film spécial** en noir et blanc, sur lequel sont enregistrées des surfaces en noir et blanc de forme particulière animées d'un mouvement rapide, et plus spécialement de rotation.

Les projections sont effectuées en télévision à 25 images/seconde ; l'inconvénient consiste dans un certain effet de papillotement ; on peut le réduire en diminuant les surfaces de chacune des figures élémentaires.

Pratiquement, il semble aussi possible d'obtenir, tout au moins, des effets colorés satisfaisants, non seulement en utilisant de manière rationnelle deux couleurs au lieu de trois, ce qui est admis depuis longtemps, mais **même sans avoir recours à de véritables colorations**.

On peut ainsi effectuer deux prises de vues d'une même scène au moyen de deux lumières différentes et à travers deux filtres qui laissent passage à deux bandes différentes de longueurs d'onde lumineuses ; par exemple, un filtre rouge pour les longueurs d'onde les plus élevées, et un filtre vert pour les longueurs d'ondes les plus courtes.

En éclairant les images transparentes obtenues avec les lumières correspondantes et en les superposant on obtient une **image colorée**.

Mais, au lieu d'utiliser **le rouge et le bleu**, il est possible, dans certains cas, d'employer **le rouge et le blanc**. Les couleurs naturelles de l'image semblent restituées par l'équilibre relatif des radiations de longueurs d'onde relativement longues et courtes sur la scène entière, avec une variation irrégulière d'un point à un autre.

LA METHODE COLOR-TEL

De nombreux travaux du même genre ont été entrepris en Angleterre, aux Etats-Unis et au Japon, aussi bien dans le domaine cinématographique qu'en télévision. Les plus récents semblent avoir été effectués par le technicien américain James F. Butterfield qui a tenté de mettre au point une caméra de télévision équipée avec un dispositif nommé par lui **Color-Tel** (Color translator), destiné à transmettre une image monochrome, qui apparaît colorée lorsqu'on observe cependant sur l'écran d'un téléviseur ordinaire noir et blanc.

Bien entendu, il ne se produit pas, en réalité, de reproduction réelle de couleurs sur l'écran



Fig. 1

du téléviseur, et l'effet obtenu est uniquement **subjectif** ; il est assuré par le cerveau de l'observateur, de même que les illusions colorées bien connues, analogues aux illusions sonores.

Aussi, ces observations de couleurs qui n'existent pas, ne sont pas faites dans les mêmes conditions par tous les spectateurs et l'effet obtenu dépend des caractéristiques optiques de la vision, et même, sans doute, de caractéristiques physiologiques, sinon psychiques.

Par contre, des sujets qui ne distinguent pas normalement les couleurs et présentent des défauts chromatiques de la vision peuvent souvent être plus sensibles à ces phénomènes colorés que les sujets normaux.

En fait, d'ailleurs, les travaux exécutés sur cette question ont été toujours très nombreux, et il faudrait rappeler aussi ceux du moine français Benoît Provost. Il montra le premier la possibilité d'effets colorés obtenus avec un objet noir et blanc déplacé très rapidement devant un rayon lumineux pénétrant dans une chambre obscure.

En 1838, le grand physiologiste allemand Gustave T. Fechner, connu pour ses études sur les relations existant entre les sensations et les perceptions, utilisait déjà un disque portant des surfaces en noir et blanc animées d'un mouvement rotatif, et qui semblait produire des effets colorés subjectifs ; le grand opticien Helmholtz étudia aussi particulièrement ce phénomène curieux.

Mais ce fut, en réalité, C. Benham, qui réussit à établir un disque simple de forme particulière pouvant permettre d'obtenir des effets colorés de la manière la plus saisissante.

En apparence, le disque de Benham a une surface moitié blanche, et moitié noire ; la surface blanche est subdivisée en trois sections égales, contenant chacune un tracé noir, composé de trois lignes courbes parallèles rapprochées.

On voit la reproduction de ce disque sur la figure 1, et il est facile d'effectuer soi-même l'expérience. Il suffit de découper le disque, et de le coller sur un morceau de carton ; on pique le centre du disque sur une gomme à crayon, de telle sorte qu'il puisse tourner librement, et on le fait tourner à une vitesse de 3 à 10 rotations par seconde. Lorsqu'on le met en marche, dans le sens des aiguilles d'une montre, en se plaçant en face de lui, on aperçoit alors des **couleurs subjectives**, telles qu'elles ont apparu à ce physicien, il y a près de 75 ans.

Lorsque le disque tourne, en effet, les lignes noires, comme par magie, semblent prendre des couleurs plus ou moins vives. Les lignes les plus rapprochées du centre sont rougeâtres, et les lignes les plus éloignées sont bleuâtres. Bien plus, en faisant tourner le disque dans la direction opposée, on obtient une inversion des couleurs, les lignes bleues sont les plus rapprochées du centre, et on aperçoit des colorations rouges à l'extérieur.

C'est en étudiant les effets de ce disque, que Butterfield a entrepris ses travaux actuels, avec l'aide, d'ailleurs, d'un oculiste très connu aux Etats-Unis, le docteur Berek H. Fender.

Ces travaux ont abouti à la réalisation d'une caméra de télévision **Color-Translator**, qui contient, en fait, une forme modifiée du disque de Benham.

Ce disque est monté sur le trajet du faisceau lumineux provenant de la scène dont on veut capturer l'image vers l'objectif de la caméra de télévision, comme on le voit sur la figure 2.

La partie blanche du disque de Benham habituel ne comporte plus cependant des graphiques en noir et blanc, mais trois sections

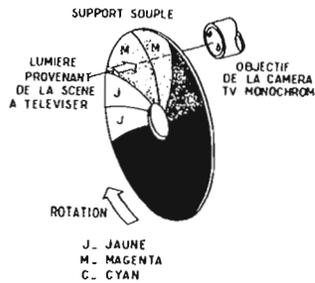


Fig. 2

de filtres colorés différemment. Lorsqu'on les regarde de face, les filtres sont, de droite à gauche, de couleur cyan c'est-à-dire bleu-vert, magenta, c'est-à-dire pourpre, et jaune. Chacune de ces couleurs est, en fait, une couleur complémentaire respectivement du rouge, du vert, et du bleu.

Lorsqu'un objet coloré est aperçu à travers un filtre coloré d'une couleur complémentaire, il apparaît, on le sait, en noir contre un fond de couleur pâle.

Le disque de l'appareil de Butterfield tourne à une vitesse de 5 tours/minute, dans ces conditions, chacun des éléments de filtres est intercalé plusieurs fois sur le trajet du faisceau lumineux de l'objectif de la caméra au cours d'un balayage de 60 images (avec le standard américain). Lorsque le filtre cyan est ainsi placé sur le trajet lumineux, tous les faisceaux lumineux rouges sont bloqués, et il passe seulement une lumière verte et bleue.

Dans ces conditions, toutes les zones rouges des objets sont transmises sous la forme d'images noires ; au contraire, les zones vertes, bleues et blanches, exercent une action à travers ce filtre, et correspondent aux espaces blancs du disque initial de Benham.

Le filtre magenta bloque la lumière verte, qui est transmise sous la forme de lumière noire, et laisse passage à la lumière rouge et bleue qui, à son tour, joue le rôle des zones blanches des zones initiales. Le filtre jaune bloque, de même, la lumière bleue.

Les couleurs mélangées sont des combinaisons de deux ou trois colorations primaires et lorsqu'elles jouent un rôle dans la scène à transmettre, elles peuvent déterminer la production de teintes grises ou noires à transmettre dans les couleurs primaires subjectives.

Lorsque cet appareil fonctionne, une image colorée de saturation moyenne et assez fidèle mais avec sautellement est reçue avec un téléviseur noir et blanc. Le scintillement est dû à deux effets différents ; tout d'abord, la moitié opaque du disque s'oppose au passage de tous les rayons lumineux atteignant la caméra de télévision pendant 50 % de la durée totale, et il en résulte un scintillement avec des images **noires**, à une cadence de 5 Hz, correspondant à la vitesse de rotation du disque.

Ensuite, les couleurs subjectives rouges, vertes et bleues sont chacune produites pendant un sixième différent de la rotation du disque. Ces zones de couleurs apparaissent en blanc pendant le troisième tiers restant de la rotation du disque, et il en résulte un scintillement **en blanc** de la zone colorée.

Les couleurs mélangées ne produisent pas ce dernier type de scintillement, puisqu'elles sont composées de plus d'une seule couleur primaire. Le rouge paraît produire plus de scintillement que le vert et le bleu ; mais ce

phénomène paraît dû à une cause physiologique.

Sans doute, Butterfield n'est pas comme nous l'avons vu, le premier chercheur qui a réussi à obtenir des effets de couleurs subjectives avec des transmissions de télévision en noir et blanc. Son procédé est cependant, semble-t-il, le plus efficace et le plus souple qui ait été imaginé jusqu'ici.

Le procédé Nagler, qui est également récent, et fait appel à des appareils brevetés en 1958, exige l'emploi de films spécialement préparés pour obtenir des effets de couleurs subjectives. L'appareil Butterfield, d'un autre côté, ne nécessite pas de matériaux spécialement étudiés, et peut être utilisé pour assurer des séquences en couleurs naturelles.

Il permet des enregistrements en couleur en vidéoscope sur bande magnétique, et peut être même adapté à une caméra cinématographique, pour assurer des images animées en couleur à partir d'un film en noir et blanc.

LES POSSIBILITES ET L'AVENIR DE LA METHODE

Ce système optique peut permettre des essais de télédiffusion en couleurs naturelles ; il comporte cependant encore un certain nombre de défauts propres, qui limitent l'utilisation de ces effets de couleurs électroniques à certains types d'effets spéciaux.

La vitesse relativement réduite de la rotation du filtre nécessaire pour obtenir l'effet coloré détermine cependant un aspect instable de luminosité variable, et avec des éclairs lumineux, qui apparaissent sur l'image. La qualité de la couleur n'est pas uniforme, et certains observateurs aperçoivent des teintes presque aussi saturées que celles obtenues sur l'écran d'un téléviseur ordinaire, d'autres par contre discernent seulement une ou deux couleurs, et une petite minorité, heureusement, jusqu'ici n'aperçoit aucune coloration particulière !

Malgré ces limitations et ces défauts, les appareils de couleurs électroniques paraissent susceptibles d'être adoptés dans de nombreux domaines, non seulement au point de vue technique, mais industriel et même commercial.

Lors de la première démonstration effectuée par un poste émetteur de Los Angeles, sans avoir averti les téléspectateurs de cette ville, le sujet choisi consistait en une transmission publicitaire. Les spectateurs en très grand nombre ont reçu avec surprise sur l'écran de leur téléviseur monochrome, des images en couleur, et des milliers d'entre eux ont téléphoné, ou écrit aux dirigeants de la station, pour les interroger au sujet de ces phénomènes mystérieux ! Ils ne comprenaient pas comment ces effets colorés pouvaient apparaître avec des images blanc et noir, et craignaient d'être la victime d'hallucinations !

Mais, la méthode peut aussi avoir des applications plus utilitaires et plus techniques. C'est ainsi, qu'on envisage son emploi pour obtenir des effets colorés sur les écrans de radar et sur les écrans des appareils de visualisation adaptés à des ordinateurs. On peut également l'appliquer aux images aperçues sur les écrans des sondeurs Sonar à ultra-sons.

Sans doute, les procédés de ce genre ne sont-ils encore qu'au premier stade de leur développement, et beaucoup semblent les considérer, pour le moment, comme des curiosités scientifiques. Mais, il y a quelques années, la télévision en couleur elle-même n'était pas considérée de la même manière ?

notre COURRIER TECHNIQUE



RR - 9.01. — M. Serge Latour, 38 - Grenoble.

Les adresses que nous donnons pour tel ou tel composant, pour telle ou telle marque, sont les adresses de la maison-mère, du siège social, du service commercial pour la France, du mandataire, de l'importateur, etc. selon le cas.

Mais il est bien évident que ces firmes n'acceptent généralement pas de livrer **directement** aux particuliers.

Il vous faut obligatoirement passer par l'intermédiaire d'un revendeur-détaillant, d'un radioélectricien local, lequel pourra faire la commande des matériels aux adresses indiquées.

RR - 9.02. — M. Michel Leroy, 28 - Luray-Dreux.

Ce que vous nous demandez correspond sensiblement à l'établissement des 3/4 du schéma d'un oscilloscope. Il est bien normal qu'un tel travail sorte du cadre de cette rubrique. Si vous voulez bien nous faire parvenir une enveloppe timbrée à votre adresse, nous pourrions alors vous communiquer notre devis d'honoraires pour l'étude et l'établissement d'un tel schéma.

A toutes fins utiles, nous vous signalons d'autre part, que les conditions d'emploi, caractéristiques et brochage du tube cathodique 5CP1 ont été publiés dans notre numéro 1186, page 170.

La chaîne potentiométrique décrite à la page 129 du numéro 1149 (réponse RR - 9.29-F) peut convenir et s'adapter à ce tube.

Enfin, une réalisation d'oscilloscope utilisant le tube 5CP1 a été publiée dans nos numéros 919 et 922.

RR - 10.11. — M. Roger Delacroix, 13-Marseille.

Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à la réponse RR - 10.06 publiée précédemment, et nous vous confirmons :

Pour que le réjecteur-image soit **efficace**, ce n'est pas sur la fréquence-image perturbatrice proprement dite qu'il doit être accordé, mais sur la valeur de cette fréquence-image apparaissant en « moyenne fréquence » **après le changement de fréquence.**

Supposons que votre téléviseur soit accordé, pour les moyennes fréquences, aux valeurs standardisées : son = 39,2 MHz ; image = 28,05 MHz. Lors de la réception de T.V. Monte-Carlo (son = 199,7 MHz et image = 188,55 MHz), l'oscillateur se trouve réglé sur 160,5 MHz ; ce qui donne bien naissance aux deux valeurs MF citées ci-dessus. Mais, avec la fréquence image de Marseille T.V. de 186,55 MHz, l'oscillateur donne, par battement également, un signal MF de 26,05 MHz. C'est donc sur cette dernière fréquence que le ou les filtres réjecteurs, intercalés vers l'entrée de l'amplificateur MF son, doivent être accordés.

RR - 10.12. — M. Ph. Moniot à... (illisible).

1° Les ensembles émetteurs et récepteurs de radiocommande (du type digital proportionnel) qui ont fait l'objet des articles parus dans nos numéros 1256, 1260, 1264 (premier montage) et 1288, page 195 (second montage) fonctionnent parfaitement bien, nous pouvons vous l'assurer. De nombreux montages de ce genre ont été réalisés et donnent toutes satisfactions à leurs utilisateurs. Toutefois, nous admettons volontiers qu'il ne faut pas espérer mettre correctement au point de tels ensembles... sans aucun appareil de mesure.

2° Vous semblez confondre courant alternatif **sinusoïdal** et courant alternatif **impulsionnel**. Nous nous permettons de vous suggérer de lire l'article intitulé « La sinusoïde ? Une obsession ! » que nous avons rédigé précisément dans le but d'éviter de telles confusions et les grossières erreurs d'interprétation qui en découlent (article publié dans le numéro 1304, page 203).

3° Il est possible que vous ayez lu sur une revue qu'un potentiomètre se nettoyait avec du trichloréthylène ; vous pouvez toujours essayer... Vous risquez seulement de détruire le potentiomètre (piste de carbone généralement totalement dissoute). Aussi, est-il préférable et plus prudent d'employer un produit spécial pour cet usage (désoxydant-lubrifiant vendu en bombe assurant le nettoyage de tous contacts).

RR - 10.13. — M. Jean-Luc Loriaux, 59-Aniche.

Le tube 4 Y 25 n'est autre que le tube 807 (en immatriculation C.F.T.H.). Le tube 807 est bien connu et ses caractéristiques et brochage ont été publiés à maintes reprises dans nos colonnes.

Néanmoins, nous vous indiquons ci-dessous les conditions particulières d'utilisation de ce tube en amplificateur HF classe C, modulé en amplitude par l'anode et l'écran, avec la haute tension d'alimentation de 325 V que vous nous fixez :

$V_a = 325 \text{ V}$; $V_{g2} = 225 \text{ V}$;
 $R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$; $R_{g1} = 5 \text{ k}\Omega$ et
 $R_k = 300 \Omega$ pour $V_{g1} = -45 \text{ V}$;
 $I_a = 80 \text{ mA}$; $I_{g2} = 9 \text{ mA}$; $I_{g1} = 3 \text{ mA}$; $W_{g1} = 0,2 \text{ W-HF}$; $W_{\text{sortie}} = 15 \text{ W-HF}$ environ.

RR - 10.14. — M. Joël Riou à 17-Aytré.

1° D'après vos explications, il est certain que le système de régulation de votre alimentation ne fonctionne plus. Le transistor régulateur de sortie doit être en court-circuit (Q_2 sur votre schéma).

Sur cette alimentation (d'origine japonaise), il nous est impossible de vous dire avec certitude la correspondance exacte des transistors à employer.

Vous pourriez essayer de remplacer tout d'abord le transistor de sortie Q_2 par un AD149 ; ensuite, vérifiez le transistor Q_1 et, éventuellement, remplacez-le par un AC125.

2° Dans l'utilisation que vous faites de cette alimentation, le fusible de sécurité de 3 ampères est excessif. Une bien meilleure protection serait assurée avec un fusible **rapide** calibré sous verre de 1,5 ampère seulement.

RR - 10.15. — M. André Cioccolani à 38-Champ-sur-Drac.

La question que vous nous posez n'est pas de notre compétence. Veuillez vous adresser de notre part à l'Ecole centrale d'électronique, 12, rue de la Lune, Paris (2^e).

RR - 10.16. — M. Marc Orillon à 13-Luynes.

1° Concernant les circuits intégrés NE et SE565, nous vous signalons qu'un rectificatif à leur sujet a été publié récemment (voir n° 1330 page 228).

2° Fournisseur de ces composants en France : Signetics S.A.R.L., 90, rue Baudin, 92-Levallois-Perret.

RR - 10.17. — M. Paul Taridec à Paris (8^e).

Dans un oscilloscope, en ce qui concerne la THT qui alimente le tube cathodique, c'est le (+) que l'on relie à la masse. Cette solution permet d'avoir les plaques de mesure à une tension voisine de celle de la masse.

Mais il n'y a aucune raison pour que cette disposition « fasse des étincelles », le (-) THT n'étant pas, lui, relié à la masse. Il n'y a aucune raison, non plus, pour que cette disposition « fasse faire des étincelles » lorsqu'on relie la masse de l'oscilloscope à la masse d'un quelconque appareil à examiner !

RR - 10.18. — M. Claude Ness à 67-Strasbourg.

1° Le calcul des éléments des étages amplificateurs à transistors sort du cadre de cette rubrique ; le développement serait beaucoup trop long. Il existe des ouvrages spécialisés traitant de cette théorie. Vous pourriez aussi consulter l'ouvrage *Basse fréquence et Hi-Fi* par R. Brault (Librairie parisienne de la radio) dont le chapitre V (qui est très bien fait) est précisément consacré aux transistors et expose la théorie des divers calculs d'étages amplificateurs BF qui vous intéressent.

