

5^F

SUISSE : 5 FS
 ITALIE : 1 000 Lires
 ALGÉRIE : 5 Dinars
 TUNISIE : 500 Mil.
 BELGIQUE : 50 FB

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Les réalisations du Haut-Parleur : Réalisez votre amplificateur.
- Au banc d'essai : L'ensemble ESS.
- L'amplificateur DUAL CV120.
- La chaîne PHILIPS GF908 Stéréo 4.
- Clignotant séquentiel pour arbre de Noël.
- Un indicateur de direction avec répéteur sonore.
- Un pupitre de mixage professionnel : le Stéréo Mix500 UHER.
- Le portacouleur PIZON-BROS.
- Pour respecter les limitations de vitesse : L'AVIMAX.
- Le tuner digital, pour la réception de la modulation de fréquence.
- Réseaux de téléphonie privée 27 MHz.
- Un récepteur de télécommande.
- Transverter 432 MHz (2,5 W SSB).
- Le compresseur de modulation CEI ACA1.
- Etc.

Voir sommaire détaillé page 164

page 200

B.S.T.

AMPLIS-TUNERS 2 × 20 watts et 2 × 30 watts



TERAL HI-FI CLUB

EN NOUVEAUTÉ ÉGALEMENT TOUS LES HAUT-PARLEURS HAUTE FIDÉLITÉ

(Voir pages 365 et 383)

534 PAGES

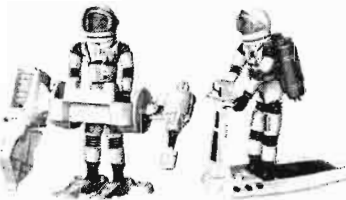
JOUETS SCIENTIFIQUES, ÉLECTRIQUES

« prix incomparables, à profiter de suite, quantité limitée »

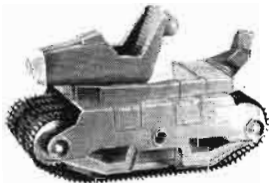
SÉLECTION DES MAGNIFIQUES JOUETS « MATTEL » 1^{er} FABRICANT AMÉRICAIN



6330 - CAPITAINE « LAZER », super-combattant de l'espace (haut. 35 cm), bras et jambes articulés, équipé d'un réacteur solaire dorsal allim. 1 redoutable pistolet laser et 1 projecteur de rayons à paralyser les êtres extraterrestres. Fonct. avec 2 piles 1,5 V en émettant des lueurs et un bruit caract. Le coffret 37x25x13 cm. valeur 60 F. Prix LAG : 29,00 + port et emb. 8,00



6336 - Unité de travail du major Matt MASSON, panoplie groupant tout le matériel de travail d'un cosmonaute sur la lune, comprend : le major dans son scaphandre, marteau piqueur et pince pneumat. (avec commande à distance), 1 traineau et propulseur dorsal avec syst. d'animation + accessoires. La panoplie 33x33 cm. valeur .. 40,00. Prix LAG : 19,00 + port et emb. 6,00



6346 - Chenillette automotrice tous terrains, pour transport des explorateurs lunaires (long. 23 cm), convert. en convoi traineau pour transp. du matériel (long. 58 cm), propuls. mot. élect. (2 piles 1,5 V), valeur 80 F. Prix LAG : 39,00 + port et emb. 8,00. Peut recevoir comme conducteur le major Matt Masson (voir réf. 6336).

CIRCUITS COMPETITION

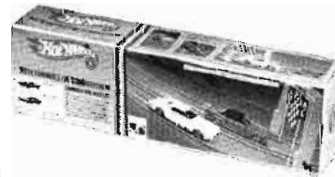


6291 - Circuit à 2 superlanceurs élect. (2 piles 1,5 V), permet de faire 2 circuits parallèles ou 1 circuit en 8, comprend : 2 stations de lancement, 11 m de piste et virages, 2 portiques compte-tours, 2 voitures sport, accessoires. Le coffret 63x47x14 cm. valeur 145 F. Prix LAG : 69,00 + port et emb. 15,00



6223 - Circuit à dénivellement, comprend : 1 starter mécanique à 2 départs, 11,5 m de piste et virages, 6 supports élévateurs de virages, 1 portique d'arrivée, 2 voitures sport, accessoires. Le coffret 62x29x10 cm, valeur 60 F. Prix LAG : 29,00 + port et emb. 10,00

Avec cet ensemble (réf. 6223), il est possible de faire un circuit en 8, par adjonction de 2 superlanceurs réf. 6294, supplément 30,00. Port et emballage : 6,00



6202 - Circuit à dénivellement, comprend : 1 starter mécanique à 2 départs, 9,5 m de piste, 1 portique d'arrivée, 1 jonction de piste, 2 voitures sport (Mustang et Camaro) + 2 virages 90° en prime. Le coffret 62x18x11 cm, valeur 40 F. Prix LAG : 20,00 + port et emb. 9,00



6113 - Char lance-missiles, long. 19 cm, propuls. mot. élect. (pile 1,5 V), 3 vit., tourelle orient., se déplace le long d'un circuit accidenté, commande de direction et de tir par pompe pneumat. à main (à volonté). Le coffret (46x33x12 cm) compr. : 1 char, 2 fusées, 2 cibles, pompe, 10 m piste souple, access. (déviations, croisements, mine, etc.), valeur — 140,00. Prix LAG : 69,00 + port et emb. 10,00



6340 - Canon spécial automoteur, long. tot. 37 cm, propuls. mot. élect. (2 piles 1,5 V) actionnant également la tourelle d'un canon orient., et 1 antenne radar rotative, tout ceci à volonté ; tir avec bruitage des rafales et lueurs de feu. Le coffret 41x29x22 cm, valeur 140 F. Prix LAG : 69,00 + port et emb. 8,00. Peut recevoir comme canonnière-chef de pièce le major Matt Masson (voir réf. 6336).



6304 - Véhicule lunaire, long tot. 35 cm, propulsé par mot. élect. (2 piles 1,5 V) qui actionne également et à volonté un treuil pour tracter en terrain accidenté, monter et desc. du matériel sur la station spatiale. Le coffret 41x29x12 cm, valeur 135 F. Prix LAG : 69,00 + port et emb. 8,00. Peut recevoir comme conducteur le major Matt Masson (voir réf. 6336).

COFFRETS DE MOULAGE



0422 - « VAC-U-FORM », comprend : 1 appareil de chauffe avec pompe à vide, alim. 110 ou 220 V (au choix), 1 série de moules permettant de réaliser 44 sujets diff. (fleurs, insectes, masques, squelette, etc.), la matière à mouler (feuilles plastique 5 coloris), produits, accessoires, et mode d'emploi détaillé. Le coffret (36x29x18 cm) + les moules en colis séparé, valeur . 140 F. Prix LAG : 69,00 + port et emb. 15,00



4477 - « Incroyables Insectes », comp. : l'appareil de chauffe 110 volts, les moules permettant de faire 27 sortes d'insectes et petits animaux, la matière à mouler (4 flacons 4 coloris), produits, accessoires et mode d'emploi détaillé. Le coffret 37x32x9 cm, valeur 120 F. Prix LAG : 59,00 + port et emb. 8,00



4520 - « Fleurs fantastiques », même matériel que coffret réf. 4477, moules permettant de réaliser 30 sortes de fleurs différentes. Le coffret 37x32x9 cm, valeur 120 F. Prix LAG : 59,00 + port et emb. 8,00

4490 - Boîte complémentaire du coffret 4520, comprenant uniquement moules et matière à mouler pour faire les « Incroyables insectes », 6 sujets. Prix LAG : 20,00 + port suppl. 4,00

LAG

électronique

POUR UN ACHAT DE 100 F 10 % DE REMISE SUR LES PRIX AFFICHÉS
« GROUPEZ VOS COMMANDES »

Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue
75019 PARIS

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

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

FRANCE100 F

ÉTRANGER140 F

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

★ Pour tout changement d'adresse
joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital
de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue
75019 PARIS
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