2° Nous n'avons pas de schéma de convertisseur, avec toutes les caractéristiques des éléments, couvrant la bande de 40 à 90 MHz, et sortant sur 28 MHz. Mais, si vous le désirez, nous pourrions vous l'étudier contre honoraires.

RR - 10.19. — M. Roger Benoit à 31-Toulouse.

Concernant le stroboscope pour réglage de l'avance de l'allumage

décrit dans le numéro 1207, page 65, le transformateur d'alimentation a un enroulement de chauffage de 6,3 V (et non 3,5); l'enroulement HT fait 2×280 à 300 V (120 mA).

RR - 10.20. — M. Robert Mousier, 92-Sceaux.

Distorsiomètre, H.P. n° 1300, page 191 :

Sur la figure 4 a, vous avez le commutateur S_1 à gauche; le commutateur S_2 est constitué par l'autre inverseur à trois circuits (positions A à F) sur la même figure. Enfin, S_3 est le commutateur de la figure 4 b (positions de a à f).

RR - 10.21. — M. Roger De-paire, 63-Riom.

Le seul moyen efficace de lutter contre les parasites est de les attaquer dès la source perturbatrice. Il faut donc en aviser vos voisins pour qu'ils fassent procéder à un déparasitage satisfaisant aux normes légales. Ce travail peut être mené à bien par un électricien ou radio-électricien local.

Une autre solution consiste à aviser le service technique de la Direction Régionale de l'O.R.T.F. dont vous dépendez (adresse où vous payez votre redevance). Ce service dépistera les perturbateurs et les mettra en demeure de faire procéder à un déparasitage convenable.

RR - 10.22. — M. Paul Ribet, 51 Reims.

Les variateurs de vitesse (ou autres rhéostats électroniques) les plus perfectionnés actuellement sont ceux qui utilisent des diacs et des triacs.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter notamment à notre numéro 1278, à partir de la page 137, où des montages de ce genre ont été publiés.

La puissance pouvant être contrôlée est essentiellement fonction du triac employé. On trouve facilement des types de triacs pouvant aller jusqu'à 25 ampères (5 à 6 kW en 220 V), et naturellement toute la gamme inférieure. Les autres éléments des montages ne changent pas.

RR - 10.23. — M. Roger Chabillaud, 64-Mourenx.

Calibreur-marqueur, H.P. numéro 1108, page 110.

1° Pour le bobinage, n'importe quel transformateur MF pour récepteur de radio à transistors peut être employé. Prendre le dernier du jeu, celui aboutissant à la diode de détection. Normalement, ces transformateurs sont accordés ou accordables sur 455 ou 480 kHz. En conséquence, réduire la capacité du condensateur soudé en parallèle sur le bobinage dans le boîtier (C_1 sur le schéma) pour pouvoir obtenir l'accord sur 500 kHz par le noyau.

2° Transistors 164 A.
Correspondances : AF164, AF114, AF124.

RR 10.24. — M. Maurice Fault, 33-Bordeaux.

Récepteur BC603 :

1° Le réglage sur le côté gauche de l'appareil a les fonctions suivantes :

— Poussoir levé : accord par les pré-réglages (de droite).

— Maintenu enfoncé par la petite patte : accord normal.

2° La sensibilité de cet appareil est de l'ordre de 4 à 5 μ V lorsqu'il est très parfaitement aligné et accordé; c'est un appareil maintenant tout de même assez ancien...

3° Un amplificateur d'antenne aperiodique, c'est-à-dire sans circuit d'accord, entre 20 et 30 MHz, n'apporterait aucun gain appréciable.

4° En enlevant les résistances R52-62-72 amortissant les circuits MF, on augmente à la fois sélectivité et sensibilité. Mais, il convient ensuite de ré-aligner tous ces circuits au générateur HF (fréquence de réglage : 2 650 kHz).

RR - 10.25. — M. Roger Heuchenne, Belgique.

Dans les montages pour lumière psychédélique que l'on place à la sortie des amplificateurs BF, très souvent le transformateur de liaison nécessaire est de rapport 1 ou très légèrement éleveur. Cela peut dépendre de la puissance disponible, de l'impédance de sortie, des types de thyristors ou de triacs employés, bref, du schéma du montage considéré (schéma que vous auriez dû nous joindre à condition qu'il comporte toutes les caractéristiques des éléments).

En principe, on peut toujours prendre un transformateur éleveur et doser les tensions de déclenchement par les potentiomètres de réglage faisant suite; mais il faut noter que plus le rapport de transformation éleveur est important, plus la puissance BF absorbée à l'amplificateur est également grande.

RR - 10.26. — M. E. Pasquet, 34-Montpellier.

Votre problème d'antennes multiples comporte très probablement une solution valable; mais elle n'est pas du domaine de l'amateur pour ce qui concerne la réalisation des coupleurs et séparateurs. D'autre part, il importe de ne pas employer des matériels disparates (marques diverses, etc.). Nous vous suggérons d'exposer votre problème à une maison spécialisée dans les installations d'antennes, laquelle vous proposera avec précision les dispositifs qu'il convient d'employer. Dans l'exposé de votre problème, n'oubliez pas d'indiquer également les différentes longueurs envisagées pour les câbles coaxiaux.

RR - 10.27. — M. Lucien Bataille à 51-Gueux.

Nous n'avons guère de précision en ce qui concerne l'analyse électrique de l'eau destinée à la consommation, analyse par des moyens simples. Nous supposons qu'il pourrait s'agir de la mesure de sa résistivité électrique, faite dans des conditions bien définies,

avec un milliohmètre électronique très sensible. Mais, nous n'en avons pas les bases, les ordres de grandeur, etc. Nous pensons cependant qu'une telle analyse électrique peut être complémentaire, mais ne saurait remplacer l'analyse bactériologique régulière habituelle.

RR - 10.28. — M. Vincent Rodeno à 93-Les Lilas.

1° Dans votre schéma de variateur de vitesse, la valeur inconnue de la résistance est de 15 k Ω .

2° Dans votre schéma de relais, il est normal que la palette vibre puisque la bobine est parcourue par du courant alternatif, celui du secteur. Vous pouvez essayer de réduire cette vibration en intercalant une résistance en série avec la bobine d'excitation du relais; cependant, la valeur de cette résistance devra être telle qu'elle n'empêche pas le relais de coller lorsque vous l'alimenterez en 220 V.

Une autre solution consisterait à redresser et filtrer le courant destiné à l'alimentation de la bobine d'excitation du relais.

La valeur de la résistance chutrice commutée par le relais (réduction du 220 V en 110 V) n'est valable que pour une seule puissance consommée donnée (dans le cas de votre schéma : 10 W). Pour toute autre puissance, cette résistance doit être modifiée (calculs simples par application de la loi d'Ohm).

3° Dans un transformateur normal d'alimentation, on admet généralement, pour les fils constituant les bobinages, une intensité de l'ordre de 3 A par mm² de section.

4° Lorsque vous vous référez à des schémas, veuillez nous préciser dans quels numéros (et pages) de notre revue ils ont été publiés, S.V.P. Merci.

RR - 10.29. — M. Robert Bernard à 73-Beaufort-sur-Doron.

Nous ne pouvons pas vous dire à distance, sans pouvoir examiner votre montage, ce qui ne va pas dans votre construction de volt-mètre électronique. Etes-vous certain de la qualité des éléments employés? Etes-vous certain de votre câblage? N'avez-vous pas inversé cathode et anode des lampes... la représentation de ces électrodes étant assez curieuse sur le schéma que vous nous soumettez!

Vous pourriez également essayer un montage plus sérieux, plus récent, plus élaboré. Nous en avons décrit plusieurs dans notre revue; vous pourriez (par exem-

ACHAT

échange et vente de tout matériel

photo cinéma radio télévision
magneto chaine hifi
électrophone radio
instruments de musique

PHOTO CINE 118 bd de clichy LAB.49.31-EUR.17.80

ple) réaliser l'un des montages décrits dans nos numéros 1096, 1119 ou 1234.

●
RR - 10.30. — M. E. Vandembroucq à Paris (16°).

1° Concernant les circuits intégrés cités dans votre lettre, il vous faut écrire directement à : S.G.S. - France, S.A. 45, rue Eugène-Oudiné, Paris (13°).

2° Le microphone-émetteur décrit dans le numéro 1272, s'il n'est pas muni d'un fil d'antenne, ne peut porter qu'à quelques mètres. Le microphone piézoélectrique peut être remplacé par un microphone dynamique, à condition qu'il soit muni de son transformateur élévateur d'impédance (sortie 50 k Ω). La consommation de ce microphone-émetteur est extrêmement réduite, la pile dure donc assez longtemps ; mais on peut aussi employer une pile séparée plus importante.

●
RR - 10.31. — M. Albert Bruls à Dolhain-Limbourg.

Remise en état d'un marqueur à quartz.

Il est fort probable que, dans la chute, la lame de quartz ait été cassée ou simplement fêlée. Le quartz ne peut donc plus osciller, et ce défaut n'est pas réparable. Toutefois, avant une telle conclusion, si le boîtier peut se démonter, s'ouvrir, il conviendrait de vous assurer que la lame de quartz n'est pas simplement déplacée de son support.

La fabrication de ces quartz en boîtier cylindrique (de grandes dimensions) remonte à avant-guerre, et cette fabrication est maintenant abandonnée. Néanmoins, nous pensons que votre marqueur pourrait tout aussi bien fonctionner en étant muni d'un quartz de 3,5 MHz de fabrication récente.

●
RR - 10.32. — M. Roger Record à 66-Argelès-sur-Mer.

1° Le chargeur automatique de batterie décrit dans le numéro 1209 est prévu pour 12 V, et ne peut pas être utilisé pour une batterie de 24 V. Pour une telle tension de batterie, il faudrait envisager une refonte complète du montage.

2° Les chargeurs de cette conception arrêtent automatiquement l'intensité de charge lorsque la pleine charge de la batterie est atteinte. Lorsque la charge de la batterie s'affaiblit, la tension aux bornes diminue, et un courant de recharge se déclenche égale-

ment automatiquement (ceci à condition évidemment que le primaire du chargeur reste en permanence branché au réseau électrique).

●
RR - 11.01. — M. Roger Delauneuve, 92-Courbevoie.

En effet, il n'est pas toujours recommandé de commuter les bobinages du circuit accordé de sortie de l'étage PA d'un émetteur, et notamment s'il s'agit d'un circuit classique (bobine en parallèle sur le condensateur variable) et si l'on emploie un contacteur ordinaire.

Par contre, une telle commutation est cependant possible avec des circuits en π (tels que Collins ou Jones) parce qu'ils provoquent moins de pertes HF dans le commutateur. De plus, on trouve actuellement des contacteurs sur stéatite ou sur epoxy HF, à des prix très abordables, et avec lesquels les pertes sont vraiment minimes.

●
RR - 11.02. — M. Serge Gagnolet, 69-Thizy.

Il n'existe pas de montages simples permettant de constituer un récepteur susceptible de recevoir les émissions du B.I.H. sur 91,15 kHz. Il faut, soit utiliser un récepteur de trafic « toutes ondes » type RU93 ou 95 par exemple, soit réaliser spécialement un récepteur sensible à changement de fréquence capable de recevoir cette fréquence.

Une autre solution consiste à utiliser un bon récepteur de trafic « ondes courtes » et recevoir les émissions du B.I.H. qui sont faites dans les gammes normales OC. Voir le détail des horaires et fréquences dans le n° 1140, page 151.

●
RR - 11.03. — M. Simon Maudit, 63-Clermont-Ferrand.

Concernant le générateur BF du n° 1325, page 124 :

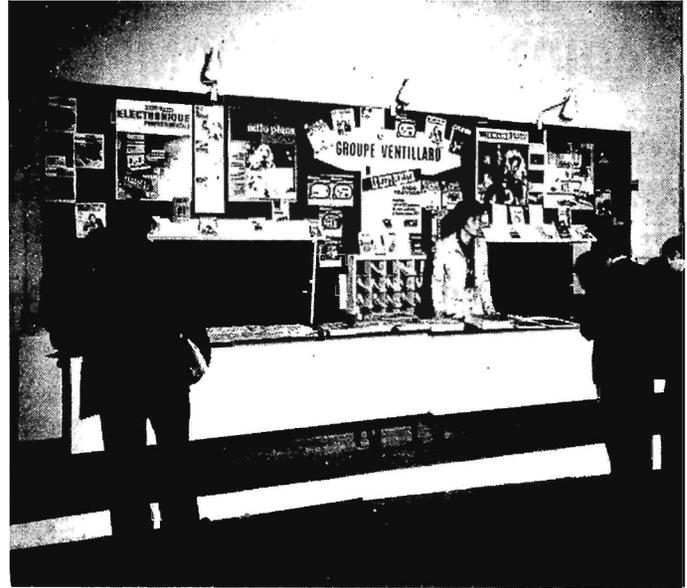
a) Circuit intégré μ A 741 C. Il faut vous adresser à Fairchild 87, avenue d'Italie, Paris (13°).

b) La lampe LMI fonctionne en résistance variable avec l'intensité qui la traverse ; elle est destinée à régulariser l'amplitude des signaux de sortie par rapport à la fréquence.

●
RR - 11.04. — M. Georges Durix, 01-Bruix-Feillens.

Un montage assez bien étudié de microphone-émetteur (ou microphone HF) pour réalisation « amateur » a été publié dans notre n° 1100. Evidemment, il existe des réalisations professionnelles bien plus complexes.

LE SALON INTERNATIONAL DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION LYON 1971



Le stand du Haut-Parleur au salon de Lyon

SALON INTERNATIONAL RADIO-TELEVISION

Organisé par la Foire internationale de Lyon et l'A.S.S.E.L.E.C. sous le patronage du S.C.A.R.T., du S.I.E.R.E. et de l'O.R.T.F. et de la Commission fédérale des Aides électroniques à l'enseignement et à la formation permanente.

Il faut noter tout d'abord que cette année, la Biennale, créée en 1960, a cédé la place à un Salon ayant obtenu des Pouvoirs publics, d'être classé « International », ce qui lui a donné une dimension plus remarquable du fait également qu'il a remplacé celui prévu à Paris où il n'a pu avoir lieu par suite de l'indisponibilité des locaux habituels aux dates prévues.

En même temps, les Salons de Berlin et de Milan accédaient à l'internationalité, faisant ainsi de Lyon l'un des pôles européens du monde des biens d'expression.

Le Salon de Lyon a regroupé sur 209 stands, 69 firmes françaises et 24 étrangères.

La vedette était bien entendu la couleur sur laquelle la Biennale 1970 avait déjà mis l'accent, ce n'était donc plus une nouveauté pour le visiteur qui, maintenant convaincu et décidé à l'achat, cherche la qualité.

Le volume des affaires traitées sur les stands porte témoignage de la réussite des constructeurs en ce domaine. Par ailleurs, les améliorations apportées par l'O.R.T.F. dans la réalisation des émissions couleur et l'augmentation sensible de leur nombre ont, il faut le reconnaître, beaucoup contri-

bué à ce que l'on peut appeler maintenant la vulgarisation de la couleur.

Le « noir et blanc » occupait également une place importante, notamment avec les « portables ».

Pour la radiodiffusion, la dominante a porté sur la Hi-Fi, la F.M., et les « cassettes ». L'on annonce pour bientôt les « vidéo-cassettes », mais ne nous montrons pas trop pressés.

Les organisations professionnelles participant à ce Salon estiment avoir ainsi rempli leur contrat vis-à-vis du public en lui faisant connaître la qualité d'un matériel perfectionné.

PARTICIPATION DE L'O.R.T.F.

Ce compte rendu serait incomplet si l'on ne donnait pas à la participation de l'O.R.T.F. la part qui lui revient.

Comme les années précédentes, l'Office n'a pas ménagé sa participation tant en personnel qu'en matériel, conscient de la nécessité d'aider au maximum la profession, l'un trouvant chez les autres, en quelque sorte sa raison d'être. Ce fut le thème développé lors de la Journée O.R.T.F.-S.C.A.R.T.

Une chaîne « noir et blanc » deux chaînes « couleur » diffusaient en permanence sur le petit écran des programmes particulièrement bien choisis.

Des « shows » avec la présence d'artistes renommés, des jeux largement dotés, ont attiré chaque jour une foule nombreuse qui s'égayait ensuite dans le Salon au bénéfice de tous les exposants.

A MARSEILLE : AUDITORIUM HI-FI - LA HI-FI AU PRIX DE GROS. TOUTES MARQUES EUROPÉENNES, AMÉRICAINES, JAPONAISES.

3 magasins : pièces détachées, laborat. électronique (réparations toutes marques), Auditorium dispatching : 8 000 chaînes à l'écoute. Choisissez votre chaîne ou votre magnéto professionnel, venez avec « Le Haut-Parleur », nous respectons tous les prix parisiens annoncés. Acquéreurs résidant loin de Marseille téléphonez au (91) 47-53-60 - 3 lignes pour rendez-vous, cela vaut le voyage.

AU MIROIR DES ONDES - SOGELEC - 11-13, cours Lieutaud, MARSEILLE (6°)

DE LA THÉORIE A LA PRATIQUE DES CIRCUITS VHF ET UHF

(Suite voir n° 1 330)

VI. MONTAGES PRATIQUES (144 MHz) ÉTAGE DE PUISSANCE COMPORTANT UN CIRCUIT A RÉSISTANCE DE LIGNE ÉLEVÉE

La réalisation et l'exécution d'un tel amplificateur ne demande qu'un travail mécanique réduit.

Le circuit comporte :

- Une portion de ligne de résistance caractéristique élevée, constituée par un conducteur intérieur de 10 mm de diamètre et un boîtier extérieur de 80 x 80 mm ($Z = 130 \Omega$, environ);
- Une portion de ligne de résistance caractéristique faible, chargée par la capacité interne du tube et le condensateur d'appoint.

Contrairement à une pratique habituelle, le découplage d'anode est disposé du côté de celle-ci, c'est à dire à l'extrémité « chaude » du circuit. Ce système permet, d'une part de mettre la ligne à la masse directement et, de ce fait,

le découplage, placé à un ventre de tension, est beaucoup plus efficace. Dans la pratique, la ligne coaxiale se compose d'un boîtier en tôle de cuivre de 1 mm, découpé selon le croquis de la figure VI 1, plié et soudé à l'étain sur toutes les arêtes des cinq faces comme le montre, après assemblage, la figure VI 2. Quant au couvercle, percé et évidé, il est conforme au croquis de la figure VI-3. La grande ouverture, munie d'une grille métallique, est destinée à la sortie de l'air pulsé qui est insufflé du côté du circuit de grilles et qui assure le refroidissement convenable du tube. A défaut de cheminée céramique, on peut utiliser un cylindre de papier ou de carton à dessin.

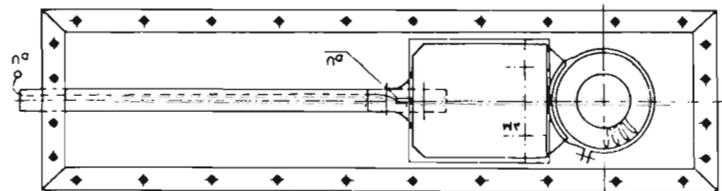


Fig. VI 2

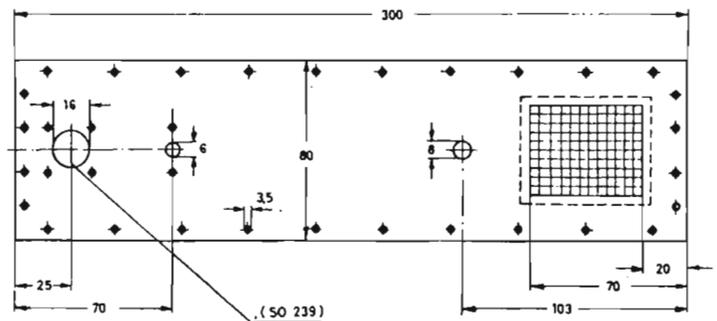


Fig. VI 3

La tension d'alimentation est appliquée à l'anode, à l'intérieur du tube de 10 mm, au moyen d'un morceau de câble coaxial de faible diamètre, privé de sa gaine plastique et de sa tresse extérieure, comme le montre également la figure VI-2. L'ouverture circulaire de 56 mm est prévue pour recevoir le support du tube 4X150A.

La figure VI-4 montre le détail des éléments qui constituent la partie M4 d'assemblage et de découplage de la partie tubulaire 4a. Le tube intérieur comporte une partie terminale méplate destinée à recevoir deux pièces en téflon taillées et percées comme 4fa, les parties 4fb et 4fc. On fixe d'abord, la plaque 4b sur le tube 4a au niveau du trou pratiqué dans la partie méplate. On assemble ensuite la première feuille de téflon 4fa, la plaque métallique 4fb, après avoir replié la cosse de contact Lf et les trois

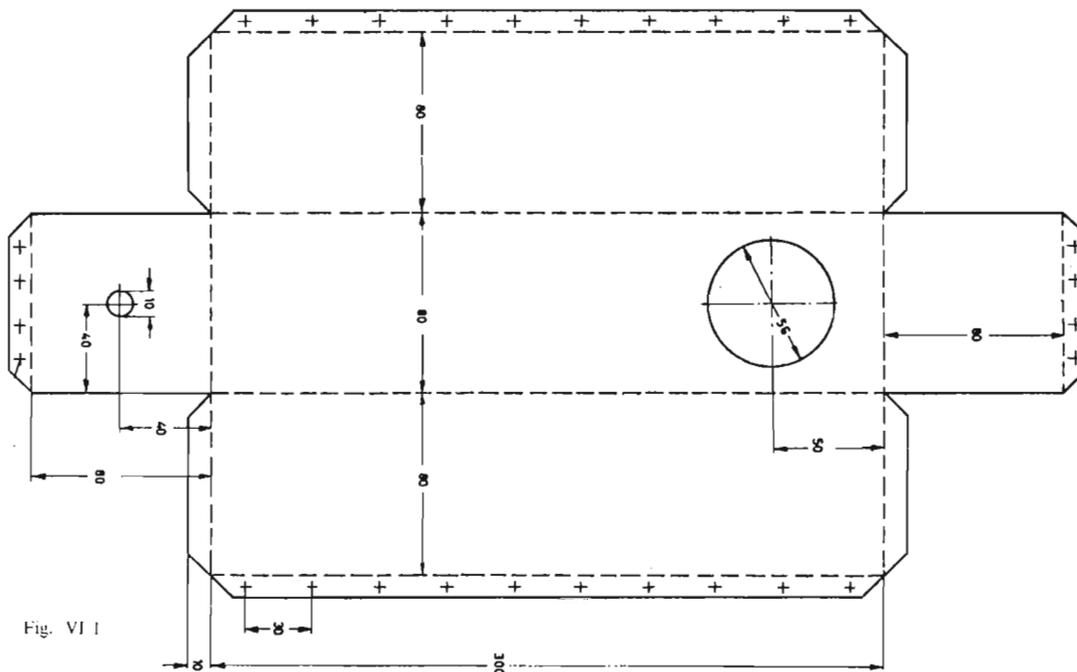


Fig. VI 1

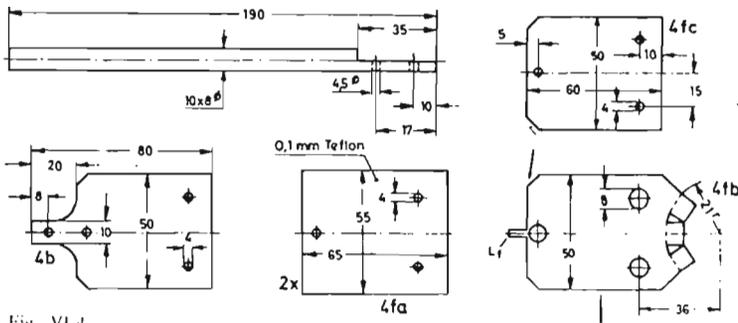


Fig. VI 4

patte de contact du tube, le deuxième disque de teflon 4fb et enfin la plaque 4fc. On les fixe ensemble, à l'aide de trois vis. Les trous de la plaque 4fb sont plus grands que ceux des autres éléments afin de pouvoir glisser dans chacun une rondelle isolante (\varnothing extérieur = 8 mm; \varnothing intérieur = 4 mm) de 0,5 mm d'épaisseur, pour centrer les différentes plaques. Seule la plaque 4fb est au potentiel de l'anode à laquelle les trois languettes sont connectées par un collier de cerclage. Le fil de haute tension est réuni à la cosse Lf. Le conducteur central n'étant pas réuni à la haute tension peut être, à son extrémité opposée au tube, soudé directement au boîtier.

La fréquence de résonance du circuit peut être mesurée au grid-dip. Le réglage de la boucle de couplage demande un peu plus de travail car la précision du couplage a une influence primordiale sur le bon fonctionnement d'un étage de puissance linéaire.

Le circuit de grille est établi de façon conventionnelle et le neutrodrainage doit être effectué avec grand soin.

On trouvera sur la figure VI-6, une vue de la disposition des systèmes de couplage et d'accord.

Remarquons tout d'abord que l'ensemble du montage est compact et est réalisé de manière étanche ce qui permet une grande efficacité à la ventilation par turbine dont il est exclu de se passer même pour un court moment.

Le circuit grille est du type symétrique demi-onde; il est enfermé dans un coffret blindé et argenté muni d'une prise coaxiale SO.239 (11) pour la connexion à l'excitateur et d'un « by-pass » (24) pour le découplage de la résistance d'autopo-

larisation R_{g1} . La symétrie du circuit est obtenue en faisant C_2 (21), égal à la capacité d'entrée du tube ($C_2 = 25$ pF miniature). La composante réactive de la boucle L_1 est compensée par C_1 (22) identique à C_2 . C_3 (24) = 1000 pF et R_{g1} , extérieure, = 10 à 11 k Ω . Les bobinages sont ainsi réalisés :

$L_1 = 2$ spires fil argenté 15/10 mm, diamètre 10 mm, couplé au centre de L_2 .

$L_2 = 4$ spires + 4 spires avec partie droite centrale de 10 mm.

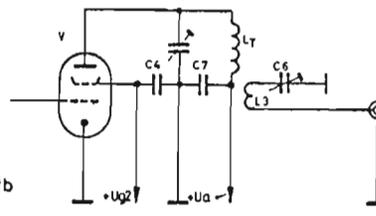


Fig. VI 7a

Fil argenté 15/10 mm. Diamètre 10 mm.

$C_h = 25$ spires, fil 5/10 émail l \grave{e} , jointives sur mandrin de 6 mm de diamètre pouvant être une résistance de valeur élevée.

La liaison à l'excitateur se fera

résonance que sur la longueur du circuit. Elle est ici de 1800 pF. Trop faible, elle peut laisser subsister sur le corps de la cavité une légère tension HF, ce qui est anormal. Le circuit, alors trop long, se referme en dehors de la cavité : le mal est sans remède. Par contre, si le circuit est trop court on peut le rallonger électriquement à l'aide des capacités d'appoint.

REALISATION MECANIQUE

Les circuits de grille et de plaque sont montés de part et d'autre d'une platine commune.

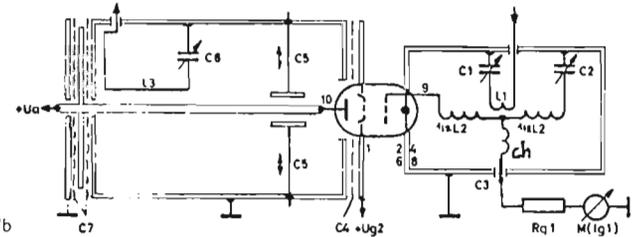


Fig. VI 7b

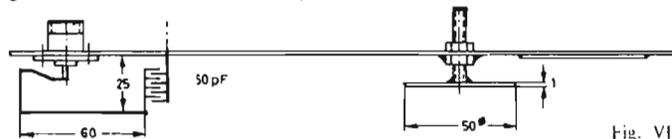


Fig. VI 6

par un câble d'une longueur électrique demi-onde ou multiple de la demi-onde.

Le circuit à cavité coaxiale d'anode est placé électriquement entre l'écran et l'anode. Le tube se trouve situé à un ventre de tension alors que le circuit de couplage de sortie (L_3) se trouve placé à un ventre de courant du circuit de charge. Le tube central de la cavité est réuni à la masse par C_7 , ce qui permet de lui appliquer la tension d'anode à l'extrémité. Nous sommes en présence d'un circuit quart d'onde raccourci par le fait de la capacité de sortie du tube. La résonance est obtenue par les condensateurs d'appoint à disques, C_5 (14 - 15 - 16), tandis que la valeur de C_3 a une influence assez faible, aussi bien sur la

verticale, (1) en laiton argenté de 220 mm x 190 mm x 3, percée selon la figure VI-9a, et munie du support spécial SK610 et de sa cheminée céramique indispensable. Les deux circuits, une fois terminés, sont rigoureusement étanches. Il s'ensuit que tout l'air froid pulsé provenant de la soufflerie emprunte, pour s'évacuer, le canal des ailettes d'anode de la lampe utilisée, ce qui se traduit par une ventilation parfaite et un refroidissement satisfaisant.

a) **Circuit d'anode** : Les deux pièces principales sont : le conducteur extérieur et le tube intérieur.

Le conducteur extérieur qui est le boîtier de la cavité est constitué par un tube (2) de laiton de 150 mm de diamètre et 338 mm de long en 1 mm d'épaisseur, convenablement dressé, soudé à l'étain sur la platine de la figure VI-9b, destiné à être boulonné sur celle de la partie (1) déjà vue. L'autre extrémité du tube est soudée à la plaque de fermeture de la

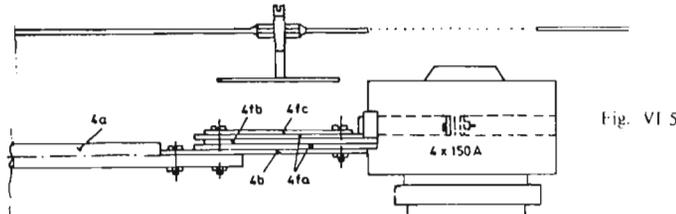


Fig. VI 5

AMPLIFICATEUR FINAL A CAVITE

Voici une réalisation pratique très recommandée et qui ne pose pas de problèmes mécaniques particuliers. La figure VI-7a représente l'équivalence électrique du montage vu côté anode, la figure VI-7b en suggère la représentation électrique et mécanique à la fois. Nous sommes en présence d'un amplificateur de grande puissance, pouvant être équipé de tubes divers de la série des 4X150 ou 4X250.

Nous distinguerons naturellement le circuit grille du circuit d'anode, ce que montre clairement la coupe de la figure VI-8 dont la précision nous évitera de longues explications.

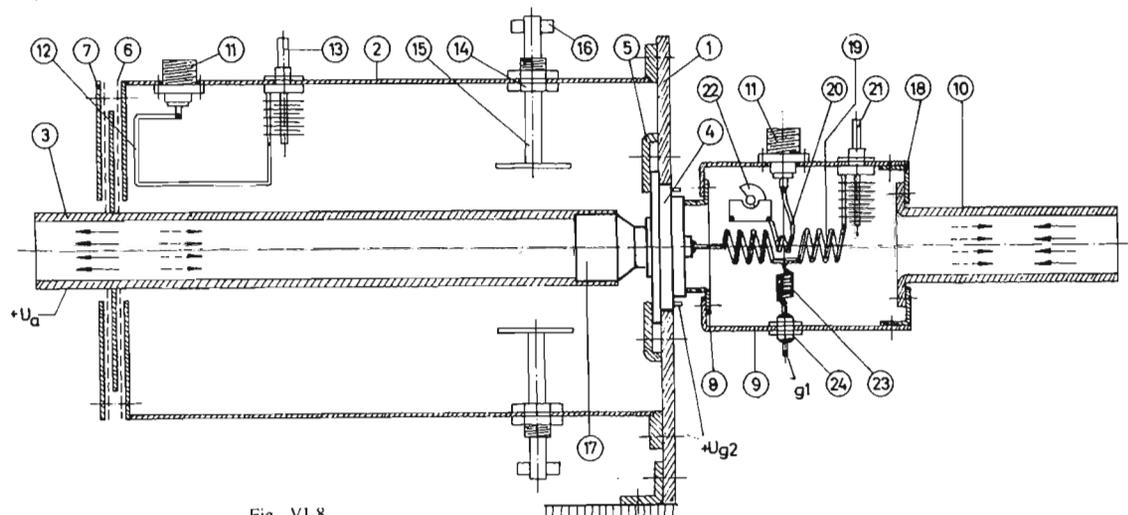


Fig. VI 8

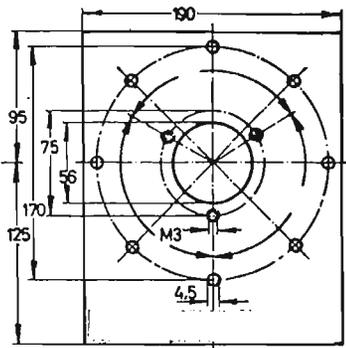


Fig. VI-9a

figure VI-9c. A ce point du travail on passera l'ensemble à l'argenture, après quoi on assemblera le système de couplage comprenant la boucle (12), le socle SO239 (11) et le condensateur ajustable (13) de 50 pF destiné

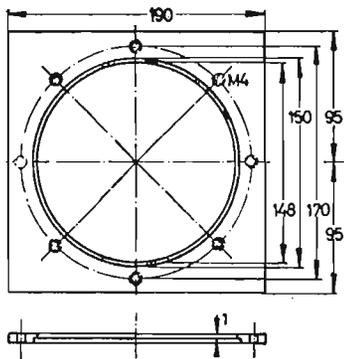


Fig. VI-9b

à compenser la composante réactive de L_2 et à adapter le circuit au câble de l'antenne. Après quoi, il convient de préparer les éléments ajustables des condensateurs d'appoint à partir d'un disque de laiton de 50 mm de

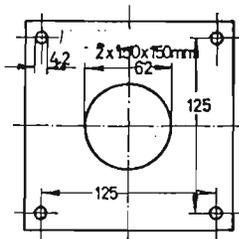


Fig. VI-9c

diamètre auquel sera soudé un axe de cuivre de 75 mm de long et 6 mm de diamètre, muni, comme le montre la figure VI-9c, d'un frotteur de 40 mm de long

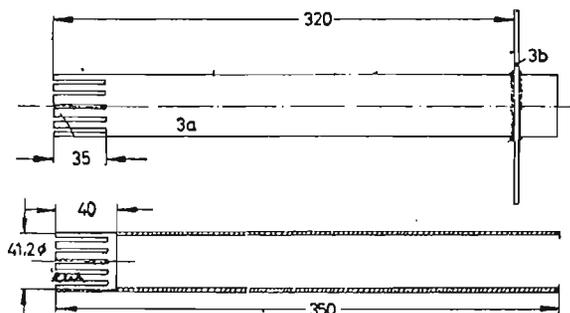


Fig. VI-9d

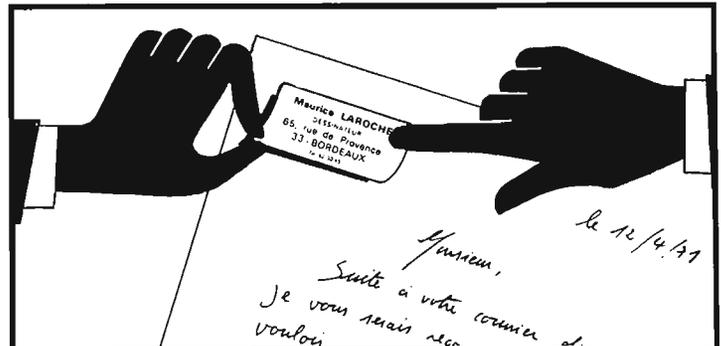
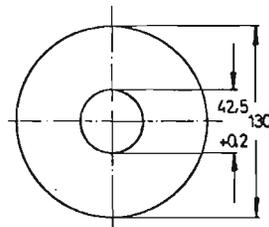
constitué par du fil argenté ou une lame de bronze phosphoreux. Le canon de passage de l'axe à travers les parois de la cavité peut-être constitué par une pièce de récupération provenant d'un potentiomètre à axe de 6 mm sur lequel on aura percé et taraudé pour mettre une vis de blocage.

Le conducteur intérieur (3) se compose d'un tube de 42 mm de diamètre (3a) soudé à une rondelle de laiton (3b) comme le montrent les éléments de la figure VI-9e. Le disque de laiton est destiné à constituer une armature du condensateur de découplage et à être « sandwiché » entre les pièces portant la référence (7) de la figure VI-9c après interposition de rondelles de mica (6) de 150 mm de diamètre et 0,3 mm d'épaisseur, percées au centre d'une ouverture de 42 mm laissant passer le tube central. Après assemblage et mise en place des éléments 3, 6 et 7, le tube central ayant été travaillé pour s'adapter sur la couronne extérieure de la lampe, on peut en finir avec le montage du circuit anodique.

b) **Circuit de grille** : Il comporte un coffret de 90 x 70 x 70 mm, débouchant, d'une part sur le support de la lampe par un orifice de 43 mm et de l'autre vers l'extérieur par une pipe de 125 mm de long et 42 mm de diamètre (10) destinée à être raccordée à la soufflerie.

Ainsi qu'on peut le voir, il s'agit avant tout de mécanique. Nous n'entrons pas dans les ultimes détails de réalisation qui sont laissés à l'appréciation et aux possibilités de chacun, ne voulant pas surcharger par des schémas superflus une description qui demande déjà forcément de nombreux dessins.

R. PIAT



Une petite chose... qui se pose... et vous impose: le TIMBR'ADRESS

ASTUCIEUX
une mini-carte de visite autocollante de 5 x 2 cm. imprimée spécialement à vos noms et adresse.

Maurice LAROCHE
DESSINATEUR
65, rue de Provence
33 - BORDEAUX
Tél. 62-30-45

(exemple grandeur nature)

mille et une utilisations pratiques

En-tête de lettre instantané: collez un timbr'adress sur une simple feuille et voilà un remarquable papier en-tête à votre nom qui vous classe auprès de votre correspondant.

Vos objets personnalisés: timbr'adress sur vos livres, vos disques, objets personnels etc... si vous les prêtez, ils reviendront!