APPAREILS HI-FI

- Les réalisations du haut-parleur :
réalisez vous-même cet amplifica-
teur haute fidélité 166
- L'amplificateur Dual CV120 187
- L'amplificateur Acer 2 x 18 W ... 197
- Au banc d'essai : l'ensemble ESS . 200
- L'amplificateur stéréo Esart E200 . 259
- La chaîne Philips GF908 stéréo 4 . 315
- Le tuner amplificateur Philips
RH702 321

ELECTRONIQUE ET AVIATION

- Les radiocommunications 238

ELECTRONIQUE SIMPLE

- Lumières psychédéliques rotatives 171
- Indicateur de direction avec répé-
titeur sonore 207
- Le « Home sentinel » 208
- Un radio-tuner 209
- Manipulateur électronique pour
télégraphie Amtron UK850 250
- Clignotant séquentiel pour arbre
de Noël 282
- Un mini-émetteur modulé en fré-
quence 297
- Montages universels d'alarme à
circuit intégré 342
- Cinq modules psychédéliques 354
- Un simple détecteur de gaz 363

LES LASERS

- La fusion par laser 346

LES ORDINATEURS (calcul numérique)

- L'intelligence artificielle 318
- La mini-calculatrice Sinclair 256
- Les montages numériques 285
- Comment fonctionnent les comp-
teurs à bascules JK 338

MESURES - SERVICE

- Alimentation stabilisée 0-30 V, 3 A
à limitation d'intensité réglable ... 224
- Montages d'alimentation régulée à
CI 359

LE JOURNAL DES OM

- Transverter 432 MHz (2,5 W
S.S.B.) 373

- Le compresseur de modulation
CEI, ACA1 377

RADIOCOMMANDE

- Un récepteur de télécommande .. 293

PHOTO-CINE

- Les matériels audio-visuels 330

SONORISATION

- Nouveaux modules pour table de
mixage Ela mini-système 312
- Un pupitre de mixage profession-
nel : le stéréo Mix 500 Uher 325

MUSIQUE ELECTRONIQUE

- Générateurs pour orgues électro-
niques 233

TELEVISION

- Analyse des circuits de déviation
horizontale à thyristors 186
- Le portacouleur Pizon-Bros 211

DIVERS

- Connaissances des haut-parleurs .. 174
- Nouveautés 180
- Le dictaphone Stenorette 2002
Grundig 183
- Le tuner digital pour la réception
de la modulation de fréquence ... 189
- Pour respecter les limitations de
vitesse L'Avimax 195
- Du magnétophone au magnéto-
scope : une longue évolution ... 218
- Détermination et construction des
filtres pour haut-parleurs 228
- Le code des informations horaires . 241
- Les boîtes de circuit connexion
DEC pour les montages d'essais . 257
- Le banc de copie de cassettes
Philips LCH1900-1901 300
- Les systèmes de recherche de per-
sonnes 304
- Sélection de chaînes Hi-Fi 309
- Réseaux de téléphonie privée
27 MHz 350
- Notre cliché de couverture :
l'amplificateur BST CA30 365
- Courrier technique 366
- Petites annonces 380
- Encart Eurelec 292

PUBLICITÉ

Pour la publicité et les petites annonces
s'adresser à la

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
142 000
EXEMPLAIRES

Lumières psychédéliques rotatives

Il s'agit d'un circuit original de lumières psychédéliques. Les ampoules colorées s'allument par rotation suivant une séquence bien définie qui, sous l'action des sons ou des voix augmente de vitesse proportionnellement à leur intensité.

Le circuit décrit ci-dessous, en dehors de la possibilité de réaliser une installation de lumières psychédéliques complètement différente de celles que l'on trouve dans le commerce, permet de réaliser un nouveau et divertissant jeu de lumière.

Le projet de base prévoit seulement l'utilisation de quatre lampes, mais il est possible d'en ajouter au circuit un plus grand

nombre, si on veut obtenir des effets particuliers. Comme on peut le constater, les lampes s'allument suivant une rotation continue, suivant une vitesse réglable, en agissant sur une résistance disposée dans le circuit.

Pour comprendre le fonctionnement, reportons-nous au schéma de la figure 1. Comme on peut le constater, celui-ci se divise en deux sections bien distinctes. La première, est constituée par les thyristors (SCR), indispensables pour allumer les quatre lampes qui leur sont appliquées, la seconde, par un préamplificateur basse fréquence

capable de modifier la polarisation d'un oscillateur unijonction, générateur d'impulsions utilisées pour exciter les thyristors. Les quatre SCR sont disposés en anneau fermé, c'est-à-dire de manière qu'en présence d'une impulsion, le premier SCR s'amorce (ainsi s'allume la première lampe); à une seconde impulsion, SCR₁ se désamorce, et au contraire, le second thyristor SCR₂ s'amorce, et ainsi de suite jusqu'au quatrième. A la cinquième impulsion, le dernier thyristor de la chaîne est désamorcé et le premier est à nouveau excité.

Le circuit, pour commencer son mouvement continu, nécessite

une impulsion, afin d'amorcer le premier thyristor SCR₁; celle-ci est obtenue en appuyant sur le poussoir du « starter » représenté sur le schéma par P₁. En conséquence, lorsque la tension est appliquée au circuit, toutes les lampes restent éteintes jusqu'à ce que l'on appuie sur le starter. Dès que l'on ferme celui-ci, une impulsion parvient sur le gâte du thyristor SCR₄, qui excité, entre en conduction, entraînant l'allumage de la lampe LP₄. Le circuit se trouve alors dans les conditions requises pour que lorsqu'une lampe s'éteint, la suivante s'allume à son tour.

Comme on peut le vérifier avec un contrôleur, quand la

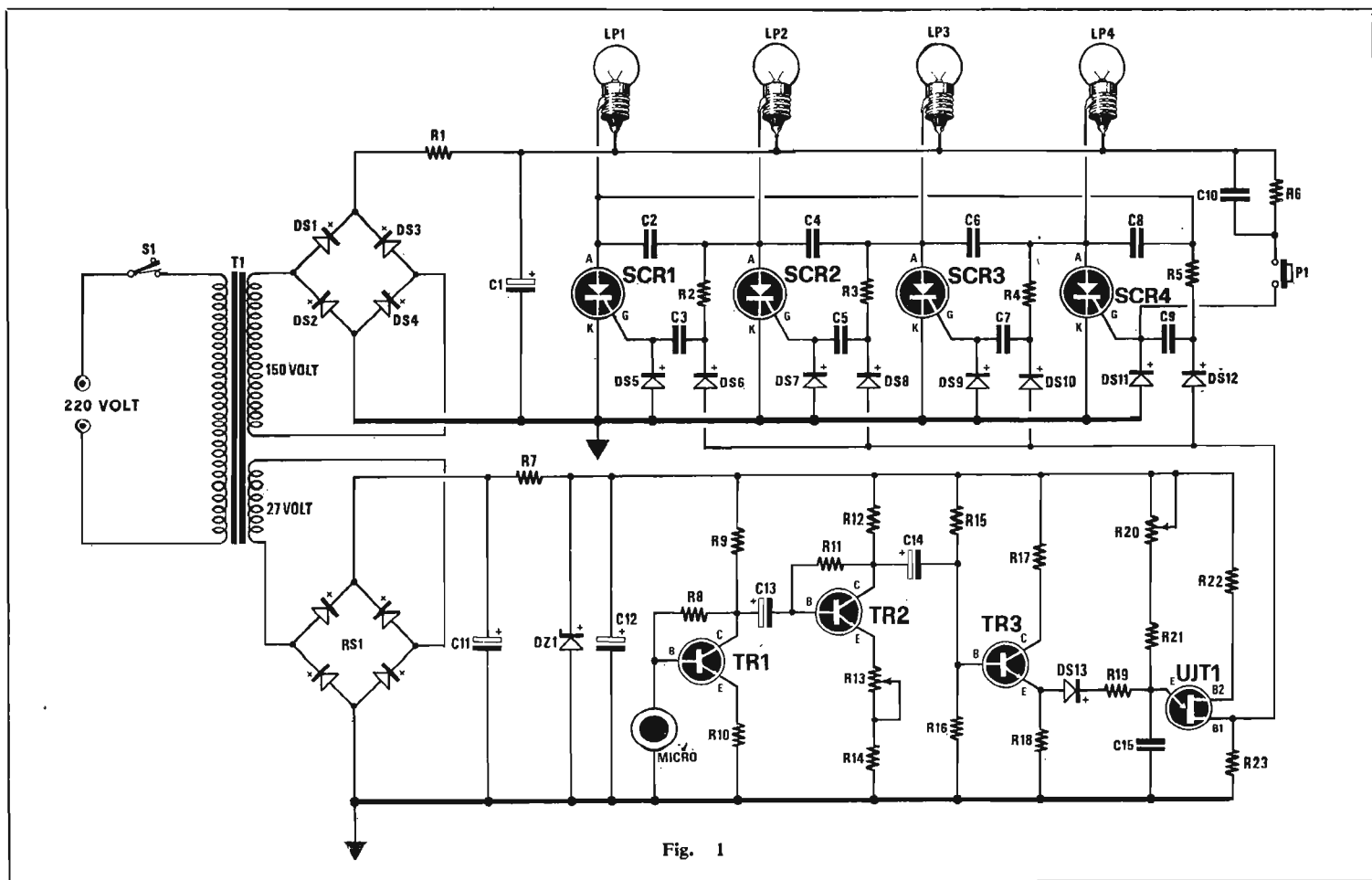


Fig. 1

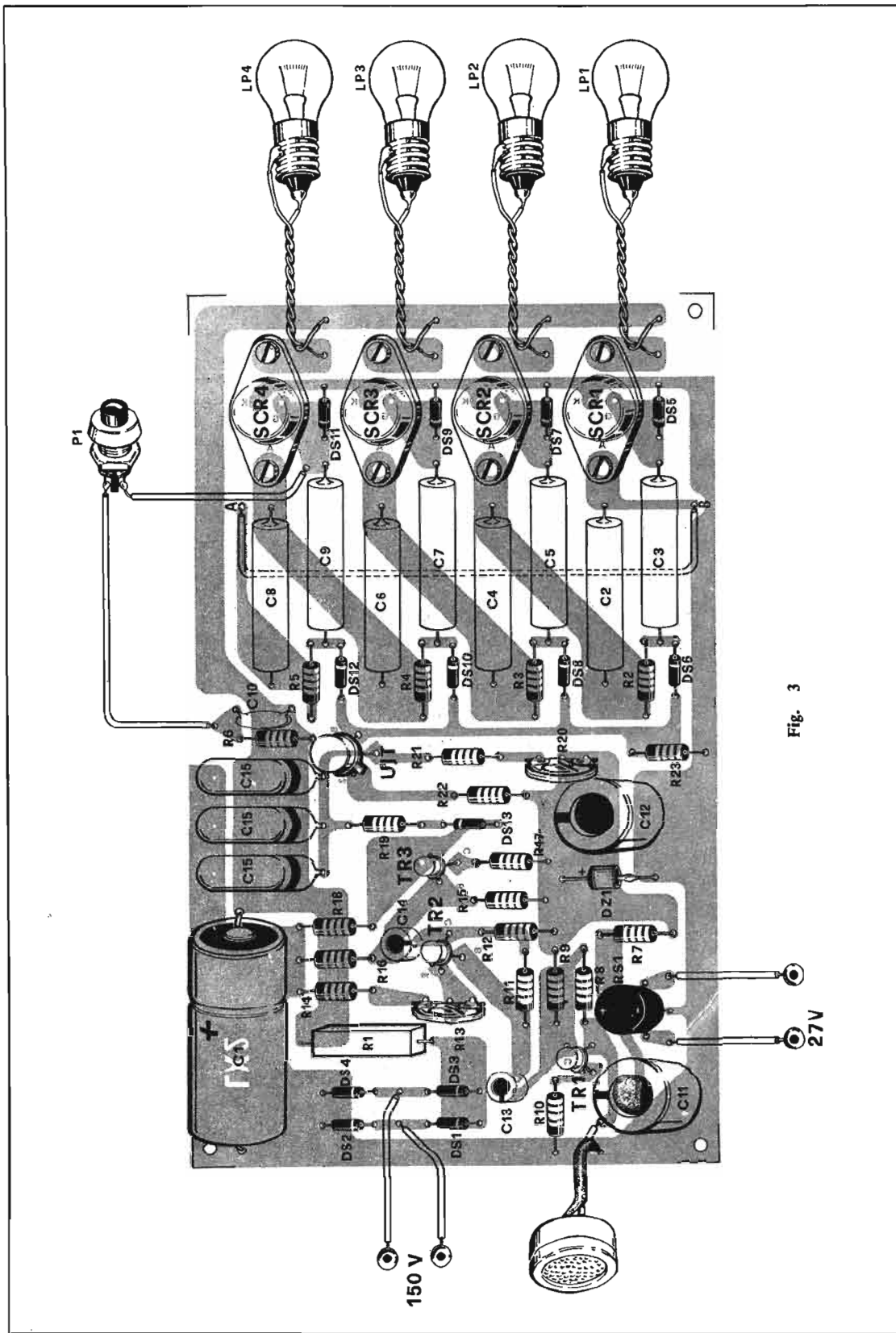


Fig. 3

lampe disposée en série avec chaque thyristor est éteinte, la tension positive est à son maximum sur les anodes ; dans le circuit de la lampe allumée, au contraire (le SCR se comportant comme un simple interrupteur) la tension d'anode est nulle.

Puisque sur chaque anode, on trouve une résistance disposée en série avec une diode : $R_4/DS_{10} - R_3/DS_8 - R_2/DS_6 - R_5 - DS_{12}$, lorsque les lampes sont éteintes, on relève sur l'anode de ces diodes, une tension positive.

Quand la lampe LP_4 est allumée, nous notons donc dans le circuit les conditions suivantes :
 1° Lampe LP_4 allumée et $LP_3 - LP_2 - LP_1$ éteintes.

2° Absence de tension sur l'anode de SCR_4 .

3° Absence de tension positive sur DS_{10} .

4° Tension positive sur les autres diodes $DS_8 - DS_6 - DS_{12}$.

Chaque fois qu'une impulsion part de l'électrode B_1 du transistor unijonction, celle-ci atteint simultanément toutes les quatre diodes $DS_{12} - DS_{10} - DS_8 - DS_6$; comme dans toute cette chaîne, seule la diode DS_{10} n'est pas polarisée directement par la tension anodique des thyristors, l'impulsion peut atteindre le gate de SCR_3 qui est excité ; dans ces conditions, nous obtenons l'allumage de la lampe LP_3 .

Puisque le thyristor SCR_4 est relié à travers le condensateur C_6 , de $0,1 \mu F$ à l'anode de SCR_3 , quand SCR_4 est en conduction et SCR_3 bloqué, le condensateur C_6 se charge de manière que l'armature reliée à SCR_3 est de polarité positive, tandis que celle qui est tournée vers SCR_4 est de polarité négative.

Quand on excite SCR_3 , l'anode de ce thyristor est mise à la masse et sa tension est nulle ; à cet instant, le condensateur C_6 se décharge à la masse, court-circuitant pendant un court instant, l'anode de SCR_4 . Rappelons que nous avons déjà constaté qu'en court-circuitant aussi pendant un bref instant l'anode et la cathode d'un thyristor, si celui-ci est excité, il passe de l'état conducteur à l'état bloqué ; il en résulte que dès que SCR_3 est excité, et que LP_3 s'allume, la diode SCR_4 s'interrompt et la lampe LP_4 s'éteint. A cet instant, dans ces conditions, la tension directe appliquée à la diode DS_8 cesse et apparaît sur la diode DS_{10} ; aussi, quand

Valeurs des composants :
 $R_1 = 33 \Omega$, 5 W à fil. $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 47 k\Omega$. $R_6 = 1 M\Omega$.
 $R_7 = R_{10} = 560 \Omega$. $R_8 = 3,9 M\Omega$.
 $R_9 = 68 k\Omega$. $R_{11} = 3,3 M\Omega$.
 $R_{12} = R_{18} = 10 k\Omega$. $R_{13} = R_{17} = 1 k\Omega$.
 $R_{14} = 47 \Omega$. $R_{15} = R_{21} = 150 k\Omega$.
 $R_{16} = 82 k\Omega$. $R_{19} = 3,3 k\Omega$.
 $R_{20} = 470 k\Omega$. $R_{22} = 1,5 k\Omega$.
 $R_{23} = 100 \Omega$. Toutes ces résistances $1/2 W$. $C_1 =$