Finis les noms griffonnés, illisibles...: chaque fois que vous devez indiquer vos noms et adresse, collez votre timbr'adress: sur l'agenda de vos amis, de vos clients, au dos de vos chèques, mandats, colis, sur vos prospectus, bons de commandes etc... timbr'adress c'est clair, c'est net, c'est distingué! c'est une foule de services, une note moderne et attrayante à votre personnalité... pour une infime dépense!

UNE PRÉSENTATION REMARQUABLE. Séparez-le de son support spécial anti-adhésif, posez-le... pas de mouillage, une simple pression et il colle instantanément sur tout! Par sa forme élégante, sa fine découpe aux coins arrondis, son papier velin, par son impression de luxe bleu nuit en caractères modernes, il attire l'attention, provoque l'intérêt, contribue à votre succès!



en cadeau

vous recevrez un étui de poche pratique et élégant, il vous permet d'avoir toujours sur vous vos timbr'adress.

250 timbr'adress

19 F. 00
SEULEMENT

(+ 2f. de frais d'envoi)

un prix minime grâce à la vente directe du fabricant

Commandez vite vos timbr'adress, envoyez aujourd'hui-même votre bon de commande. Vous serez enthousiasmé et si par extraordinaire vous ne l'étiez pas, vous seriez immédiatement remboursé.

IMPRIMERIE ELECTRO-VOG, 88 - FRAIZE

BON à remplir (ou recopier) et à envoyer à: IMPRIMERIE ELECTRO-VOG, 88 - FRAIZE

Veillez m'envoyer 250 Timbr'adress avec étui distributeur, étant entendu que si je ne suis pas enchanté, je serai intégralement remboursé.

Je joins mon règlement à ce bon: 19f. + 2f. de frais d'envoi, soit 21f. par: — chèque bancaire, — chèque postal, — mandat-lettre. (CCP Nancy 620-92)

Je préfère payer au facteur à réception: 19f. + 7f. 50 de frais d'envoi et taxe postale de remboursement, soit 26f. 50.

Je vous indique ci-contre le texte à imprimer

(écrivez très lisiblement en lettres MAJUSCULES 5 lignes maximum. Ordre conseillé: Prénom et Nom - profession, qualité ou autres si besoin - adresse - N° d'ap. et localité - tél. ou autres indications s'il y a lieu.

1
2
3
4
5

RUBRIQUE DES SURPLUS

L'ÉMETTEUR D'ALERTE 6 AL 6 LE RÉCEPTEUR D'ALERTE AAL 6

L'ÉMETTEUR D'ALERTE 6AL6

CARACTERISTIQUES

PUISSANCE : 5 W avec des piles neuves. Type d'émission : entretenue pure A_1 automatique ; A_1 manuelle ; équipement : EL84 - 3A5.

Poids : 4 kg. Dimensions : 200 x 170 x 240 mm.

Alimentation : Poids 2 kg. Dimensions : 200 x 155 x 240. Interrupteur tripolaire pour la commande à distance. Antenne filaire : 10 m en tresse de cuivre étamé.

DESCRIPTION

L'appareil est destiné à émettre automatiquement un signal d'alerte.

Il comporte : un oscillateur de puissance HF manipulé par la cathode et commandé par quartz.

Un oscillateur BF fournissant la tension d'alimentation du moteur asynchrone qui entraîne les cames de manipulation automatique.

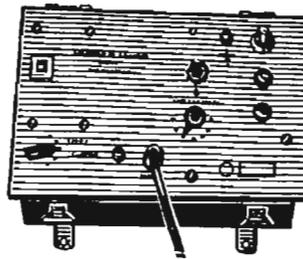
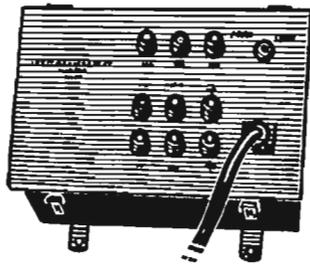
Un manipulateur manuel.

Une alimentation par piles.

Sur le panneau avant de commande on trouve les éléments suivants : borne antenne, borne masse, lampe témoin, bouton poussoir test, deux boutons pour l'accord de l'antenne, un manipulateur manuel, un contacteur à trois positions : réglage, alerte automatique, manuelle, une fiche de raccordement pour le cordon alimentation.

FONCTIONNEMENT (Fig. 1)

Le tube V_1 est monté en oscillateur de puissance piloté par un quartz placé dans sa grille. Dans la cathode, une self de choc L_3 shuntée par le condensateur C_{11} donne une tension de réaction qui permet d'obtenir une oscillation un peu plus vigoureuse et par suite un peu plus de puissance. R_5 est une résistance de polarisation. La plaque est alimentée « en parallèle » à travers la self de choc L_2 . C_7 est un condensateur de liaison. Le circuit plaque est constitué par le circuit oscillant C_6-L_1 . La self L_1 comporte un certain nombre de prises parmi lesquelles on choisit au moyen de S_1 celle qui donne la meilleure adaptation de l'antenne utilisée. Pour cette adaptation, en



appuyant sur le bouton « test », on met en série avec l'antenne, l'ampoule 6,3 V du voyant lumineux I_{101} . En agissant sur S_1 et C_6 , on cherche le maximum d'éclat de I_{101} . L'antenne est alors adaptée, on relâche le bouton « test » et I_{101} se trouve court-circuité. Suivant la longueur d'antenne employée l'éclat de I_{101} sera plus ou moins grand.

Le tube V_2 est une double triode 3A5 montée en oscillateur push-pull. Le circuit oscillant est constitué par C_5 et par le bobinage L_4 du moteur asynchrone. Ce tube fonctionne en oscillateur BF (50 à 60 Hz) et fournit la puissance nécessaire au moteur pour l'entraînement des cames.

L'ALIMENTATION

Sur le panneau avant du coffret sont situés : le commutateur marche/arrêt, neuf bornes repérées sur lesquelles sont sorties toutes les tensions d'alimentation et

la masse, ceci pour permettre d'une part la commande à distance, d'autre part l'alimentation de l'appareil par des piles autres que celles pour lesquelles le coffret a été prévu.

L'alimentation est constituée par deux piles de 1,5 V, en parallèle, pour le chauffage de V_1 , deux piles de 6 V, en parallèle, pour le chauffage de V_2 , 4 piles de 90 V en série pour l'alimentation H.T. de V_2 .

LE RECEPTEUR D'ALERTE AAL6

Le récepteur AAL6 est prévu pour fonctionner normalement en veille permanente et est spécialement destiné à la réception et à l'enregistrement automatique des signaux d'alerte.

Il est alimenté indifféremment sur secteur 110/220 V 50 Hz ou sur batterie 12 V.

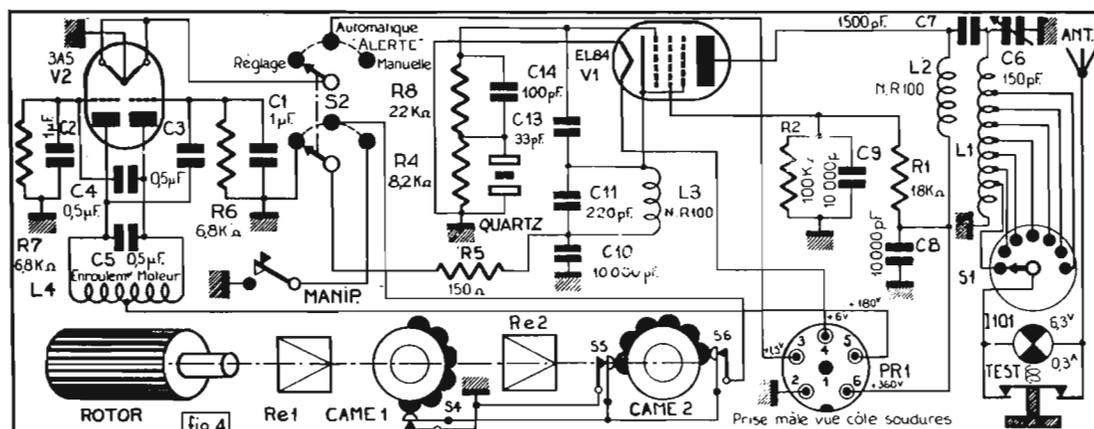
L'appareil est prévu pour recevoir et enregistrer des signaux

d'alerte à une fréquence fixe. Il doit donc avoir une sélectivité très poussée pour réduire au minimum l'effet des brouillages. Cette sélectivité est obtenue par double changement de fréquence, l'une à fréquence moyenne, l'autre à fréquence BF. Après ces deux changements de fréquence, l'émission d'un TAL6 donne naissance à un signal 7 kHz à la détection. Ce signal subit une amplification et remplit les deux fonctions suivantes : - Mise en marche du dispositif alarme enregistrement - Excitation du relais inscripteur.

L'appareil se compose (Fig. 2) : d'un étage d'amplification HF (V_1) - d'un étage oscillateur à quartz (V_1) - de la mélangeuse (V_2) et l'on recueille dans sa plaque le battement MF à 455 kHz - d'un étage d'amplification MF (V_4) - d'un oscillateur local de VFO (V_7). V_8 est le tube de glissement qui permet, au moyen du potentiomètre R_{221} , d'ajuster la fréquence d'oscillation de V_4 ; V_5 détecte et amplifie le signal de battement entre la MF et l'oscillation BFO.

Le signal BF (voisin de 7 kHz) est recueilli aux bornes de R_{233} dans la plaque de V_4 . Un élément diode de V_5 donne la tension de VCA.

V_{11} est un oscillateur de réglage. Il fonctionne avec un quartz de TAL6 et permet d'ajuster la fréquence de battement BF à la fréquence d'accord de l'amplificateur

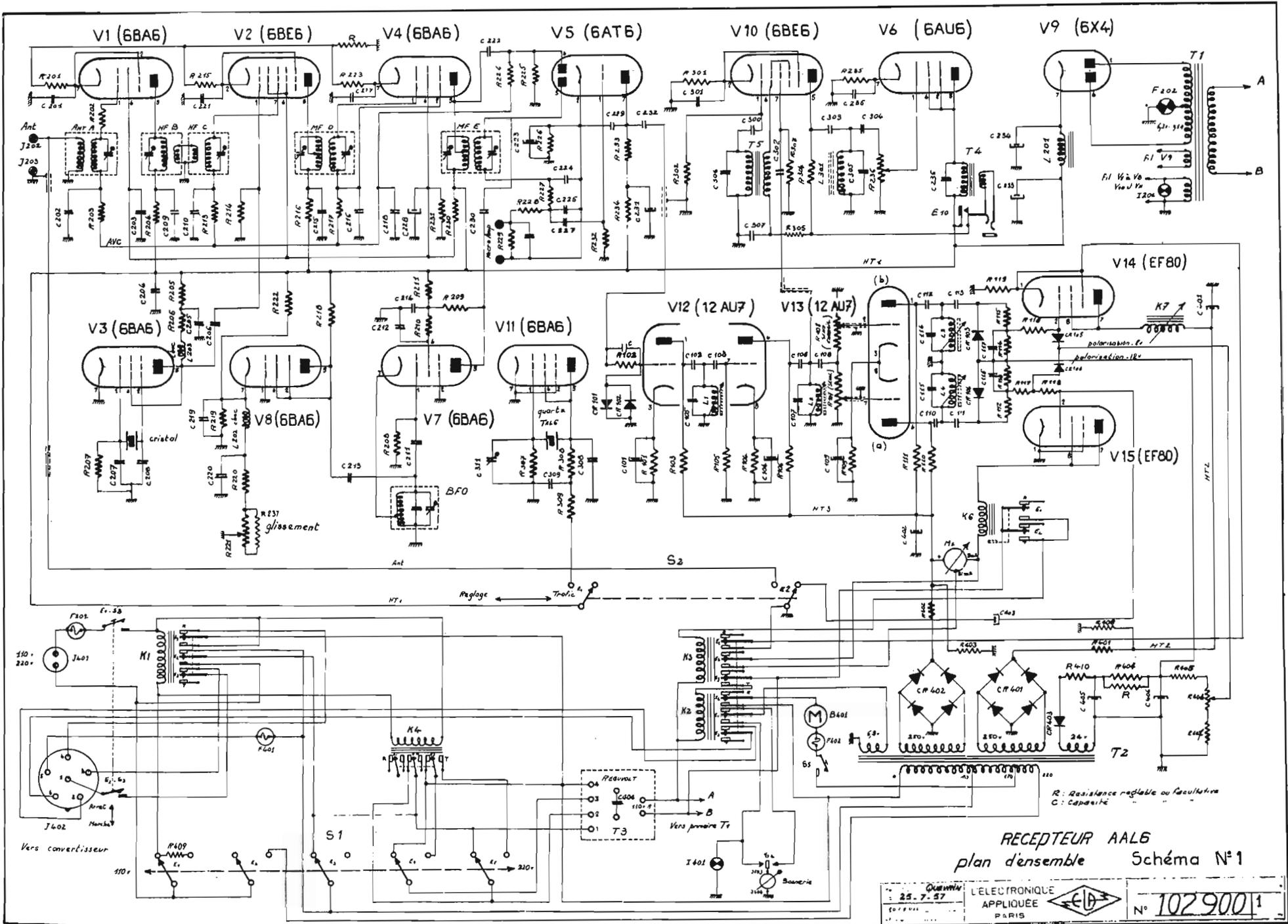


POUR L'ADAPTATION DE L'ANTENNE.

- Mettre le contacteur S_3 du coffret alimentation sur "ALERTE".
- Mettre S_2 sur "émission sur REGLAGE".
- Appuyer sur le bouton "TEST".
- Chercher au moyen du contacteur S_1 et du cond. variable C_6 (Bouton Accord Antenne) le maximum d'éclat du voyant I_{101} .
- Relâcher le bouton "TEST".
- Remettre S_3 sur "ARRÊT".
- Mettre S_2 sur "ALERTE AUTOMATIQUE".
- L'appareil est alors prêt à être mis en route par S_3 .

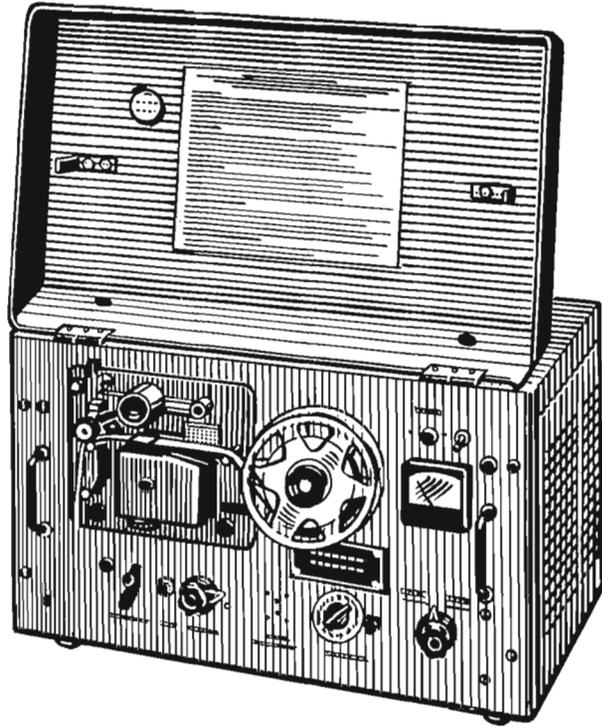
ATTENTION!

Après toute mise en marche de l'émetteur ne l'arrêter que lorsque le trait réglage apparaît dans la fenêtre pratiquée sur le panneau de commande du coffret émetteur.



RECEPTEUR AAL6
plan d'ensemble Schéma N°1

25-7-57
L'ELECTRONIQUE APPLIQUÉE PARIS
N° 1029001



sélectif, ceci au moyen du potentiomètre R_{221} marqué glissement.

L'amplificateur sélectif 7 kHz :

Le signal de battement BF recueilli par la plaque de V_5 est appliqué à l'entrée de l'amplificateur sélectif. La résistance R_{102} le condensateur C et les deux cristaux CR_{101} et CR_{102} constituent un écrêteur énergétique pour réduire fortement les parasites intenses.

Par ses deux parties triodes V_{12} constitue deux étages amplificateurs accordés. Le signal 7 kHz est ensuite appliqué séparément aux deux triodes V_{13} , au moyen des potentiomètres R_{107} R_{108} . La voie R_{107} (V_{13} A) est utilisée pour le réglage du seuil. la voie R_{108} (V_{13} B) pour le réglage de la sensibilité enregistreur.

La voie seuil : Le signal recueilli dans la plaque de V_{13} A est détecté et la tension continue ainsi obtenue est appliquée à la grille de commande de V_{14} .

A partir de l'instant où l'on reçoit un signal HF, cette tension croît exponentiellement par suite de la présence de C_{403} et lorsqu'elle atteint un niveau suffisant le tube V_{15} , bloqué au repos par la tension de polarisation, commence à débiter : le relais K_6 , situé dans sa plaque, est excité. Un dispositif limiteur applique

à la grille de V_{15} , par l'intermédiaire d'un cristal (CR_{106}), stabilise la tension de polarisation à une valeur limite et évite, de ce fait un débit trop important dans V_{15} .

A la disparition du signal HF, C_{403} se décharge lentement et la grille de V_{14} retourne à sa tension de repos avec une certaine constante de temps.

Voie sensibilité enregistreur : Le signal recueilli dans la plaque de V_{13} A est détecté et appliqué sur la grille de commande de V_{14} . En fonction « veille » ce tube est bloqué par la tension de polarisation appliquée à sa grille et par la présence de R_{119} dans sa cathode.

En position « alarme » R_{119} est court-circuitée par le contact travail E_1 de K_3 . V_{14} se trouve déblocquée au rythme de la manipulation du signal reçu et actionne le relais inscripteur K_7 , situé dans sa plaque. Ce circuit comporte également un dispositif limiteur constitué d'une diode CR_{105} , identique à celui de V_{15} , mais ne dispose d'aucune constante de temps afin de permettre au relais inscripteur d'enregistrer fidèlement le signal reçu.

(Documentation : L'Electronique appliquée).

Un émetteur de 175 MHz 25 W alimenté en 12,5 V équipé de transistors de puissance VHF 2 N 5589 A 2 N 5591

Introduction.

Cet article concerne l'étude des étages de puissance d'un émetteur de 175 MHz, 25 W, alimenté en 12,5 V et équipé de transistors de puissance HF 2N5589, 2N5590 et 2N5591. Le gain global des étages prédriver, driver et amplificateur de puissance est de 21,2 dB. Le rendement global de l'émetteur est de 46,5 % ; tous les harmoniques et les signaux parasites sont au moins à 40 dB en dessous du signal de sortie de 175 MHz.

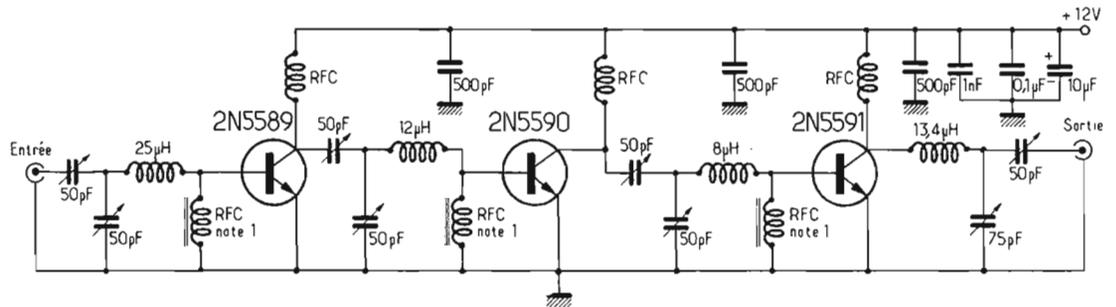
Description du circuit.