$32 \mu F$ 350 V. $C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = C_9 = 0,1 \mu F$ 400 V. $C_{10} = 10\ 000 pF$ 250 V. $C_{11} = C_{12} = 100 \mu F$ 35-50 V. $C_{13} = C_{14} = 10 \mu F$ 25 V. $C_{15} = 3 \mu F$. $TR_1 - TR_2 - TR_3 = BC107 - BC113 - BC207$ ou équivalents. UJT = 2N1671. SCR_1 à $SCR_4 =$ thyristors TUA408. $RS_1 =$ pont redresseur 50 V, 1 A. $DZ_1 =$ diode Zener

27 V, 1 W. $DS_1 - DS_2 - DS_3 - DS_4 - DS_6 - DS_8 - DS_{10} - DS_{12} =$ diodes au silicium EM513 - IN9007 (tension de service 1 000 V, 1 A). $DS_5 - DS_7 - DS_9 - DS_{11} - DS_{13} =$ IN914 ou similaire. $T_1 =$ transformateur d'alimentation : prim : 220 V, sec : 150 V - 27 V. $LP_1 - LP_2 - LP_3 - LP_4 =$ lampes de 100-150 W, 220 V.

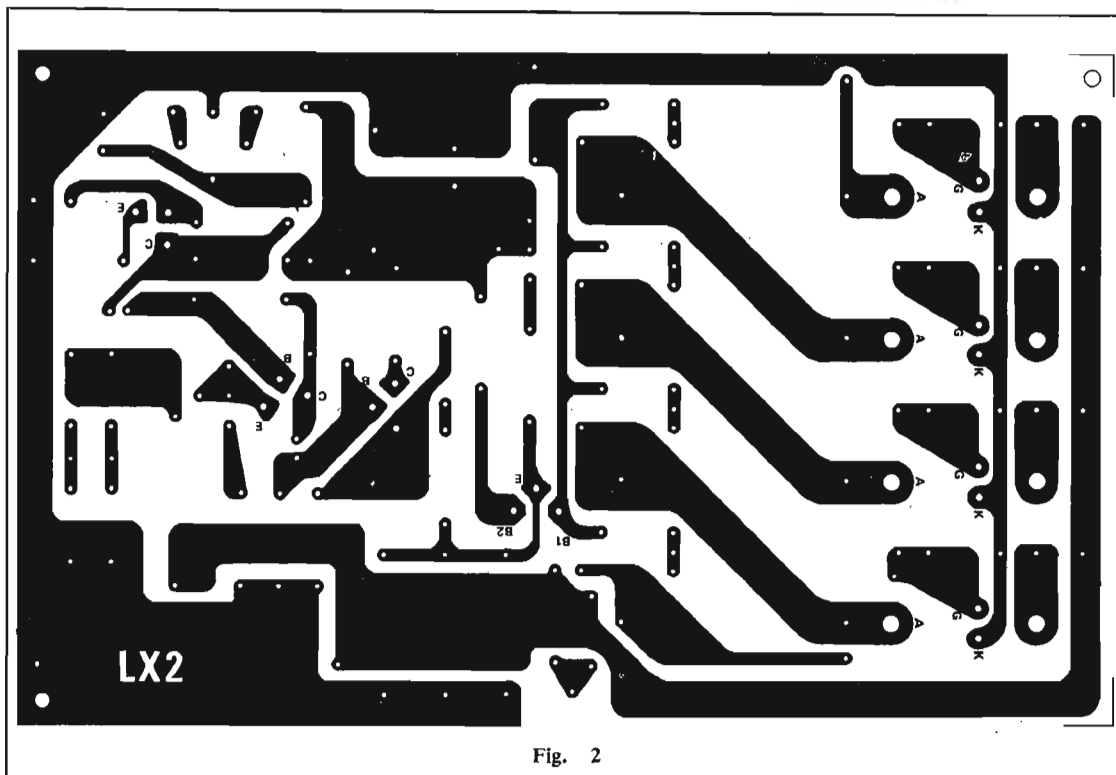


Fig. 2

une seconde impulsion sera délivrée par le transistor unijonction, seul SCR_2 pourra être excité, puisque cette impulsion ne peut traverser que la diode DS_8 . Comme nous l'avons expliqué précédemment, SCR_3 passe à l'état bloqué par la décharge du condensateur C_4 . A la troisième impulsion, les mêmes conditions se répètent pour SCR_1 , et à la quatrième impulsion, SCR_4 est à nouveau excité et le cycle recommence.

Le générateur d'impulsions utilisé dans ce circuit est constitué par un transistor unijonction UJT_1 .

Par la valeur de la capacité de C_{14} et de la résistance ajustable R_{20} , on peut modifier la vitesse de rotation d'allumage des lampes. La résistance R_{20} devra être réglée de manière que la vitesse minimale de rotation des lampes soit la plus lente possible afin d'obtenir une augmentation de la vitesse seulement en présence de signaux BF. Pour C_{15} , nous avons constaté que la valeur la mieux appropriée est de $3 \mu F$ (3 condensateurs de $1 \mu F$ en parallèle), mais on peut également utiliser des valeurs de 2 ou $4 \mu F$, dans de bonnes conditions. L'émetteur du transistor unijonction, comme on peut le constater sur le schéma, est relié à travers la résistance R_{19} et la diode DS_{13} à l'émetteur de TR_3 . Puisque ce transistor constitue le dernier étage du préamplificateur BF équipé de TR_1 et

TR_2 , on recueille aux bornes de R_{13} une tension positive proportionnelle au signal BF préamplifié qui, traversant la diode DS_{13} , influence la fréquence d'oscillation de l'unijonction. Le microphone à utiliser pour ce circuit devra nécessairement être du type piézoélectrique; si on désire adopter un type magnétique, il sera indispensable d'interposer entre le microphone et la base de TR_1 , un condensateur électrolytique de $5 \mu F$ (avec le positif tourné vers la base); sinon la faible résistance interne du microphone court-circuiterait à la masse la base du transistor, ce qui interdirait le fonctionnement.

Pour alimenter tout le circuit, nous avons adopté un transformateur pourvu de deux secondaires; l'un, à basse tension: 27 V - 1 A et l'autre fournissant 150 V - 0,5 A, avec une puissance d'environ 120-130 W. Avec un tel transformateur, les lampes à utiliser pour ce circuit ne devront pas dépasser une puissance de 100-150 W chacune. Si on veut augmenter la puissance des lampes, il sera nécessaire d'augmenter la puissance du transformateur et le courant délivré par l'enroulement haute tension.

REALISATION PRATIQUE

Tous les composants nécessaires à cette réalisation sont disposés sur un circuit imprimé

représenté à la figure 2. La figure 3 montre la disposition de ces composants sur la face opposée. Du circuit imprimé sortiront les deux fils à relier au secondaire 150 V du transformateur, les deux fils pour le 27 V, ceux relatifs au poussoir P_1 et aux lampes $LP_1 - LP_2 - LP_3 - LP_4$, ainsi que le câble blindé aux extrémités duquel sera branché le microphone piézoélectrique.

Le montage ne présente aucune difficulté; on veillera à respecter la polarité des diodes, des condensateurs électrolytiques et des transistors.

Pour $TR_1 - TR_2 - TR_3$, on peut utiliser n'importe quel type de transistor BF de type NPN au silicium; les thyristors devront présenter une tension de référence de 400 V et supporter un courant de 3 à 6 A. Les deux trous désignés par A et B, que l'on peut voir sur le circuit imprimé, permettent d'assurer leurs connexions avec du fil de cuivre isolé sous gaine plastique. En ce qui concerne le condensateur C_{15} , nous noterons que sur le circuit imprimé, celui-ci est représenté trois fois. L'explication en est très simple; on doit disposer d'une capacité de $3 \mu F$, et en considérant que cette valeur est difficile à trouver, on a dû résoudre le problème en disposant en parallèle trois condensateurs de $1 \mu F$.

Un second problème que nous avons voulu résoudre dans le

dessin du circuit imprimé est relatif à l'espace concernant les condensateurs $C_3 - C_2 - C_5 - C_4 - C_7 - C_9 - C_8$ du fait que ces condensateurs de $0,1 \mu F$ peuvent être disponibles sous des formes et dimensions très différentes. Le dessin a été prévu pour permettre l'utilisation des modèles les plus gros aux plus petits. Veiller à ce que la tension de service soit de 400 V, ou tout au moins supérieure à 250 V, pour avoir une bonne marge de sécurité.

Dès que le montage est terminé, il pourra être mis sous tension. Tout d'abord, on contrôlera la tension aux bornes de la diode Zener DZ_1 , sur lesquelles on devra relever une valeur de 27 à 28 V environ; si celle-ci était plus basse, par exemple 6 à 10 V, il serait nécessaire d'invertir les polarités de la diode. Si la tension est normale, appuyer sur le poussoir P_1 , et immédiatement les lampes s'allumeront successivement, plus ou moins rapidement. Régler alors R_{20} de manière à réduire au minimum la vitesse de rotation; si celle-ci reste encore très élevée, il sera nécessaire d'augmenter la capacité de C_{15} . Siffler enfin devant le microphone ou disposer ce dernier à proximité du haut-parleur d'un récepteur de radio ou d'un amplificateur, et vérifier alors sur les lampes les variations de vitesse de rotation d'allumage.

La résistance R_{13} qui se trouve en série avec l'émetteur de TR_2 sert à régler la sensibilité du microphone de manière que celui-ci reste sensible à des signaux d'une certaine intensité.

Précisons encore qu'en modifiant la valeur de la résistance R_{19} , entre certaines limites, on modifie la vitesse maximale de rotation des lampes. Aussi, si on veut tenter de chercher des effets différents de ceux obtenus avec les valeurs choisies, il conviendra d'agir sur R_{16} (qui pourra diminuer de valeur), R_{19} et R_{20} (qui, au contraire, pourront augmenter de valeur).

Bibliographie :
Nuova Elettronica, n° 26
(avec son autorisation)
via Cracovia 19, Bologna

Nota : Le circuit imprimé nécessaire à la réalisation de ce circuit est disponible à l'adresse ci-dessus sous la référence LX2.
Prix : 1 800 lire + port.

F. HURE.
N° 1433 - Page 173

CONNAISSANCE DES HAUT-PARLEURS

LES haut-parleurs, généralement contenus dans des coffrets boîtiers en ébénisterie, ou enceintes acoustiques de formes diverses reçoivent les signaux électriques de puissance provenant de l'amplificateur de la chaîne sonore et les transforment en ondes sonores monophoniques, stéréophoniques, quadraphoniques, sinon ambiophoniques.

Bien que placés en dernier dans la chaîne ce ne sont pas certes les éléments les moins importants : la transformation d'une onde sonore ou d'une vibration mécanique en signal électrique et les opérations inverses sont, en effet, beaucoup plus difficiles à réaliser finalement, que l'amplification du signal électrique lui-même.

Les points les plus délicats de la chaîne sont ainsi les deux extrêmes : la cellule phonocaptrice ou le haut-parleur, et c'est certainement ce dernier qui pose les problèmes les plus difficiles.

Il transforme l'énergie de l'amplificateur en énergie mécanique, puis en énergie acoustique ; un haut-parleur est ainsi l'inverse d'un microphone, mais la multiplicité même des dispositifs présentés, perfectionnés et réalisés chaque jour, montre qu'on est loin d'être parvenu au même degré de perfection.

La fabrication d'un bon haut-parleur et son utilisation restent encore souvent un art.

POURQUOI TANT D'IDÉES FAUSSES SUR LES HAUT-PARLEURS ?

Le haut-parleur est, en fait, un appareil électromécanique relativement simple, et qui comporte un nombre d'éléments réduit, mais, pour beaucoup de profanes et même d'amateurs de Hi-Fi non techniciens, la manière dont il fonctionne présente encore des imprécisions et

des détails mystérieux. Ce manque d'informations exactes engendre un certain nombre de notions et d'idées fausses.

Pour décrire un haut-parleur, peu de mots suffisent puisqu'il comporte, sous la forme la plus réduite et la plus commune, un aimant puissant avec une bobine mobile, qui actionne un diffuseur plus ou moins conique suspendu élastiquement dans un « berceau » métallique. Pourrait-on décrire aussi facilement un ampli-tuner, Hi-Fi ou même un magnétophone, avec tous ses éléments mécaniques, électriques et électroniques ? (Fig. 1 et 2).

En dépit de leur complexité, les caractéristiques et les fonctionnements des ampli-tuners sont cependant beaucoup mieux connus et mieux compris, il

n'en est pas de même pour le haut-parleur, et cette infériorité peut-être attribuée à deux causes essentielles.

La première saute aux yeux ; à l'entrée et à la sortie d'un ampli-tuner, on applique et on recueille des signaux électriques. Ils peuvent être contrôlés facilement au moyen d'un appareil de mesure convenable, et observés visuellement sur l'écran d'un oscilloscope cathodique.

Pour le haut-parleur, il n'en va pas de même. Sans doute est-il actionné au moyen de signaux électriques que l'on peut contrôler et mesurer mais il produit des ondes sonores qui rayonnent dans la salle d'audition et sont réfléchies de nombreuses fois avant de devenir inaudibles. Le contrôle de l'effet sonore est beaucoup

plus difficile et beaucoup plus imprécis, parce qu'il met en jeu, non seulement des phénomènes physiques précis, mesurables au moyen d'appareils convenables, plus ou moins complexes mais des phénomènes physiologiques et même psychologiques, beaucoup moins précis et difficilement évaluables, souvent modifiés, d'ailleurs, par des illusions d'acoustique inévitables.

La seconde source d'idées et de conclusions fausses sur les possibilités, les qualités et les caractéristiques du haut-parleur réside dans la difficulté de préciser les théories et le recours essentiel à l'intuition et l'expérimentation.

Malheureusement l'intuition de l'auditeur Hi-Fi est fréquemment utilisée sans discernement suffisant et la recherche orientée

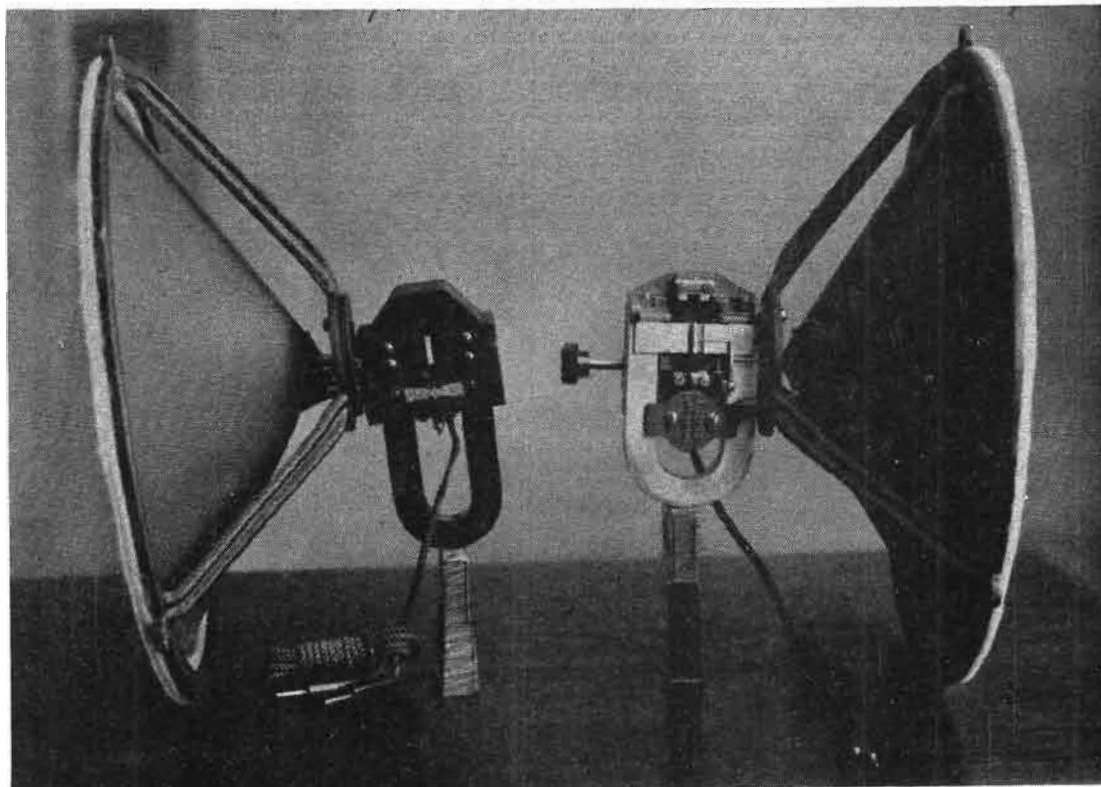


Fig. 1. — Haut-parleurs d'autrefois à moteurs électromagnétiques et diffuseurs de grande surface, pouvant fonctionner sans enceinte acoustique.

dans des voies sans issue rationnelle.