La figure 1 représente le circuit de l'amplificateur de puissance et le tableau 1 en résume les caractéristiques essentielles. Les trois étages d'amplification travaillent en classe C avec polarisation nulle en l'absence de signal. Tous les circuits d'adaptation sont du type classique à accord simple.

TABEAU 1

CARACTÉRISTIQUES DU CIRCUIT

Puissance de sortie HF : 25 W.
Puissance d'entrée HF : 190 mW.



Tension d'alimentation : 12,5 Vcc.

Courant total : 4,3 A.
Rendement global : 46,5 %.
Tous les harmoniques et sorties parasites : 40 dB en dessous de la sortie fondamentale.
 R_L : 50 Ω .

Cet émetteur utilise les transistors de puissance VHF au silicium NPN 2N5589 à 2N5591 conçus spécialement pour fonctionner directement à partir de l'alimentation 12 V des véhicules.

Les figures 2 à 4 montrent les possibilités de gain et de puissance de sortie HF de ces transistors. Ils sont encapsulés tous les trois en boîtiers « Stud » avec sorties radiales à faible inductance, ce qui

améliore leurs performances HF tout en facilitant leur montage.

ÉTUDE DE L'ÉMETTEUR

L'étude de cet émetteur a été réalisée en se basant sur le calcul des impédances de transistors à fort signal. Ces dernières correspondent aux impédances mesurées aux bornes d'un transistor utilisé dans un amplificateur optimisé, à puissance de sortie et tension d'alimentation spécifiées. Les mesures d'impédance à fort signal des transistors 2N5589-91 apparaissent sur les figures 5 à 7.

Les puissances de sortie et les tensions d'alimentation indiquées sont celles qui ont été relevées au

moment des mesures sur des transistors branchés en configuration émetteur commun avec émetteur à la masse du point de vue continu.

AUTRES CONSIDÉRATIONS

Le trajet vers la masse des émetteurs à basse impédance est extrêmement important pour les applications à gain élevé. C'est pourquoi les transistors 2N5589-91 sont dotés de sorties d'émetteurs doubles.

Pour éviter les oscillations parasites, il est indispensable de prévoir un découplage des fréquences basses dans les circuits base par des bobines d'arrêt à faible Q.

(Doc. semi-conducteurs, Motorola.)

RÉALISATION DES INDUCTANCES VHF et UHF

Si quelques habitués des ondes métriques et centimétriques possèdent ce sixième sens qui leur permet de réaliser avec une précision qui laisse rêver la self de leur choix sans disposer du moindre abaque, nous pensons que nombreux sont ceux de nos lecteurs qui trouveront fort utile les indications données tout au long de cet article.

Pour les longueurs d'ondes qui nous concernent ici, chacun sait qu'il est possible de procéder de deux manières différentes afin d'obtenir une valeur d'inductance déterminée : d'une part la bobine à air, et d'autre part la ligne.

BOBINES A AIR

Nous donnons ci-dessous en premier lieu plusieurs tables permettant de réaliser des bobines dont l'inductance est comprise entre 2 et 1 000 nH soit 0,002 à 1 mH, et en second lieu d'autres tables donnant des valeurs d'inductances comprises entre 2 et 100 nH pour des lignes.

Les différents éléments qui permettent de faire varier la valeur de l'inductance sont, pour les bobines, le diamètre des spires, le diamètre du fil et l'espacement entre les spires, et pour les lignes, le diamètre du fil, la longueur de la ligne et l'éloignement par rapport au plan de masse.

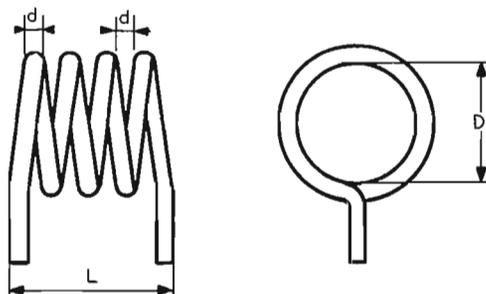
Dans le cas des bobines, les qualités souhaitées sont essentiellement la valeur de Q, qui doit être aussi élevée que possible, la capacité parasite qui doit être très faible, et enfin, les dimensions que l'on souhaite toujours aussi réduites que possible.

Il est difficile d'obtenir les valeurs optimales pour ces trois

éléments en même temps, aussi tend-on vers un compromis. La solution la plus favorable consiste à réaliser le bobinage sur une seule couche, à espacer les spires d'une distance égale au diamètre du fil utilisé, et à respecter un rapport entre la longueur de la bobine et le diamètre des spires égal à 1,5 environ.

Dans les tables 1 - 2 - 3 et 4 ci-dessous, différentes valeurs sont indiquées en caractères gras ; elles correspondent à des bobines dont le rapport longueur/diamètre est compris entre 1 et 2. Ce sont les cas les plus favorables.

Pour plus de simplicité, les valeurs d'inductances ont été arrondies à la dizaine de nanohenrys la plus proche, cette approximation n'ayant que peu d'importance si l'on pense aux éléments parasites apparaissant dans les montages. Par ailleurs pour des inductances inférieures à 10 nH, l'utilisation des lignes est préférable, l'erreur dans ce cas étant moins conséquente.



Dimensions d'une bobine à air

D = Diamètre intérieur.
d = Diamètre du fil et espace entre les fils.
L = Longueur hors tout de la bobine.

Fig. 1

UTILISATION DES TABLES

A l'aide des tables, il est possible, connaissant la valeur de l'inductance, de déterminer les différents éléments caractéristiques du bobinage, nombre de spires, longueur du bobinage et diamètre du fil, chaque table correspondant à un diamètre intérieur de spires. La figure 1 indique comment sont prises les différentes dimensions.

A un nombre de spires et un diamètre de fil déterminés, correspondent deux valeurs, celle du haut qui est la valeur de l'inductance en nanohenrys, et celle du bas qui est la longueur de la bobine.

Prenons quelques exemples qui nous aideront à mieux comprendre l'utilisation de ces tables.

— Soit une bobine de diamètre 6,3 mm, comportant huit spires en fil de diamètre 8/10 mm, si nous nous reportons à la table 2, nous voyons que l'inductance de cette bobine est de 190 nH. En outre, sa longueur doit être de 13,5 mm.

— Soit à bobiner une self de 50 nH pour un circuit de réception. Plusieurs possibilités nous sont offertes :

— 5 spires de diamètre 3 mm en fil de 50/100 mm, longueur 5,5 mm.

— 3,5 spires de diamètre 6,3 mm en fil de 13/10 mm, longueur 10 mm.

— 3 spires de diamètre 6,3 mm en fil de 10/10 mm, longueur 7 mm.

— 2,5 spires de diamètre 9,5 mm en fil de 25/10 mm, longueur 15 mm.

De ces quatre possibilités, nous retiendrons la première car elle remplit dans l'ensemble les conditions que nous avons définies pour réaliser une bobine de qualité. Les trois autres bobines pourraient convenir également mais, soit le rapport longueur/diamètre est loin de la valeur souhaitée, soit les dimensions sont par trop importantes par rapport à la première bobine.

LES LIGNES

Comme nous l'avons dit, et comme il est possible de le constater dans les tables 1 - 2 - 3 et 4, il est peu pensable de réaliser des bobines à air dont l'inductance soit inférieure à 10 nH, aussi doit-on avoir recours aux lignes. Les lignes résonnantes quart d'onde sont d'un emploi courant dans les montages à ondes centimétriques et peuvent être considérées comme une inductance en parallèle avec une capacité.

Pour des fréquences supérieures à 1 000 ou 2 000 MHz, les lignes résonnantes quart d'onde conviennent parfaitement en raison de leur dimension raisonnable et de leur

Nombre de spires Diamètre du fil (mm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	10/10	5 nH 3 mm	10 nH 5 mm	20 nH 7 mm	30 nH 9 mm	30 nH 11 mm	40 nH 13 mm	50 nH 15 mm	60 nH 17,5 mm	70 nH 19,5 mm
80/100	5 nH 2,5 mm	10 nH 4 mm	20 nH 5,5 mm	30 nH 7,5 mm	40 nH 9 mm	50 nH 10,5 mm	50 nH 12 mm	60 nH 13,5 mm	70 nH 15,5 mm	80 nH 17 mm
65/100	5 nH 2 mm	10 nH 3,2 mm	20 nH 4,5 mm	30 nH 6 mm	40 nH 7 mm	50 nH 8,5 mm	60 nH 9,5 mm	70 nH 11 mm	80 nH 12 mm	90 nH 13,5 mm
50/100	5 nH 1,5 mm	10 nH 2,5 mm	20 nH 3,5 mm	30 nH 4,5 mm	50 nH 5,5 mm	60 nH 6,5 mm	70 nH 7,5 mm	80 nH 8,5 mm	100 nH 9,5 mm	110 nH 10,5 mm

Table n° 1 : Valeur de l'inductance et longueur du bobinage pour des selfs à air de diamètre intérieur 3 mm.

Nombre de spires Diamètre du fil (mm)	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10									
	20/10	10 nH 6 mm	20 nH 10 mm	30 nH 14,5 mm	50 nH 18,5 mm	70 nH 22,5 mm	80 nH 26,5 mm	100 nH 30,5 mm	120 nH 35 mm	130 nH 39 mm
16/10	10 nH 5 mm	20 nH 8 mm	40 nH 11,5 mm	50 nH 14,5 mm	70 nH 18 mm	90 nH 21 mm	110 nH 24,5 mm	130 nH 28 mm	150 nH 31 mm	170 nH 34 mm
13/10	10 nH 4 mm	20 nH 6,5 mm	40 nH 9 mm	60 nH 11,5 mm	80 nH 14 mm	100 nH 16,5 mm	120 nH 19,5 mm	140 nH 22 mm	170 nH 24,5 mm	190 nH 27 mm
10/10	10 nH 3 mm	30 nH 5 mm	50 nH 7 mm	70 nH 9 mm	90 nH 11 mm	120 nH 13 mm	140 nH 15 mm	170 nH 17,5 mm	190 nH 19,5 mm	220 nH 21,5 mm
80/100	10 nH 2,5 mm	30 nH 4 mm	50 nH 5,5 mm	80 nH 7,5 mm	100 nH 9 mm	130 nH 10,5 mm	160 nH 12 mm	190 nH 13,5 mm	220 nH 15,5 mm	250 nH 17 mm
65/100	10 nH 2 mm	30 nH 3 mm	60 nH 4,5 mm	90 nH 6 mm	120 nH 7 mm	150 nH 8,5 mm	180 nH 9,5 mm	220 nH 11 mm	250 nH 12 mm	290 nH 13,5 mm
50/100	10 nH 1,5 mm	30 nH 2,5 mm	60 nH 3,5 mm	100 nH 4,5 mm	130 nH 5,5 mm	170 nH 6,5 mm	210 nH 7,5 mm	250 nH 8,5 mm	290 nH 9,5 mm	340 nH 10,5 mm

Table n° 2 : Valeur de l'inductance et longueur du bobinage pour des selfs à air de diamètre intérieur 6.3 mm.

Nombre de spires Diamètre du fil (mm)	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10									
	25/10	10 nH 8 mm	30 nH 13 mm	60 nH 18 mm	80 nH 23 mm	110 nH 28,5 mm	130 nH 33,5 mm	160 nH 39 mm	190 nH 44 mm	210 nH 49 mm
20/10	10 nH 6 mm	30 nH 10 mm	60 nH 14,5 mm	90 nH 18,5 mm	120 nH 22,5 mm	150 nH 26,5 mm	180 nH 30,5 mm	210 nH 35 mm	240 nH 39 mm	270 nH 43 mm
16/10	10 nH 5 mm	40 nH 8 mm	70 nH 11,5 mm	100 nH 14,5 mm	130 nH 18 mm	170 nH 21 mm	200 nH 24,5 mm	240 nH 28 mm	280 nH 31 mm	310 nH 34 mm
13/10	10 nH 4 mm	40 nH 6,5 mm	70 nH 9 mm	110 nH 11,5 mm	150 nH 14 mm	190 nH 16,5 mm	230 nH 19,5 mm	270 nH 22 mm	320 nH 24,5 mm	360 nH 27 mm
10/10	10 nH 3 mm	40 nH 5 mm	80 nH 7 mm	130 nH 9 mm	170 nH 11 mm	220 nH 13 mm	270 nH 15 mm	320 nH 17,5 mm	370 nH 19,5 mm	420 nH 21,5 mm
80/100	10 nH 2,5 mm	50 nH 4 mm	90 nH 5,5 mm	140 nH 7,5 mm	190 nH 9 mm	250 nH 10,5 mm	310 nH 12 mm	360 nH 13,5 mm	420 nH 15,5 mm	480 nH 17 mm
65/100	20 nH 2 mm	50 nH 3 mm	100 nH 4,5 mm	160 nH 6 mm	220 nH 7 mm	280 nH 8,5 mm	350 nH 9,5 mm	420 nH 11 mm	490 nH 12 mm	560 nH 13,5 mm
50/100	20 nH 1,5 mm	60 nH 2,5 mm	110 nH 3,5 mm	170 nH 4,5 mm	240 nH 5,5 mm	320 nH 6,5 mm	400 nH 7,5 mm	480 nH 8,5 mm	560 nH 9,5 mm	650 nH 10,5 mm

Table n° 3 : Valeur de l'inductance et longueur du bobinage pour des selfs à air de diamètre intérieur 9.5 mm.

Nombre de spires Diamètre du fil (mm)	1 2 3 4 5 6 7 8 9 10									
	25/10	20 nH 8 mm	50 nH 13 mm	80 nH 18 mm	120 nH 23 mm	160 nH 28,5 mm	200 nH 33,5 mm	250 nH 39 mm	290 nH 44 mm	330 nH 49 mm
20/10	20 nH 6 mm	50 nH 10 mm	90 nH 14,5 mm	140 nH 18,5 mm	180 nH 22,5 mm	230 nH 26,5 mm	280 nH 30,5 mm	330 nH 35 mm	380 nH 39 mm	430 nH 43 mm
16/10	20 nH 5 mm	60 nH 8 mm	100 nH 11,5 mm	150 nH 14,5 mm	210 nH 18 mm	260 nH 21 mm	320 nH 24,5 mm	380 nH 28 mm	440 nH 31 mm	500 nH 34 mm
13/10	20 nH 4 mm	60 nH 6,5 mm	110 nH 9 mm	170 nH 11,5 mm	240 nH 14 mm	300 nH 16,5 mm	370 nH 19,5 mm	440 nH 22 mm	510 nH 24,5 mm	580 nH 27 mm
10/10	20 nH 3 mm	70 nH 5 mm	130 nH 7 mm	190 nH 9 mm	270 nH 11 mm	340 nH 13 mm	420 nH 15 mm	500 nH 17,5 mm	590 nH 19,5 mm	670 nH 21,5 mm
80/100	20 nH 2,5 mm	70 nH 4 mm	140 nH 5,5 mm	210 nH 7,5 mm	300 nH 9 mm	390 nH 10,5 mm	480 nH 12 mm	580 nH 13,5 mm	680 nH 15,5 mm	780 nH 17 mm
65/100	20 nH 2 mm	80 nH 3 mm	150 nH 4,5 mm	240 nH 6 mm	340 nH 7 mm	440 nH 8,5 mm	550 nH 9,5 mm	660 nH 11 mm	780 nH 12 mm	900 nH 13,5 mm
50/100	20 nH 1,5 mm	80 nH 2,5 mm	160 nH 3,5 mm	260 nH 4,5 mm	370 nH 5,5 mm	490 nH 6,5 mm	620 nH 7,5 mm	750 nH 8,5 mm	890 nH 9,5 mm	1 030 nH 10,5 mm

Table n° 4 : Valeur de l'inductance et longueur du bobinage pour des selfs à air de diamètre intérieur 12.5 mm.

Longueur (cm) Diamètre du fil (mm)	1,25	2,55	3,8	5,1	6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
6,5	2 nH 0,4 pF 5,3 GHz	5 nH 0,7 pF 2,4 GHz	9 nH 1,1 pF 1,5 GHz	12 nH 1,5 pF 1,1 GHz	15 nH 1,8 pF 0,9 GHz	19 nH 2,2 pF 0,7 GHz	22 nH 2,5 pF 0,6 GHz	26 nH 2,9 pF 0,5 GHz	29 nH 3,3 pF 0,5 GHz	33 nH 3,6 pF 0,4 GHz
5,2	3 nH 0,3 pF 5,4 GHz	6 nH 0,6 pF 2,4 GHz	10 nH 0,8 pF 1,6 GHz	14 nH 1,1 pF 1,2 GHz	18 nH 1,4 pF 0,9 GHz	22 nH 1,7 pF 0,8 GHz	26 nH 2 pF 0,6 GHz	30 nH 2,3 pF 0,6 GHz	34 nH 2,5 pF 0,5 GHz	38 nH 2,8 pF 0,4 GHz
4,1	3 nH 0,2 pF 5,5 GHz	7 nH 0,5 pF 2,5 GHz	12 nH 0,7 pF 1,6 GHz	17 nH 0,9 pF 1,2 GHz	21 nH 1,2 pF 0,9 GHz	26 nH 1,4 pF 0,8 GHz	30 nH 1,6 pF 0,7 GHz	35 nH 1,9 pF 0,6 GHz	40 nH 2,1 pF 0,5 GHz	44 nH 2,3 pF 0,5 GHz
3,2	4 nH 0,2 pF 5,5 GHz	9 nH 0,4 pF 2,5 GHz	14 nH 0,6 pF 1,6 GHz	19 nH 0,8 pF 1,2 GHz	24 nH 1 pF 0,9 GHz	29 nH 1,2 pF 0,8 GHz	34 nH 1,4 pF 0,7 GHz	40 nH 1,6 pF 0,6 GHz	45 nH 1,8 pF 0,5 GHz	50 nH 2 pF 0,5 GHz
2,6	4 nH 0,2 pF 5,4 GHz	10 nH 0,4 pF 2,5 GHz	15 nH 0,5 pF 1,6 GHz	21 nH 0,7 pF 1,2 GHz	27 nH 0,9 pF 1 GHz	33 nH 1,1 pF 0,8 GHz	38 nH 1,2 pF 0,7 GHz	44 nH 1,4 pF 0,6 GHz	50 nH 1,6 pF 0,5 GHz	56 nH 1,8 pF 0,5 GHz
2	5 nH 0,2 pF 5,4 GHz	11 nH 0,3 pF 2,5 GHz	17 nH 0,5 pF 1,6 GHz	23 nH 0,6 pF 1,2 GHz	30 nH 0,8 pF 1 GHz	36 nH 0,9 pF 0,8 GHz	42 nH 1,1 pF 0,7 GHz	49 nH 1,3 pF 0,6 GHz	55 nH 1,4 pF 0,5 GHz	62 nH 1,6 pF 0,5 GHz
1,6	5 nH 0,1 pF 5,4 GHz	12 nH 0,3 pF 2,5 GHz	19 nH 0,4 pF 1,6 GHz	26 nH 0,6 pF 1,2 GHz	33 nH 0,7 pF 1 GHz	40 nH 0,9 pF 0,8 GHz	47 nH 1 pF 0,7 GHz	54 nH 1,1 pF 0,6 GHz	61 nH 1,3 pF 0,5 GHz	67 nH 1,4 pF 0,5 GHz
1,3	6 nH 0,1 pF 5,3 GHz	13 nH 0,3 pF 2,5 GHz	21 nH 0,4 pF 1,6 GHz	28 nH 0,5 pF 1,2 GHz	36 nH 0,7 pF 1 GHz	43 nH 0,8 pF 0,8 GHz	51 nH 0,9 pF 0,7 GHz	58 nH 1 pF 0,6 GHz	66 nH 1,2 pF 0,5 GHz	73 nH 1,3 pF 0,5 GHz
1	6 nH 0,1 pF 5,3 GHz	14 nH 0,2 pF 2,5 GHz	22 nH 0,4 pF 1,6 GHz	30 nH 0,5 pF 1,2 GHz	38 nH 0,6 pF 1 GHz	47 nH 0,7 pF 0,8 GHz	55 nH 0,8 pF 0,7 GHz	63 nH 1 pF 0,6 GHz	71 nH 1,1 pF 0,5 GHz	79 nH 1,2 pF 0,5 GHz
0,8	7 nH 0,1 pF 5,3 GHz	15 nH 0,2 pF 2,5 GHz	24 nH 0,3 pF 1,6 GHz	33 nH 0,5 pF 1,2 GHz	41 nH 0,6 pF 1 GHz	50 nH 0,7 pF 0,8 GHz	59 nH 0,8 pF 0,7 GHz	68 nH 0,9 pF 0,6 GHz	76 nH 1 pF 0,5 GHz	85 nH 1,1 pF 0,5 GHz
0,65	7 nH 0,1 pF 5,2 GHz	17 nH 0,2 pF 2,5 GHz	26 nH 0,3 pF 1,6 GHz	35 nH 0,4 pF 1,2 GHz	44 nH 0,5 pF 1 GHz	54 nH 0,6 pF 0,8 GHz	63 nH 0,7 pF 0,7 GHz	72 nH 0,8 pF 0,6 GHz	82 nH 0,9 pF 0,5 GHz	91 nH 1,1 pF 0,5 GHz

Table 5 : Inductance d'une ligne située à 6,5 mm du plan de masse.