L'avènement de procédés plus ou moins révolutionnaires en apparence que l'on annonce constamment peut même risquer d'amener des conclusions en contradiction avec certaines des lois essentielles de la physique. De là, l'intérêt de précisions et de mises au point sur le rôle, le fonctionnement, les caractéristiques du haut-parleur, sous une forme à la fois précise et simple, en insistant sur les questions qui paraissent être la source de plus d'idées fausses.

LE VRAI RÔLE DU HAUT-PARLEUR.

Le haut-parleur a pour but d'assurer une reproduction fidèle des sons reçus par un amplificateur ou reproduits par un appareil musical ; peut-il ainsi améliorer efficacement l'audition musicale ?

Le rôle réel du haut-parleur consiste à transformer en énergie acoustique l'énergie électrique qui lui est transmise. Le meilleur haut-parleur devrait être neutre, ne pas ajouter et ne pas soustraire quoi que ce soit des signaux musicaux transmis par l'amplificateur.

En pratique, tout haut-parleur présente cependant une coloration sonore, mais cela ne constitue pas un avantage, car elle est rarement exactement adaptée

aux caractéristiques des éléments antérieurs de la chaîne, pour permettre d'en compenser les défauts.

De même, la tonalité sonore doit être parfois modifiée suivant la nature de l'audition musicale, de la réception et de l'enregistrement, parole ou musique, musique de variétés ou classique, et même souvent des caractéristiques de l'oreille de l'auditeur. Peut-on utiliser un haut-parleur bien étudié pour obtenir ce résultat ? Il n'en est rien non plus. La modification s'il y a lieu de la tonalité musicale doit être exclusivement assurée en agissant sur les dispositifs de contrôle de la tonalité, de plus en plus perfectionnés prévus sur les amplificateurs Hi-Fi.

Il y a des phénomènes, cependant, qui sont d'ordre physiologique et déterminent une modification de tonalité inévitable dans certaines conditions. Les courbes d'audibilité de Fletcher-Munson montrent ainsi que l'oreille est moins sensible aux sons graves qu'aux sons médium (sur les fréquences moyennes) et ainsi la perception des sons graves est plus difficile pour les niveaux sonores faibles (Fig. 3). Des haut-parleurs assurant le renforcement des sons graves pourraient-ils éviter ainsi l'apparition de ces défauts ?

Cette idée est également

fausse. Si nous voulons obtenir une audition fidèle et brillante de la gamme musicale, il ne serait pas raisonnable d'utiliser un haut-parleur renforçant des sons graves dans toutes les conditions, dans le simple but de compenser la déficience de notre oreille uniquement lorsque nous entendons un enregistrement à un faible niveau. Il y a des systèmes de contrôle physiologique du niveau sonore combinés avec les contrôleurs de tonalité sur les amplificateurs qui assurent ce résultat dans des conditions plus rationnelles !

Dans ces conditions sans doute le haut-parleur idéal doit-il reproduire d'une façon égale les sons amplifiés de toutes fréquences et présenter ainsi une courbe de réponse « plate » et horizontale.

C'est là, également, une idée fausse. Si nous voulions reproduire les sons au même niveau sonore que celui de l'original, la courbe de réponse du haut-parleur devrait bien être plate ; mais, comme nous venons de le rappeler plus haut, par suite de l'effet Fletcher un niveau sonore trop faible altère l'équilibre des tonalités.

Supposons ainsi que le son initial soit à un niveau A, alors que notre oreille exige un niveau de puissance plus élevé de 2 dB à la fréquence de 50 Hz qu'à 1 000 Hz, pour assurer une

sensation d'intensité sonore égale (Fig. 3).

Si le niveau de reproduction sonore se trouvait au point B, un son de 50 Hz, exigerait une puissance supérieure de 12 dB par rapport à un son à 1 000 Hz, pour une intensité sonore égale.

Il y a ainsi une déficience de 10 dB et la reproduction semble insuffisante dans la gamme de sons graves ; pour rétablir l'équilibre des tonalités, les sons à 50 Hz doivent être renforcés de 10 dB au moyen d'un système compensateur d'intensité.

Puisque la valeur du renforcement utile dépend du volume sonore, le système de compensation ne doit pas être placé dans le haut-parleur, ce qui ne permettrait d'obtenir qu'une caractéristique fixe et une valeur déterminée. Ainsi, les haut-parleurs ne doivent pas être compensés pour supprimer ou atténuer les déficiences de l'oreille humaine, comme on le croit trop souvent.

LES CARACTÉRISTIQUES UTILES DU HAUT-PARLEUR

Le choix rationnel du haut-parleur constitue un facteur important ; il est déterminé par l'étude des caractéristiques des éléments indiqués par les fabricants, peut être vérifié par un certain nombre de mesures, et surtout par des essais directs

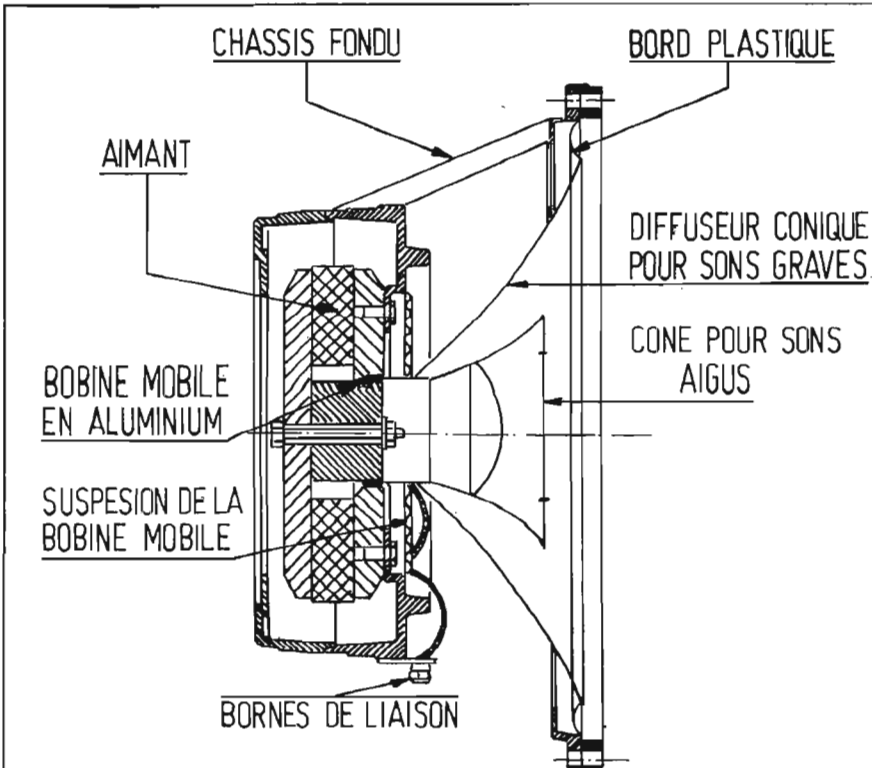


Fig. 2. — Haut-parleur électrodynamique moderne.

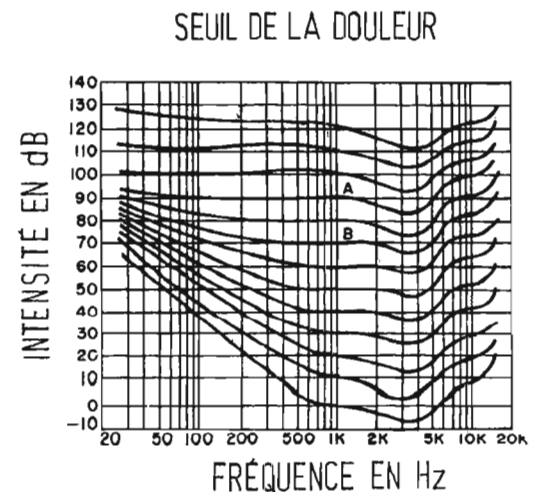


Fig. 3. — Courbes d'égale audibilité de Fletcher-Munson.

d'audition. Dans ce domaine, existe-t-il des caractéristiques techniques normalisées des haut-parleurs et quelles sont-elles ?

Elles sont mal connues par les amateurs de Hi-Fi et, d'ailleurs, plus ou moins précises et définies sur de nombreux catalogues et notices. Il y a, d'abord, la puissance nominale en fréquence unique déterminée en conformité avec la norme DIN 45573. Cette puissance est celle fournie par le haut-parleur, sans dommage permanent, dans des conditions de fonctionnement difficiles, en service continu, avec haut-parleur couché et à plat. Après montage dans un coffret ou une enceinte, la puissance modulée maximale obtenue est plus élevée, et dépend de l'amortissement.

Dans le cas général des haut-parleurs en coffret, la puissance nominale est indiquée pour la combinaison complète évidemment des haut-parleurs et de l'enceinte; mais, pour certaines gammes de fréquences, en particulier pour les sons aigus, la puissance modulée sinusoïdale peut être inférieure.

Il y a ensuite la puissance de pointe ou music power/peak, absorbée par intermittence par les haut-parleurs, qu'il s'agisse de paroles ou de musique, dans des conditions normales de montage, et sans risques de dommages.

Dans des conditions d'emploi favorables, la puissance de pointe admise peut être cependant plus ou moins supérieure à celle qui est indiquée par les descriptions techniques.

La fréquence de résonance, indiquée généralement par le symbole F_n , est également une caractéristique importante, indiquée avec une tolérance de ± 10 Hz, pour les fréquences inférieures à 100 Hz, et de ± 10 % pour les fréquences supérieures à 100 Hz. Dans les haut-parleurs montés dans des enceintes, les fréquences de résonance sont encore plus précises.

La bande de fréquence passante habituelle des haut-parleurs de qualité est telle que dans les fréquences critiques la chute de pression est de 10 dB par rapport à la pression acoustique moyenne et l'impédance, ou résistance apparente Z des bobines mobiles, est indiquée pour une fréquence de 1 000 Hz avec

une tolérance maximale de ± 10 %.

L'induction magnétique définit la densité du champ magnétique dans l'entrefer de la bobine mobile; elle est utilisée pour le contrôle de qualité des systèmes magnétiques. Suivant la norme DIN 45578, la tolérance admissible est de ± 7 %. Quant au champ magnétique produit par le flux, c'est le produit de l'induction magnétique par la surface de l'entrefer.

Les indications de poids des aimants ne constituent pas un critère de qualité; les aimants en alliage aluminium-nickel-cobalt possèdent d'ailleurs une très haute densité d'énergie, ce qui permet une réduction des dimensions et du poids.

La sensibilité nominale indique la pression acoustique moyenne produite par le haut-parleur à une distance d'un mètre, mesurée dans l'axe de diffusion, pour une puissance d'entrée de 1 W, sur la gamme de fréquence de 250 à 4 000 Hz.

La puissance absorbée est la puissance nécessaire pour permettre au haut-parleur de produire à une distance de 3 m, et avec une fréquence de 250 Hz, une pression acoustique correspondant à environ 86 dB, en milieu insonore. Dans une pièce d'habitation normale, l'amortissement est plus faible; donc, pour une même puissance absorbée, la pression acoustique est plus élevée. Enfin, la courbe de réponse en fréquence du haut-parleur a aussi une grande importance; elle se rapporte normalement à une puissance d'entrée de 1 W; le point de mesure est situé à 1 m des haut-parleurs, dans son axe de diffusion.

Toutes ces caractéristiques ont sans doute un grand intérêt; pourtant le jugement final ne doit-il pas être effectué par des essais directs à l'oreille ?

Il en est bien ainsi. Un haut-parleur présentant une réponse en fréquence très satisfaisante, assurant une distribution sonore idéale sur toute la gamme musicale, et produisant une faible distorsion, est évidemment un modèle de haute qualité. Malheureusement, les modèles existants diffèrent encore beaucoup de cet idéal.

Lorsqu'il faut ainsi envisager des compromis il est extrêmement difficile d'évaluer le résultat des mesures. Les courbes de réponse en fréquence présentent ainsi, la plupart du temps,

de nombreuses pointes et des parties creuses. La hauteur, la largeur et la position de toutes ces irrégularités ont des effets sur la qualité sonore, mais il n'est pas possible de déterminer à l'avance avec exactitude comment un système de haut-parleurs pourra reproduire les sons, en le comparant à un autre, simplement en observant les déviations et déformations de la courbe de réponse idéale théorique.

Les mesures ne peuvent-elles donc être utilisées comme des guides efficaces pour juger les résultats assurés par un système de haut-parleurs ?

Cette opinion est également inexacte. Sans doute, ne peut-on, bien souvent, se contenter pour juger de la qualité réelle d'un haut-parleur d'étudier ses caractéristiques et ses courbes graphiques; mais, tout au moins, dans un sens négatif, les courbes de contrôle permettent l'évaluation de la qualité d'un haut-parleur, surtout parce qu'elles sont utiles pour en révéler les défauts.

De bons résultats de contrôle et de mesure constituent des probabilités de bons résultats pratiques et d'une audition de

qualité. Mais ils ne peuvent être considérés comme absolument probants et définitifs, excepté s'il s'agit de systèmes de haut-parleurs de très haute qualité professionnelle, très coûteux et présentés par des fabricants très connus et très spécialisés. Et, encore, à chacun sa haute fidélité, et des amateurs exigeants peuvent avoir leurs préférences musicales !

Mais, dans ce domaine enfin, les notices et les catalogues des fabricants ne sont pas toujours complets, et, en particulier, les courbes de réponses publiées des haut-parleurs sont souvent retouchées. Ce fait est-il dû, en général, à ce que ces courbes risqueraient de révéler des défauts des appareils ? Cette supposition est généralement inexacte. L'interprétation des résultats des essais exige beaucoup d'habileté et d'expérience, et, en fait, « l'amateur moyen » manque d'expérience dans ce domaine. C'est ainsi, pour éviter le risque de fausses conclusions de la part de l'acheteur que, la plupart du temps, le fabricant ne publie pas ce genre de courbes, ou les présente sous une forme particulière.

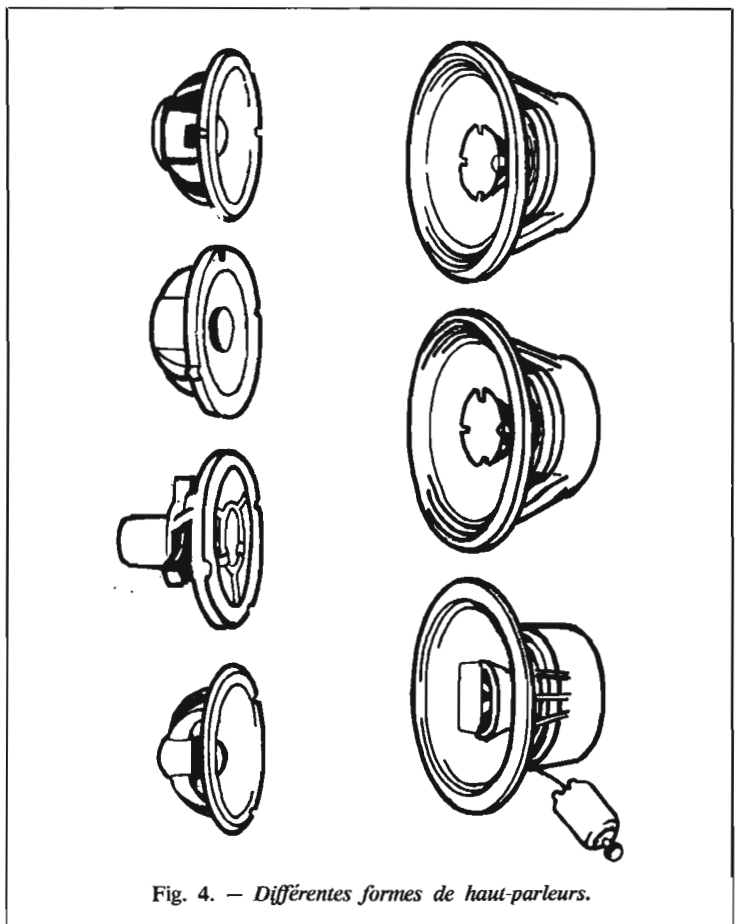


Fig. 4. — Différentes formes de haut-parleurs.