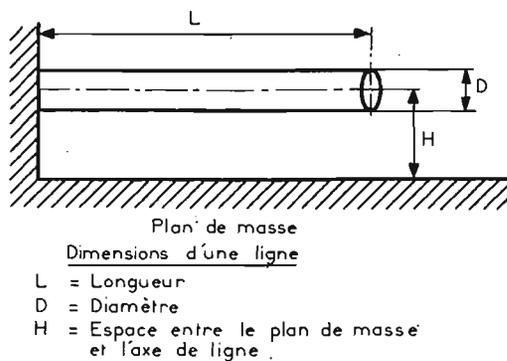


Fig. 2

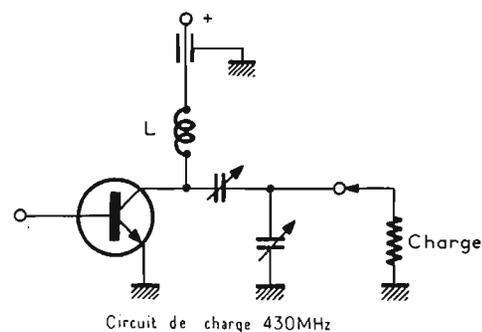


Fig. 3

valeur de Q élevée, mais pour les fréquences amateurs 432 MHz et même, à la limite, 1 296 MHz il est souhaitable de réaliser une ligne résonnante plus compacte. Ceci peut être obtenu en diminuant la longueur de la ligne correspondant au quart de la longueur d'onde, et en compensant la diminution de la valeur de l'inductance par l'adjonction d'une capacité extérieure. L'inconvénient de cette solution est un affaiblissement de la valeur de Q, puisque celle-ci

est directement proportionnelle à la valeur de l'inductance. Quoiqu'il en soit, il est possible de réduire la dimension du quart d'onde normal dans un rapport 3 à 6, ce qui n'est pas négligeable.

Par ailleurs, cette solution est fort intéressante puisqu'elle permet de simplifier les problèmes d'adaptation, les circuits de liaison étant, d'une manière usuelle, capacitifs, ainsi, dans le circuit de charge d'un transistor, la capacité collecteur du transistor, le conden-

sateur variable d'accord, et la capacité propre de la ligne s'ajoutent.

Dans les tables 5, 6 et 7 nous avons reporté les valeurs d'inductances de lignes dont les caractéristiques mécaniques sont définies figure 2. En plus de la valeur d'inductance, il est indiqué pour chaque ligne, la capacité parasite et la fréquence de résonance propre en gigahertz (1 GHz = 1 000 MHz).

Prenons l'exemple d'une ligne réalisée en fil de diamètre 2,6 mm,

d'une longueur de 5,1 cm et dont l'axe est situé à 6,5 mm du plan de masse. En nous reportant à la table 5, nous voyons que son inductance est de 21 nH en parallèle avec 0,7 pF et que sa fréquence de résonance propre est de 1,2 GHz (1 200 MHz).

A l'inverse, nous désirons réaliser le circuit de charge d'un transistor fonctionnant sur 430 MHz, conformément à la figure 3, avec une capacité de sortie du transistor de 3 pF et deux condensateurs

Diamètre du fil (mm)	Longueur (cm)									
	1.25	2.55	3.8	5.1	6.35	7.6	8.9	10.2	11.5	12.7
6.5	3 nH	7 nH	12 nH	17 nH	22 nH	27 nH	32 nH	38 nH	43 nH	48 nH
	0.2 pF	0.4 pF	0.6 pF	0.8 pF	1 pF	1.2 pF	1.4 pF	1.6 pF	1.8 pF	2 pF
	6.3 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.3 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
5.2	3 nH	8 nH	14 nH	19 nH	25 nH	31 nH	36 nH	42 nH	48 nH	54 nH
	0.2 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.7 pF	0.9 pF	1.1 pF	1.2 pF	1.4 pF	1.6 pF	1.8 pF
	6.2 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.3 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
4.1	4 nH	9 nH	15 nH	21 nH	28 nH	34 nH	40 nH	47 nH	53 nH	59 nH
	0.2 pF	0.3 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.8 pF	0.9 pF	1.1 pF	1.3 pF	1.4 pF	1.6 pF
	6.1 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.3 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
3.2	4 nH	10 nH	17 nH	24 nH	31 nH	37 nH	44 nH	51 nH	58 nH	65 nH
	0.1 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.9 pF	1 pF	1.1 pF	1.3 pF	1.4 pF
	6 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.3 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
2.6	5 nH	11 nH	19 nH	26 nH	33 nH	41 nH	48 nH	56 nH	64 nH	71 nH
	0.1 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF	1.1 pF	1.2 pF	1.3 pF
	5.9 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.3 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
2	5 nH	13 nH	20 nH	28 nH	36 nH	44 nH	53 nH	61 nH	69 nH	77 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.8 pF	1 pF	1.1 pF	1.2 pF
	5.8 GHz	2.7 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
1.6	6 nH	14 nH	22 nH	31 nH	39 nH	48 nH	57 nH	65 nH	74 nH	83 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.3 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF	1 pF	1.1 pF
	5.8 GHz	2.6 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 pF	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
1.3	6 nH	15 nH	24 nH	33 nH	42 nH	51 nH	61 nH	70 nH	79 nH	89 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF	1.1 pF
	5.7 GHz	2.6 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
1	7 nH	16 nH	26 nH	35 nH	45 nH	55 nH	65 nH	75 nH	85 nH	94 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF	1 pF
	5.6 GHz	2.6 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
0.8	7 nH	17 nH	27 nH	38 nH	48 nH	58 nH	69 nH	79 nH	90 nH	100 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF
	5.6 GHz	2.6 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz
0.65	8 nH	18 nH	29 nH	40 nH	51 nH	62 nH	73 nH	84 nH	95 nH	106 nH
	0.1 pF	0.2 pF	0.3 pF	0.4 pF	0.4 pF	0.5 pF	0.6 pF	0.7 pF	0.8 pF	0.9 pF
	5.5 GHz	2.6 GHz	1.7 GHz	1.2 GHz	1 GHz	0.8 GHz	0.7 GHz	0.6 GHz	0.5 GHz	0.5 GHz

Table 6 : Inductance d'une ligne située à 13 mm du plan de masse.

variables dont la valeur moyenne est de 4 pF. La capacité totale est donc de 7 pF plus la capacité parasite de la ligne. En utilisant un abaque LC ou la formule

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

(qui sert à réaliser cet abaque)

nous pouvons savoir qu'une ligne de 20 nH résonnera avec 7 pF sur 425 MHz. Dans la table 5 nous trouvons une ligne de 3,8 cm réalisée en fil de 1,6 mm dont l'inductance est de 19 nH et la capacité parasite de 0,4 pF. Le circuit se composera donc en définitive d'une inductance de 19 nH

en parallèle avec une capacité de 7,4 pF, la fréquence d'accord moyenne de l'ensemble calculée à l'aide de la formule ci-dessus étant 424 MHz.

Au vu des différentes tables, il est possible de faire quelques remarques quant à la réalisation des lignes. Par exemple le fait de

rapprocher une ligne du plan de masse augmente sa capacité parasite et diminue son inductance. En ce qui concerne la fréquence de résonance propre, elle diminue également.

Lorsque plusieurs plans de masse sont placés perpendiculairement afin de réaliser une cavité

IMPULSER



**LOCALISATION IMMÉDIATE
DES PANNES RADIO ET T.V.**

Deux oscillateurs transistorisés + synchronisation en TV.

- Contrôle de sensibilité
- Gain relatif d'amplificateur en BF
- Contrôle de linéarité H. et V. en télévision, etc.

PRIX **155 F** FRANCO... **160 F**

SIGNAL TRACER

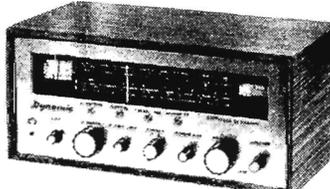


PRIX **52 F** - FRANCO **56 F**

Expédition Paris-Province contre-remboursement ou mandat à la commande :

C.E.C. 5, passage des Petites-Ecuries - PARIS-10^e
TÉL. : 824-84-81 - C.C.P. PARIS 1 187-87
(Entrée par le 17, rue des Petites-Ecuries) - Métro : Bonne-Nouvelle

**RÉCEPTEUR
TOUTES ONDES**



« DYNAMIC »

ENTIÈREMENT TRANSISTORISÉ

couvrant de 530 kHz à 30 MHz sans trous, en 4 bandes PO/OC - Etalonnage de toutes les gammes - Bandes amateur et 27 MHz étalonnés - 220/110 V, prise pour alimentation 12 V - HP incorporé - S-mètre - Ecrêteur BFO - Stand By - Excellentes performances en SSB - Livrable de suite - **Prix imbattable** : **998,00 F TTC** Licence CEDERAM - Distribution exclusive. *Doc. c/2 timbres.*

MICS RADIO S.A.
20 bis, av. des Clairions - 89-AUXERRE - Tél (86) 52-38-51

Longueur (cm)										
	1,25	2,55	3,8	5,1	6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
6,5	3 nH	8 nH	14 nH	21 nH	27 nH	34 nH	41 nH	47 nH	54 nH	61 nH
	0,1 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,9 pF	1 pF	1,1 pF	1,3 pF	1,4 pF
	7,1 GHz	3 GHz	1,9 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,9 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz
5,2	3 nH	9 nH	16 nH	23 nH	30 nH	37 nH	45 nH	52 nH	59 nH	67 nH
	0,1 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1,1 pF	1,2 pF	1,3 pF
	6,9 GHz	3 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,9 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz
4,1	4 nH	10 nH	18 nH	25 nH	33 nH	41 nH	49 nH	57 nH	65 nH	73 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	1 pF	1,1 pF	1,2 pF
	6,7 GHz	2,9 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz
3,2	4 nH	11 nH	19 nH	27 nH	36 nH	44 nH	53 nH	61 nH	70 nH	78 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1 pF	1,1 pF
	6,5 GHz	2,9 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
2,6	5 nH	13 nH	21 nH	30 nH	39 nH	48 nH	57 nH	66 nH	75 nH	84 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1,1 pF
	6,4 GHz	2,8 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
2	5 nH	14 nH	23 nH	32 nH	41 nH	51 nH	61 nH	71 nH	80 nH	90 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF	1 pF
	6,3 GHz	2,8 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
1,6	6 nH	15 nH	24 nH	34 nH	44 nH	55 nH	65 nH	75 nH	86 nH	96 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF
	6,2 GHz	2,8 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
1,3	7 nH	16 nH	26 nH	37 nH	47 nH	58 nH	69 nH	80 nH	91 nH	102 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,9 pF
	6,1 GHz	2,8 GHz	1,8 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
1	7 nH	17 nH	28 nH	39 nH	50 nH	62 nH	73 nH	85 nH	96 nH	108 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF	0,8 pF
	6 GHz	2,7 GHz	1,7 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
0,8	8 nH	18 nH	30 nH	41 nH	53 nH	65 nH	77 nH	89 nH	101 nH	114 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF
	5,9 GHz	2,7 GHz	1,7 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz
0,65	8 nH	19 nH	31 nH	44 nH	56 nH	69 nH	81 nH	94 nH	107 nH	119 nH
	0,1 pF	0,2 pF	0,2 pF	0,3 pF	0,4 pF	0,5 pF	0,5 pF	0,6 pF	0,7 pF	0,8 pF
	5,8 GHz	2,7 GHz	1,7 GHz	1,3 GHz	1 GHz	0,8 GHz	0,7 GHz	0,6 GHz	0,5 GHz	0,5 GHz

Table 7 : Inductance d'une ligne située à 25 mm du plan de masse.

coaxiale autour de la ligne, la fréquence de résonance propre est de 10% inférieure environ à ce qu'elle serait avec un seul plan de masse.

Enfin, il est de règle d'utiliser des fils d'un diamètre important pour réaliser des lignes, et si dans les tables sont indiqués des

fils d'un diamètre aussi faible que 0,65 mm, c'est surtout pour déterminer d'une manière approximative l'inductance des fils de liaison.

CONCLUSION

Etudier un montage sur le

papier est fort bien, mais dans le cas des fréquences très élevées il est toujours nécessaire de retoucher quelque peu les caractéristiques initialement définies. A l'aide des données de base fournies dans cet article, il sera possible de trouver une solution rapide et d'une précision très rai-

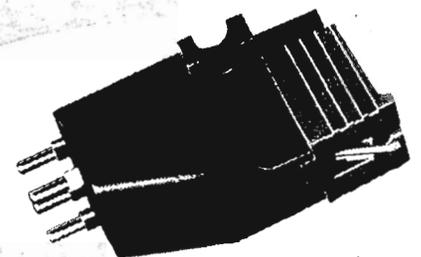
sonnable aux problèmes que peuvent se poser les amateurs d'ondes très courtes.

J.-Cl. PIAT

(D'après Ham Radio 4/71)

même... nos prix sont magnétiques

- Les lecteurs Goldring à "Transduction Intégrale" sont élaborés suivant le principe de l'aimant induit.
- Principe breveté Free-Field permettant la transduction intégrale des signaux les plus subtils et de restituer toutes les formes du signal avec une précision hors de tout compromis.
- Boîtier en mu-métal entièrement scellé excluant tout rayonnement.
- Lecteurs montés à l'origine par les constructeurs GARRARD - GOODMAN - FERGUSON - LEAK - LEMMONS.
- Une large gamme de 5 modèles à des prix "magnétiques" très intéressants.



Goldring

LISTE DES DÉPOSITAIRES ET NOTICE A :

FRANCE - MANDELS, 72, RUE RODIER - 75 PARIS 9^e - TÉL. : 526.96.45

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte envoyé (date limite : le 18 du mois précédant la parution), le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e. C.C.P. Paris 3793-60

Petites Annonces

TARIF DES P.A.

5,00 F la ligne de 38 lettres, signes ou espaces, toutes taxes comprises (frais de domiciliation : 5,00 F), pour les offres et demandes d'emploi.
Vente de matériel : 5,50 F la ligne T.T.C.
Achat de matériel : 5,50 F la ligne T.T.C.
Fonds de commerce : 6,50 F la ligne T.T.C.
Divers : 6,50 F la ligne T.T.C.
Annonces commerciales : demander notre tarif.

LIBRE SERVICE DES AFFAIRES

de DÉCEMBRE 71 p. 298-299

Offres d'emplois 5,00 la l.

400 à 1 000 F

RÉALISABLES CHEZ VOUS OU PRÈS DE CHEZ VOUS

par petits travaux bureau et divers.
Ecrire pour information à IPS (HP)
B.P. 1184 - 76-LE HAVRE
avec enveloppe + 2 timbres

Recherchons

AGENT TECHNIQUE

3^e ECHELON, très hautement qualifié circuit intégré V.H.F., U.H.F. Nombreux avant. sociaux. Lieu de travail : très proche banlieue NORD. Ecr. avec C.V. et réf. à n° 33.220 CONTEXTE PUBLICITE, 20, av. Opéra Paris (1^{er}) qui transmettra.

Recherche électronique niveau C.A.P. pour service entretien usine. Adresser C.V. à PIRIOU Sté ARJOMARI, 77-BOISSY-LE-CHATTEL COULOMMIERS.

Recherche technicien radio télé expérimenté sér. réf. exig. BLOT, 59, rue Henri-Veniard, 61-FLERS.

Demande bon dépanneur radio TV pour dépannage atelier et à domicile. Place stable, bon salaire, assurance logem. Ecr. avec réf. à ETS JACQUET CONFOLANT, 5, rue St-Honoré, 36-LE BLANC.

Recherchons représentants pour vendre matériel Hi-Fi toutes marques auprès des comités d'entreprise et collectivités. Fortes commissions. Ecr. STEREO, 44, av. de la Tour-Maubourg, Paris (7^e). Tél. : 551-97-86.

MON ENTREPRISE est en forte EXPANSION. VOUS ETES : COMMERCIAL de formation (25 ans min.) pouvant assurer la gestion administrative, aimant le contact humain. OU BIEN : TECHNICIEN Hi-Fi BF. VOUS AVEZ : 5 unités minimum pour CREER UNE SOCIÉTÉ REGION SUD-OUEST. Ecrivez-moi : n° 15676 Havas Bordeaux, 54, cours du Chapeau-Rouge. Revendeur recherche pour son atelier un bon dépanneur petit matériel radio, magnéto, Hi-Fi. Bon salaire. LECOUTRE, 1, rue de la Barre, DIEPPE. Tél. : 84-17-47.

Recherchons technicien radio, niveau AT2-AT3 de 8,50 à 10 F l'heure. RADIO-PRIM, 6, allée Verte, Paris (11^e).

IMPORTANTÉ SOCIÉTÉ DE DISTRIBUTION

recherche pour

ROUEN - CLERMONT-FERRAND - TOULOUSE

TECHNICIENS-DÉPANNÉURS T.V.
CONFIRMÉS T.V. COULEUR

Salaire minim. 1 700 F

Adresser lettre manuscrite avec C.V. et si possible photo à N° 14 313 V - Editions BLEU-PUBLICITÉ, 17, rue Label, 94-VINCENNES qui transm.

LABOR. DE MARCOUSSIS

Route de Nozay
91-MARCOUSSIS, rech.

A.T.E. 2 - A.T. 2
B.T. ou F.P.A.

Débutants ou 1 à 2 ans d'expérience. Ayt notions de physique et optique. Pr montages ou mesures sur lasers en impulsion.

Restaurant d'entreprise
Transport assuré

Adr. C.V. sous réf. 6-51 G
SERV. DU PERSONNEL

Pour début sept. recherchons pour Import. Société Radio T.V. Hi-Fi-Paris :

- 1 aide magasinier ;
- 1 chef magasinier ;
- 1 vendeur pièces détachées ;
- 1 aide vendeur pour magasins Hi-Fi ;
- 1 monteur câbleur ;
- 1 dépanneur bien qualifié.

Situations stables bien rémunérées.
Ecrire av. C.V. à Gallus Publ., 10 bis, rue Lardenois, Paris (19^e), qui transmettra.

SOC. MAT. RADIO-ELECTR. cherche V.R.P. Intr. revendeurs secteur Ouest. Centre. Nord. Sud-Ouest. Paris. — Ecr. au journal qui transmettra n° 52.

LABOR. DE MARCOUSSIS

Centre de Recherches
de la C.G.E.

Route de Nozay - 91-MARCOUSSIS

souhaitent recruter

UN JEUNE
INGÉNIEUR E.N.S.T.

Pour des études de définition et d'évaluation technique de systèmes, notamment dans le domaine de la transmission de l'information.

Une expérience de 1 à 2 années de pratique dans ce domaine serait appréciée, ainsi qu'une connaissance des problèmes généraux de réseaux.

Adresser C.V. sous réf. 1111
SERVICE DU PERSONNEL

REPRESENTANT introd. usines et GROS-SISTES dom. par firme anc. Electronique industrielle. Imp. Réf. dans T. la France. Ecr. N° 1841 D.T.P., 77, av. République, PARIS (11^e).

PROMOTION. Pour direct. petit atel. féminin cherche câbleur (se) P3. Long. Prat. autorité cap. assur. qualité et rendem. B. sal. Réf. exig. Ecr. N° 1842 D.T.P., 77, av. de la République, PARIS (11^e).

Demandes d'emploi 5,00 la l.

Tech. radio télé noir/couleur, diplômé, poss. app. mesures épouse expérience commerciale. cherche gérance. Départements 26, 07, 84, 30, 03, 23, pour début avril 72, avec appart. 4/5 pièces. Ecr. au journal qui transmettra n° 120.

INGENIEUR jnc. dynam., exp. étudierait toute proposition gérance, reprise, association, affaire à développer rég. Paris. Inst. vente audio ou/et visuel. Ecr. au journal qui transmettra n° 12.

J.H. 24 a., 5 ans de prat. cherche emploi dépan. radio TV, région SUD-SUD-EST. Permis de conduire. M. HERITIER R. « Les Recoux », 74-LESGETS.

Dame possédant outillage cherche peut câblage à domicile. Madame POTIRON Sylvie, 59, rue Orfila, PARIS (20^e).

Électromécanicien possédant atelier machines-outils (petite mécanique), ferait études, mise au point, usinage, câblage sur prototype. Ecr. ou tél. : M. CAVADINI B., 40, rue H-Barbusse, PARIS (5^e). Le jour, 805-44-78 après 20 h., 633-88-15.

Techniciens radio TV n. et b. et couleur (Pal. Secam), tubes et transistors, cherchent emplois toutes régions, libres début février. Formation F.P.A. Cre F.P.A. section ADVIV 35, rue de la Miterie, 59-LOMME.

Fonds de commerce 6,50 la l.

BERRY. Fds radio TV ménager, centre ville en expansion. MAGASIN MODERNE 2 vitrines, concess. GRANDES MARQUES. Logt 5 pièces tv confort, atelier et réserves attenants. Clientèle fidèle. C.A. 1970 : 22 U. Affaires saine cédée raisons familiales. Convierdrait ménage dynamique (mari technicien) 45 000 cpt + crédit + stock raisonnable. Ecr. au journal qui transmettra n° 121.

Vds fds de com. rad. tél. hte fidélité serv. dépan. (100 par mois), bail et boutique neufs, stock. C.A. 25 000 F. En voie de progrès. Fidèle client. conv. couple ou pers. seule. Possib. logt situé pte de Paris (Lilas). Px à débattre. Facilités paiement. Ecr. au journal qui transmettra n° 122.

URGENT. Affaire unique, vends région OI cause changement activité commerce radio TV ménager pleine expansion, sans stock. C.A. 50 U. Prix 50 000, assistance possible au départ. Ecr. au journal qui transmettra n° 123.

Vds ville s/préf. 54 Aff. radio TV ménager. Dépanneur, centre ville neuve, atelier avec apt F4. Bon C.A. Facilités de paiement. Bail neuf ts commerces. Ecr. au journal qui transmettra n° 124.

Cède fonds télé ménager (ventes, atelier de dépannage), électricité gle, avec logement, loyer bas prix, 56-LORIENT. Ecr. au journal qui transmettra n° 125.

ACHERES (78). Fonds radio, télévision, électroménager, électricité générale, bien situé, zone pleine expansion, proximité important groupe immeubles en construction. C.A. 35/50. Prix 10. Facilités. Aucun stock à reprendre. GUILLY, 11, av. Porte Vanves, PARIS (14^e). Tél. : 533-29-73.

Vous recherchez un commerce lucratif ? Le pressing-Laveire vous conviendra, formation gratuite et assistance technique assurées par professionnels. Ecr. DELOR, B.P. 32, 93-Pavillons.

Vds fds radio TV, gde ville, Hte-Savoie, proximité Genève, magasin 48 m². B. situé + atelier 20 m² + bureau. C.A. 220 000, progression régulière. Prix 80 000 F. Bail neuf 400/mois. Ecr. au journal qui transmettra n° 1213.

EXCEPTIONNEL à VENDRE BANLIEUE de PARIS, raison famil. Radio, télé, ménager, tenu 30 ans, entièrement refait à neuf. AUDITORIUM luxueux, très beau logement 5 p., cuis., s. de b. 250 000, affaire très saine, chiffre prouvé. Ecr. au journal qui transmettra n° 126.

PARIS (11^e). Sur avenue, sortie métro, vends fonds radio-télé-ménager-dépanneur. Clientèle fidèle. Ecr. au journal qui transmettra, n° 105.

Achat de matériel 5,50 la l.

Ach. magn. SONY TC 630 complet. Parf. état (prix neuf 2 700 F). Offre dét. à ARMAING Clifac B.A. 106, 33-MERIGNAC.

Achète Revox G 36, parfait état. CHATELAIN, 30, rue des Prés, 35-FOUGERES.

Part. cherche magnéto Revox G 36. Tél. : M. MANGA, 962-35-48, hres bx.

Achète occas. OSCILLO bi-trace. VOIDEY, B.P. 36, 70-GRAY.

Recherche anciens livres ou revues radio-électricité T.S.F. Ecr. au journal qui transmettra n° 1212.

ACHAT - VENTE - ECHANGE disques, musicsassettes, cartridge, 8 pistes, stéréo. Méthode Assimil. Magnétophone, lecteur cassette, radio. Téléviseur portable, ampli, platine, enceinte, mini-cassette, bande magnétique, etc. STAUDER. Tél. : 607-15-76. Poste restante, PARIS. 79. Jdre 0,60 F en timbres pr réponse. Marché aux puces de Saint-Ouen Marché Malick Stand 85 - DISCO PUCE.

Ach. amplis Philips de 100 à 200 W, sono Hi-Fi BINSON, J. orgue BLACHERÉ sonorisation, 84 APT - Tél. : 4 19.

1^{re} BOURSE D'ECHANGE DE LA HI-FI. ACHAT, VENTE, ECHANGE DE TOUT MATERIEL HI-FI D'OCCASION. Toutes les marques disponibles en neuf. STEREO, 44, bd La Tour-Maubourg, PARIS. Tél. : 551-97-86.

Achète films 16 mm sonores ts genres. Jean WILLNER, 2, rue Louis-Braille, 59-HEM.

Vente de matériel 5,50 la l.

300 F. Oscilloscope CRC 503 0 à 3 MHz, ét. neuf. Jean, 46, av. V. Hugo, 92-VANVES.

250 F. M. à écrire de bureau JAPY p. état. GELIN, 46, av. Victor-Hugo, 92-VANVES.
Vds 1 magnéto UHF 4000 L complet, 1 magnéto Grundig TK 320 Hi-Fi, 1 magnéto Gélolo piles + secteur, 1 magnéto disques + radio PO. Prix int. R. METTLING, 176, av. d'Italie, PARIS (13^e). Le matin.

Ampli tuner FILSON A.T.M. 600, ent. neuf, s. gar., 1 800 F. Magnéto SABA 300 S.H. 2 p. stéréo mult., 600 F. Tél. : 954-13-56. H. rep.

V. cause décès Edix mat. Xénon 1,9/50 Minolta AIF, magnéto Grundig 341 et Gélolo micros cam. Baulieu MR8, proj. Tri Heurtier, trans. Grundig Satellit, chaîne Hi-Fi Korting cellules, flash + important mat. photo ciné son. Tél. : RAM 32-44 le soir.

Lots caisses télé 720, 510, 260, acajou vern. poly. pour enceintes acoustiques haut-parleurs, baffles, etc. Faire offres d'achat, même petites quantités. Sté CAPELLI, 60-ST-SAUVEUR.

Vds 2 magnétos UHER 1 avec têtes pour 2 et 4 p. 1 000 F pièce, oscillo Centrad 377 monté origine 500 F. Tél. le soir 366-87-50.

Vds magnifique meuble Grundig combiné stéréo complet platine disque magnétophone tuner FM AM OC, 2 fois 4 haut-parleurs, sacriifié 1 500 F. Tél. : 842-15-69. PARIS.

Except. vds AKAI M-8 semi-prof. stéréo 4 p. vit. Etat parfait. 237-82-34.

Vds magnétophone portatif Butoha MT 225 (monitoring) avec acc. casq. Clark et micro mélodion R.M. 6, état neuf, 2 000 F. M. CORONEL, 16, rue St-Antoine, PARIS (4^e). Tél. : 887-71-11.

V. phonosomacore Grundig ét. nf, matériel Eureka : lampemètre, voltm., électron., oscillo, hétérodyne HF modulée générat., FM. Le tout ét. nf ou état de marche soigneusement revu. Bras SME 3009, coffret Marrant WC2 noyer massif. Prix à déb. BOUZEREAU, 14, rue de Vouillé, 4^e ét., PARIS (15^e). Visible de 9 h à 14 h.

Vends platine TD BO 42 V cellule BO SP, 2 conques Elipson BS 40 ampli tuner stéréo trio WE 8 multiplex, l'ensemble 750 F. Excellent état. Tél. : 783-00-60.

Vds magnéto AKAI M 10 autoreverse. NEUF 2 800 F. Tél. : 905-40-38 vers 19 h.

Pièces détachées + mat. complet OM à vendre cause oblig. port. Liste sur demande 700 (+ frais prof). FRINDEL, Fr., 3, rue de Wissembourg, 67-SCHILTIGHEIM.

Vends cours radio Eureka. FILLASTRE Marc, 65-LASIADES.

MATÉRIEL NEUF A PRIX HORS-COURS

Walkies-talkies, amplis, rasoirs, antennes, etc.

Liste sur demande

Antennes Leclerc
77-MONTEREAU T. 432-04-48

TUBES RADIO UN BOÎTES INDIVIDUELLES GARANTIE UN AN

Types	Px	RT	Types	Px	RT	Types	Px	RT	Types	Px	RT
AB2	24.14	ED500	18.49	PCF200	7.31	6AH6	9.42				
AF3	21.76	EOD 11	33.85	PCF201	8.00	6AK5	13.10				
AF7	21.76	EF6	10.04	PCF801	6.85	6AL5	5.50				
AL4	25.74	EF9	11.59	PCF802	6.87	6AQ5	7.51				
AX50	18.70	EF15	20.90	PCF200	8.10	6AT6	4.58				
AZ1	9.50	EF22	7.54	PCL81	13.59	6AU6	6.20				
AZ11	10.64	EF37A	15.10	PCL82	7.35	6AV6	5.20				
AZ12	21.50	EF40	14.60	PCL84	10.56	6AX5GT	7.54				
AZ41	9.21	EF41	10.23	PCL85	8.05	6B7	9.11				
CB6	15.70	EF42	14.10	PCL86	8.15	6BA6	6.75				
CF7	22.52	EF55	22.85	PCL200	11.15	6BA7	9.42				
CY2	7.85	EF80	6.10	PCL802	9.70	6BC5	12.56				
DAF96	5.86	EF83	9.80	PCL805	8.05	6BE6	8.19				
DF96	5.73	EF85	5.93	PD500	18.49	6BG6A	16.31				
DK40	10.68	EF86	7.60	PF83	13.59	6BH6	7.54				
DK92	5.96	EF89	6.30	PF86	7.60	6BK7	8.16				
DK96	6.20	EF92	11.93	PFL200	10.65	6BM5	7.54				
DL94	7.54	EF97	5.65	PL36	14.32	6BM6	8.16				
DL95	6.28	EF98	5.81	PL81	9.90	6BQ6GTA	13.82				
DL96	6.20	EF183	6.13	PL82	6.14	6BQ7A	7.15				
DM70	6.12	EF184	6.13	PL83	8.25	6C4	6.28				
DM71	6.21	EF180	10.65	PL84	7.00	6CB6	8.16				
DY51	10.27	EFM11	27.57	PL300	18.10	6CL6	9.42				
DY86	6.27	EL3N	12.95	PL500	18.35	6D6	9.42				
DY87	6.27	EL11	19.88	PL502	12.82	6DQ6A	15.90				
DY802	6.27	EL32	18.83	PL504	12.82	6E8	14.07				
E88C	17.60	EL34	15.86	PL508	10.73	6F6	9.76				
E88CC	14.60	EL36	14.32	PL509	19.39	6G5	9.42				
E188CC	17.10	EL39	31.00	PL511	12.82	6J4	18.33				
E288CC	25.40	EL41	9.63	PL802	10.03	6J6	13.12				
E443H	11.92	EL42	12.05	PY81	7.65	6J7	8.80				
EABC80	8.70	EL81	14.80	P.82	6.14	6K7	10.04				
EAF42	7.50	EL82	6.54	P.88	7.00	6L6	15.71				
F8C3	9.42	EL83	8.25	P.500A	10.43	6L7	9.42				
EBC11	24.39	EL84	5.30	UABC80	7.18	6M7	8.80				
EBC41	9.25	EL86	7.20	UAF42	7.50	6N7	13.56				
EBC81	7.00	EL91	12.28	UBC41	7.17	6Q7	8.80				
EBF2	10.98	EL95	6.47	UBC81	4.78	6SA7GT	7.54				
EBF80	6.37	EL183	8.65	UBF80	5.12	6SC7GT	9.42				
EBF83	5.34	EL300	18.10	UBF89	5.12	6SH7	7.23				
EBF89	6.65	EL502	14.79	UC92	5.96	6SJ7	9.90				
EBL1	15.69	EL503	37.00	UCC85	6.21	6SK7GT	8.16				
EBL21	13.06	EL804	12.82	UCH21	7.81	6SL7GT	9.70				
EC86	10.70	EL508	10.73	UCH42	13.80	6SN7GT	9.42				
EC88	11.48	EL509	19.39	UCH81	8.25	6SQ7GT	7.23				
EC92	7.13	EL520	37.00	UCL11	33.17	6U8	7.05				
EC900	9.25	EL802	10.03	UCL82	7.70	6V6	10.91				
ECC1010	23.90	EM34	10.73	UF11	15.30	6X4	4.90				
ECC40	16.00	EM80	7.60	UF41	10.23	6X5GT	9.65				
ECC81/12A7	6.44	EM81	7.60	UF42	9.11	8BQ7A	6.28				
ECC82/12A7	5.36	EM84	9.80	UF80	5.26	9BM5	7.54				
ECC83/12A7	6.72	EM87	10.50	UF85	4.71	9U8	8.47				
ECC84	7.15	EY51	10.27	UF89	4.63	12A7/ECC81	6.44				
ECC85	6.75	EY81	7.65	UL41	12.28	12AU6	6.14				
ECC86	12.25	EY82	6.14	UL44	12.56	12AU7/ECC82	5.36				
ECC88	12.06	EY83	7.65	UL84	6.60	12AV6	5.80				
ECC189	9.34	EY86	6.75	UY41	7.25	12AX7/ECC83	6.72				
ECC808	9.75	EY87	6.75	UY42	8.55	12BA6	5.80				
ECC812	8.20	EY88	7.00	UY82	4.95	12BE6	8.19				
ECC8100	22.26	EY500A	10.43	UY85	4.60	12SA7GT	7.23				
ECF1	12.56	EY802	6.44	UY89	3.78	12SH7	7.23				
ECF80	6.45	EZ11	13.93	UY92	4.56	12SJ7GT	7.54				
ECF86	8.90	EZ12	13.93	ZA1020	4.80	12SK7GT	6.60				
ECF200	7.31	EZ40	3.76			12NS7GT	7.83				
ECF201	8.00	EZ80	3.88			21B6	15.50				
ECF202	9.55	EZ81	4.80			25L6	11.30				
ECF801	6.85	GY86	7.75			25Z5	6.90				
ECF802	6.87	GY87	7.75	1A3	8.86	25Z6	8.80				
ECH3	13.64	GY501	10.50	1L4	7.23	35L6GT	9.74				
ECH11	32.13	GY802	6.27	1R5	6.82	35W4	6.14				
ECH21	13.94	GZ32	12.95	1S5	5.65	35Z5GT	8.16				
ECH42	9.50	GZ34	11.60	1T4	5.65	43	9.42				
ECH81	8.55	GZ41	7.35	1U4	7.23	47	15.70				
ECH83	7.95	PABC80	7.18	1U5	6.28	50B5	9.90				
ECH84	8.28	PC86	10.70	2A7	9.42	50C5	9.42				
ECH200	8.10	PC88	11.48	2X2	13.42	50L6GT	11.30				
ECL11	32.13	PC92	10.64	3Q4	6.28	75	9.42				
ECL80	7.60	PC900	9.25	3S4	6.28	78	9.42				
ECL82	7.35	PCC84	7.15	3V4	7.54	80	5.96				
ECL84	10.56	PCC85	5.66	5X4	6.28	83	10.98				
ECL85	8.15	PCC88	11.49	5Y3GB	8.45	117Z3N	9.42				
ECL86	8.15	PCF189	9.34	5Z3G	9.75	506	6.90				
ECL113	19.91	PCF80	6.45	5Z4	7.26	1883	12.00				
ECL802	9.70	PCF82	8.47	6A7	10.68	4654	26.82				
ECL805	8.30	PCF86	8.90	6A8	9.42	7189	12.99				

MATÉRIEL NEUF VENDU A DES PRIX TRÈS AVANTAGEUX

- FER A SOUDER. Pistolet instantané, 220 V, 80 W (importation) ... 39 F
- SÈCHE-CHEVEUX AEG 110 V, 360 W ... 39 F
- ASPIRATEURS SIEMENS 110 V, 250 W (avec tous les accessoires) ... 99 F
- CELLULE PHOTO-ÉLECTRIQUE CHAUVIN-ARNOUX type Pose-Lux (avec mode d'emploi) ... 44 F

Régul. auto. de tension ... 99 F
 Ant. mixtes ext. 2 ch. ... 90-30 F
 Ant. mixtes int. 2 ch. ... 30 F
 Séparateurs (les 10) ... 15 F
 Fiches coax. (les 10) ... 15 F
 Condens. 100 mF 350 V (les dix) ... 39 F
 Condens. 2 x 50 mF 350 V (les dix) ... 39 F
 Condens. 50 mF 350 V (les dix) ... 39 F

TÉLÉVISEURS DE GRANDE MARQUE 2^e main

Retour de sociétés, révisés, vendus en ordre de marche

- 1^{re} et 2^e chaîne par touche (et non en tournant le rotacteur) agissant sur un relais électromagnétique.
- Ecran « sortant » de la façade, style « super-twin ».
- Longue distance : peut marcher dans les régions éloignées de l'émetteur.
- Equipé d'origine pour tous les canaux.

47 cm 330 F ★
 59 cm 350 F ★

Expéditions dans toute la France

Prière de joindre chèque ou mandat à la commande, soit du montant total (+ 40 F de port), soit de 50 F, le reste C.R.

★ Supplément de 70 F pour tuner 2^e chaîne à transistors.

CHARGEUR DE BATTERIE qualité professionnelle

Pour la première fois, nous pouvons présenter au grand public un chargeur fabriqué suivant les normes techniques exigées par les professionnels !

- 1) Gros transfo, bien dimensionné.
- 2) Redressement de 2 alternances.
- 3) Aucun déséquilibre, aucun ronflement ni vibration.
- 4) Aucun échauffement anormal.
- 5) 5 ampères efficaces en 6 et 12 V.
- 6) Protection par fusibles calibrés (placés dans les circuits secteur et batterie).
- 7) Matériel compact, minimum d'encombrement.
- 8) Ampèremètre de 0 - 8 A incorporé.
- 9) Garantie 1 an.

PRIX : 79 F (Frais de port : 6,00 F - Expédition immédiate)

TARIF DES TUBES CATHODIQUES TV

ESSAI GRAT. ET IMMEDIAT de votre tube cathod. sur un lampemètre spécial. Apportez, soit le télé, soit le tube démonté.

		Choix « Ré-novés »	Premier choix	Défauts d'aspect
28 cm 90°	A 28-13 W A 28-14 W		185	
31 cm 110°	VA 31/376 W A 31-20 W		145 195	
36 cm 70°	MW 36-24 14 EP4-14 RP4		75	
36 cm 90°	M 36-11 W		175	
41 cm 110°	16CLP4 A 41-10 W 16CRP4	Sans intérêt	135	95
43 cm 70°	MW 43-22 17BP4 MW 43-24		75	
43 cm 90°	AW 43-80 17AVP4	Sans intérêt	59	
43 cm 110°	AW 43-89 17DLP4 USA	Sans intérêt	95	
44 cm 110°	Portable avec cerclage A 44-120 W etc.		105	145 85
49 cm 110°	AW 47-91 19BEP4 19CTP4 19XP4 AW 47-14 W		105	145 79
49 cm 110° (Twin-Pane)	A 47-15 W 19AFP4 USA 19ATP4		145	185 100
50 cm 70°	20CP4 USA		75	
51 cm 110°	portable A51-120W A51-10W		145	95
54 cm 70° (magnétique)	MW 53-22 21ZP4 21EP4		75	
54 cm 70°	21YP4 USA		75	
54 cm 90° (statique)	AW 53-80 21ATP4	Sans intérêt	75	
54 cm 110° (statique)	AW 53-89 21E2P4 21ESP4 AW 53-88 21FCP4		125	175
59 cm 110° (statique)	AW 59-91 23FP4 23AXP4 - 23DKP4 AW 59-90 23MP4		125	175 100
59 cm 110° (statique-teinté)	A 59-15 W 23 DFP4		125	185
59 cm 110° (ceinture métallique statique)	23GLP4 A 59-11 W 23HEP4 A 59-12 W RT59-44 23EVP4 23DEP4 23EXP4 A 59-22 W A59-23 W A 59-26W		135	185 100
59 cm 110° (statique Twin-Panel)	A 59-16 W 23HP4 23SP4 23BEP4 23BP4 23CP4 23DGP4 23DP4 A59-13W		205	290
61 cm 110° (coins carrés)	A 61 130 W A 61-120 W		185	120
63 cm 90°	24CP4 24DP4 USA		95	
65 cm 110°	A 65-11 W 25MP4		165	240
70 cm 90°	27SP4 - 27RP4		440	320
70 cm 110°	27ZP4 USA		490	300
70 cm Twin	27ADP4 - 27AFP4		690	

Nos tubes sont garantis 1 an. Prière de joindre mandat ou chèque ou C.C.P. à la commande + frais de port 20 F.

TUBES CATHODIQUES COULEUR DISPONIBLES Garantie normale

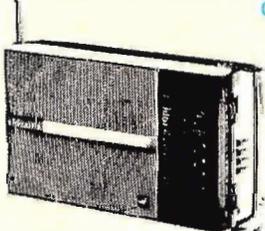
(Expédition à lettre lue - 30 F pour frais de port)

Le 1^{er} choix est garanti 1 an
 Le 2^e choix est garanti 6 mois

1^{er} CHOIX (neuf)
 2^e CHOIX (léger déf. d'aspect)

48 cm	490 F	290 F
56 cm	560 F	290 F
63 cm	590 F	290 F
66 cm	690 F	390 F

AUTO-CATALYTIC. Le meilleur des chargeurs d'appoint pour vos batteries. Vous évitez les mauvaises performances de vos batteries. Le meilleur des chargeurs d'appoint. 30 jours d'essai. Prix spécial de lancement 49 F.



CLARVILLE

R111. Une brillante réalisation de la technique CSF et de l'esthétique française - 3 gammes (PO-GO-OC) - 8 transistors + 2 diodes - Clavier 4 touches - Double cadran - Boîtier anti-choc gainé noir. C'est un trans. robuste qui vous étonnera par son exceptionnelle music. Dim. : 280 x 170 x 78 mm.

PRIX : 149.80
 Expédition c. mand. de 160 F

TUBES D'OSCILLO RECOMMANDÉS

30 mm - C 30 SV 1	75 F
50 mm - 2 AP 1	59 F
70 mm - 3 BP 1	59 F
70 mm - 3 RP 1	35 F
70 mm - DG 7/32	155 F
90 mm - VCR 138 A	59 F
125 mm - 5 BP 1	95 F
150 mm - VCR 97	59 F

Frais de port : 10 F par tube. Supports disponibles : + 9 F (Mu-métal, disponible pour la plupart des modèles)

PARKING FACILE devant le magasin, Magasin fermé le lundi matin - Pas de catalogue. Minimum d'expédition : 40 F (10 % pour frais de port). C.C.P. 2819-86 PARIS - Ouvert de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h. (AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT)

RADIO-TUBES



TOUJOURS A VOTRE SERVICE, MET A VOTRE DISPOSITION UN LARGE ÉVENTAIL POUR LE CHOIX DE VOS HAUT-PARLEURS HAUTE-FIDÉLITÉ. CAR DANS UNE CHAÎNE HI-FI, DANS UNE SONO D'ORCHESTRE, DANS UN TÉLÉVISEUR, UN MAGNÉTO, etc.

L'IMPORTANT C'EST... LE HAUT-PARLEUR

TERAL : Département haut-parleur, 26 ter, rue Traversière, PARIS-12^e

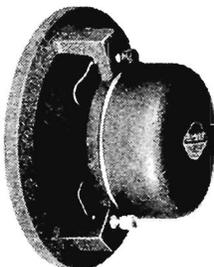
SIARE la gamme la plus demandée... aux PERFORMANCES EXCEPTIONNELLES et complétée par ses séries :

« ACTIFS-PASSIFS »

● **ACTIFS** : avec diaphragmes à suspension plastifiée à élongation contrôlée.

● **PASSIFS** : radiateur passif ou « auxiliaire bass radiator ».

LES 3 SÉRIES SIARE SONT PRÉVUES POUR ENCEINTES CLOSES ETANCHES EN 4 OU 8 OHMS A PRÉCISER



SIARE - SÉRIE PRESTIGE « M » LARGE BANDE

TYPE	Ø	PU	B.P.	PRIX HP	PRIX PASSIF
M24	240	25 W	35 à 18 000 Hz	245 F	85 F
M17	180	25 W	45 à 18 000 Hz	210 F	65 F
M13	146	18 W	50 à 18 000 Hz	160 F	

SÉRIE CPG HI-FI

21CPG	210	18 W	40 à 17 000 Hz	65 F	P21 27 F
17CPG	170	15 W	45 à 17 000 Hz	60 F	P17 23 F
12CPG	120	12 W	50 à 15 000 Hz	55 F	

SÉRIE CP

21CP	210	15 W	40 à 16 000 Hz	35 F	
17CP	170	12 W	45 à 16 000 Hz	30 F	
12CP	120	8 W	50 à 16 000 Hz	25 F	

SIARE : ENCEINTES D'APPOINT EN BOIS D'AMÉRIQUE.

MINI « S » - 6 W	45 F
MINI « S » - 6 W - Gros aimant	50 F
MINI « X » - 6 W	69 F

« SIARE ENCEINTES HI-FI »

X1	115 F	X25	425 F
X2	195 F	X40	620 F
		X30	595 F
		PX20 équipée du fameux 21CPG bi-cône et du passif P21. Prix 290 F	

SUPRAVOX

T215 RTF 64 Ø 21	233 F
T245 HF 64 Ø 24-35 W	276 F
T285 HF 64 Ø 28	337 F
T215 RTF Ø 21 - 14 W	160 F
T215 Ø 21 - 8 W	74 F
T245 Ø 24	126 F
T285 Ø 28 - 20 W	176 F

PERLESS

Kit 20-2 - Syst. 2 v. 30 W av. filtre	163 F
Kit 20-3 - Syst. 3 v. 40 W av. filtre	239 F
Kit 50-4 - Syst. 3 v. 40 W av. filtre	367 F
Kit 3-15	169 F
Enceinte nue 20-2	183 F
Enceinte nue 20-3	194 F

HISPANO-SUIZA

(décrits H.P. 1304, p. 170)

Système piston libre KITS H.P.

10AF8 l'unité	185 F
la paire	350 F
10AF10 l'unité	241 F
la paire	450 F
14NT12 Kit sono	
l'unité	256 F

POLY-PLANAR

DES POSSIBILITÉS D'UTILISATION JUSQU'ALORS IMPOSSIBLES

P20 - 20 W - 8 - BP 40 à 20 kHz (35 x 30 x 3.5). 110 F
P5 - 5 W - 8 - BP 60 à 20 kHz (20 x 90 x 2) 77 F

Poly-Planar habillés par Magitran pour voiture :
A500 = P5 - 5 W en coffret (25 x 15 x 2 cm) 93 F
Pour chaînes, sono, même à l'extérieur car ils ne craignent ni la pluie ni l'humidité.
G201P = P20 - 25 W avec grille (47 x 33 x 4 cm) 180 F
E21 - P20 - Double grille - R^oV^e 215 F



HECO TOUJOURS IMITÉ, JAMAIS ÉGALÉ (H.P. 1325, p. 203)

Tweeters	
PCH 24 - A dôme hémisphérique Ø 25 mm - 1,6 à 25 kHz - rés. 1 kHz	110 F
PCH 64 - Circulaire Ø 70 mm - 2 à 22 kHz - rés. 1 kHz	40 F
PCH714 - Elliptique 70 x 100 mm - 1,6 à 20 kHz - rés. 800 Hz	59 F
Médiums	
PCH 37 - A dôme hémisphérique Ø 37 mm - 700 Hz à 3 kHz - rés. 500 Hz	159 F
PCH104 - Diamètre 100 mm - 200 Hz à 7 kHz - rés. 120 Hz	78 F
PCH134 - Diamètre 130 mm - 40 Hz à 5 kHz - rés. 35 Hz	96 F
PCH174 - Diamètre 175 mm - 30 Hz à 3 kHz - rés. 30 Hz	117 F
Basses	
PCH134 - Diamètre 130 mm - 40 Hz à 5 kHz - rés. 40 Hz	96 F
PCH174 - Diamètre 175 mm - 30 Hz à 3 kHz - rés. 30 Hz	117 F
PCH200 - Diamètre 205 mm - 25 Hz à 3,5 kHz - rés. 25 Hz	183 F
PCH204 - Diamètre 205 mm - 25 Hz à 3 kHz - rés. 25 Hz	133 F
PCH244 - Diamètre 250 mm - 20 Hz à 2,5 kHz - rés. 20 Hz	209 F
PCH304 - Diamètre 304 mm - 20 Hz à 1,5 kHz - rés. 16 Hz	262 F

HECO FILTRES SEPARATEURS POUR COMBINAISONS DE HAUT-PARLEURS

HN412 - 2 voies - 4-8 ohms - fréq. de coupure 2 500 Hz - puis. 15/35 W	98 F
HN413 - 3 voies - 4-8 ohms - fréq. de coupure 750-2 500 Hz - puis. 25/50 W	119 F
HN423 - 3 voies - 4-8 ohms - fréq. de coupure 750-2 500 Hz - puis. 25/60 W	160 F

RÉALISEZ LES ENCEINTES DE VOS DÉSIRS...

CABASSE

Cabasse met à votre disposition la série des H.P. haute-fidélité équipant les fameuses enceintes : DINGHY I • DINGHY II • DRAKKAR • AVISO • SAMPAN • GALION • BRIGANTIN • (8 ou 16 ohms).

Basses	
361DY - 100 W	912 F
30DY - 50 W	408 F
30BY12 - 35 W	224 F

MEDIUM	
12M2	232 F
12K16	107 F

Tweeter TWM/3	
FILTRES :	
20.010 et 20.020	99 F
20.070	164 F
20.030, 20.040, 20.050 et 20.080	208 F
Prix	231 F

LARGE BANDE	
24B25C (Bicone) - 25 W	208 F
21K16	119 F

CONSTITUTION DES ENCEINTES	
DINGHY I - 24B25C	
DINGHY 2 - 24B25 - TWM3 - 20010	
DRAKKAR - 24B25 - TWM3 - 20020	
AVISO - 24B25 - TWM3 - 20020	
SAMPAN LEGER - 30BY12 - 12K16 - TWM3 - 20050	
SAMPAN LOURO - 30DY - 12M2 - TWM3 - 20030	
GALION - 30DY - 12M2 - TWM3 - 20040	
BRIGANTIN - 361DY - 12M2 - TWM3 - 20080	

POUR INSTRUMENTS ÉLECTRIQUES, SONO ET CINÉMA, BASSES :

38 - 100 W	776 F
361ID - 100 W	896 F
30D - 50 W	392 F
30GY12 - 35 W	224 F
30B12 - 35 W	216 F

AUDAX

AUDAX A CRÉÉ POUR VOUS LES ENCEINTES MINIATURISÉES

Caractéristiques des HP équipant les enceintes AUDIMAX	Inductances à air pour filtres
I. WR12 - 50 à 18 kHz	39 F SA05 - 0,5 mH
II. WFR17 - 40 à 10 kHz	63 F SA1 - 1 mH
III. WFR24 - 25 à 16 kHz	169 F SA2 - 2 mH
V. TW80/TW8B - 3 à 40 kHz	26 F SA4 - 4 mH

AUDAX SÉRIE HI-FI POUR ENCEINTES BASS-REFLEX

T17PRA12	34 F	TA28B - 45 à 8 000	58 F
T17PRA15	49 F	T30PA16 - 25 W	102 F
T19PA15	49 F	F30PA12 - Spécial guitare - 35 W	99 F
T21PA12	33 F	TA34A-340ACT - guit., orgue - 40 W	345 F
T21PA15	49 F	T16-24PA12	36 F
T24PA12	39 F	T16-24PA15	48 F
T24PA15	61 F	T21-32PA12	48 F
WFR15 Boomer	89 F	T21-32PA15	64 F
WFR15 Klemo cell.	98 F	TW9PA9 = TW9BI - 3 kHz à 20 kHz	18 F
TA28A - 45 à 8 000	76 F	TW80 = TW8B - 3 kHz à 40 kHz	26 F

FANE ACOUSTICS-ANGLAIS

REELLEMENT DISPONIBLES CHEZ TERAL

EXIGEZ LA MARQUE « FANE » ET LES RÉFÉRENCES SUR CHAQUE HAUT-PARLEUR

● LES PUISSANCES ANNONCÉES SONT EFFICACES EN WATTS R.M.S.

A la demande de beaucoup de nos clients nous avons pu obtenir de la Société « Fane » des haut-parleurs 50 WATTS EFFICACES (75 W puissance musicale) Diamètre Ø 304 mm BI-CONE maxwells total 100 000. Prix 190 F

Les séries que nous vous présentons sont prélevées du catalogue général FANE ACOUSTICS qui compte plus de 100 modèles dans les diamètres : 253, 304, 380, 460 mm. La sélection dont nous présentons les caractéristiques (H.P. 1325 p. 220) représente les modèles ayant le meilleur rapport qualité/prix. Certains de ces haut-parleurs équipent des amplificateurs, instruments de très grandes marques anglaise, française, américaine et sono.

☆ 101/10 GD - 50 watts	183 F	☆ SG 17 - 50 watts	366 F
☆ 121/10 GD - 25 watts	171 F	☆ 152/12 - 25 watts	352 F
☆ 122/10 GD - 50 watts	218 F	☆ 152/12 GD - 50 watts	400 F
☆ 122/14 GD - 50 watts	322 F	☆ 152/17 GD - 50 watts	532 F
☆ 122/17 G - 50 watts	380 F	☆ 153 - 40 watts	535 F

183 G - 150 watts 688 F

☆ 12 » A Ø 304 - 100 watts	658 F	☆ 15 » Ø 380 - 100 watts	821 F
☆ 18 » Ø 460 - 150 watts	1 030 F		

Les puissances annoncées sont EFFICACES RMS. Catalogue détaillé sur demande.

ISOPHON

KITS MONTÉS SUR FACE AVANT

G 30-37 - 30 à 20 000 Hz	461 F
BS 15-4 - 35 à 20 000 Hz	164 F
BS 20-4 - 35 à 20 000 Hz	199 F

HAUT-PARLEUR SEUL POUR ORCHESTRE - 30 à 20 000 Hz.

P 3037 A	179 F
PSL300/45/50 Basses - HP Ø 300 mm - Puissance efficace : 45 watts - Impédance 4/5 ohms - 75 W pointe	200 F
KK10 - Tweeters 95 x 95 - Puissance 50 watts	65 F