L'IMPORTANCE REELLE DES DIMENSIONS ET DE LA FORME DES HAUT-PARLEURS

Il y a, sans doute, au moins autant d'idées fausses concernant les dimensions, la forme, des enceintes acoustiques et les matériaux utilisés pour les constituer (Fig. 4).

Les instruments de musique destinés à produire des sons de tonalité grave sont généralement de grandes dimensions ; en est-il probablement de même pour les haut-parleurs qui doivent avoir de grandes dimensions pour bien reproduire les sons graves ?

L'idée est fautive et l'analogie est incorrecte. En fait, les instruments de musique utilisent des phénomènes de résonance pour produire des tonalités graves ; ils doivent avoir un rendement suffisant pour pouvoir être entendus directement sans amplification. Il n'en est pas de même pour les haut-parleurs, qui ne sont pas des producteurs de sons ni des amplificateurs mais bien au contraire, des transformateurs d'énergie dont le rendement est très faible. Il est désormais possible de réaliser des haut-parleurs de dimensions relativement réduites, qui peuvent être établis pour fournir une réponse en fréquence sur les sons graves s'étendant aussi loin que celle des haut-parleurs de grandes dimensions.

Pourtant, les haut-parleurs de grandes dimensions présentent-ils des avantages pour la reproduction des sons graves ?

C'est là, un fait exact, bien qu'il y ait plus ou moins contradiction avec l'explication précédente, des haut-parleurs de grandes dimensions peuvent fournir des auditions de niveau plus intense sans distorsion exces-

sive. Leur rendement est relativement plus élevé ; ils exigent, à égalité de niveau sonore dans une chambre déterminée moins de puissance modulée, ce fait est très précieux en particulier, pour la reproduction correcte des sons graves, qui exigent plus de puissance, en raison des caractéristiques de l'ouïe.

Dans ce domaine, les haut-parleurs à pavillon sont-ils ainsi préférables sur la gamme des sons graves, aux systèmes à radiateurs de sons directs ?

C'est là aussi une idée exacte, mais seulement si le haut-parleur à pavillon a une surface d'embouchure suffisante, ou comporte un dispositif de tubulure repliée de volume convenable. Grâce à ce dispositif, le haut parleur à pavillon peut avoir un volume plusieurs fois supérieur à celui d'un haut-parleur à radiation directe, même de grandes dimensions.

Sans doute ne faut-il pas copier la nature, et l'emploi de la roue et la construction des avions en sont des exemples. On a cependant proposé de réaliser des haut-parleurs comportant des tubes sonores ou des tables sévères et ressemblant plus ou moins à des orgues ou des violons. Y aurait-il intérêt ainsi à établir des haut-parleurs, dont la forme serait analogue à celle des instruments de musique, dont on voudrait reproduire les sons ?

Cette idée est très discutable ; sans doute peut-elle être exacte en partie, mais uniquement pour la reproduction monophonique. La caractéristique directionnelle des sons reproduits doit être correspondante à celle de l'instrument, dont on veut reproduire les sons. Mais, lorsqu'il s'agit, et c'est le cas le plus général, de reproduire la musique

produite, à la fois, par plusieurs types d'instruments de concert, ce principe n'est évidemment pas applicable.

Une idée analogue naturelle ne consisterait-elle pas, de même, à réaliser des haut-parleurs, dont la forme s'adapterait mieux à celle de l'oreille humaine ?

C'est là une idée tout à fait inexacte et qui n'est pas fondée sur un principe physique valable. On pourrait peut être, de la même manière, chercher à établir un appareil dont la forme serait analogue à celle de la bouche qui produit les sons les plus complexes !

Les enceintes acoustiques sont le plus souvent constituées de bois massif ou plutôt contre-plaqué ; le choix de cette matière a-t-il un effet important sur le fonctionnement du haut-parleur et les résultats obtenus ?

Cette supposition est tout à fait inexacte. En principe, bien au contraire, le matériau dont est constituée l'enceinte ne devrait avoir aucune action sur la tonalité sonore obtenue, parce qu'il ne devrait pas vibrer. Cette enceinte doit être rigide et suffisamment massive pour que ses parois ne puissent entrer en vibration ; son seul rôle consiste habituellement à assurer une séparation des trajets de l'onde avant et de l'onde arrière produites par le diffuseur et à permettre l'utilisation, s'il y a lieu, d'une certaine partie de l'onde arrière pour améliorer la qualité de l'audition obtenue.

Le diffuseur n'a pas toujours une section transversale circulaire. Un haut-parleur elliptique ou un assemblage en rideau de haut-parleurs présente ainsi des caractéristiques particulières ; mais permet-il une distribution sonore plus étendue dans le plan de son axe le plus long ?

Malgré les apparences, cette opinion est le plus souvent inexacte. Suivant le principe de Huygens, chaque point d'un radiateur sonore peut être considéré comme une source ponctuelle produisant des ondes sphériques, avec l'onde frontale combinée tangente à ces ondes sphériques élémentaires. La figure 5 nous montre ainsi comment une rangée de petites sources sonores produit un faisceau étroit d'ondes sonores.

Ce phénomène est utilisé pour le renforcement des sons produits par les haut-parleurs en forme de colonnes et en lignes, pour réduire l'étendue de la distribution verticale des sons. L'angle de distribution est réduit seulement pour les fréquences au-dessus de la gamme dans laquelle la longueur d'onde sonore est comparable à la longueur métrique de la source.

Ainsi, pour obtenir une meilleure distribution sonore horizontale, il faut placer un haut-parleur elliptique de telle sorte que son axe le plus long soit vertical !

D'une façon analogue, la forme de l'enceinte d'un haut-parleur a-t-elle un effet essentiel sur la réponse en fréquence du système ?

Ce fait est exact. Les réflexions sonores à l'intérieur de l'enceinte peuvent renforcer ou affaiblir la réponse sur de nombreuses bandes de fréquences étroites distinctes et déterminer ainsi une réponse en fréquence totale plus ou moins irrégulière.

Un boîtier étroit et long peut ainsi, nous le savons, jouer un rôle analogue aux tubes sonores d'un orgue, en produisant des résonances indésirables. Mais ce phénomène est parfois utilisé volontairement pour la

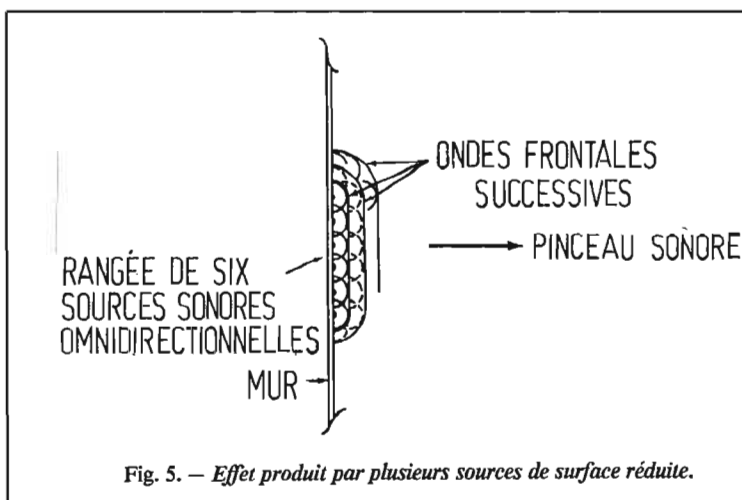


Fig. 5. — Effet produit par plusieurs sources de surface réduite.

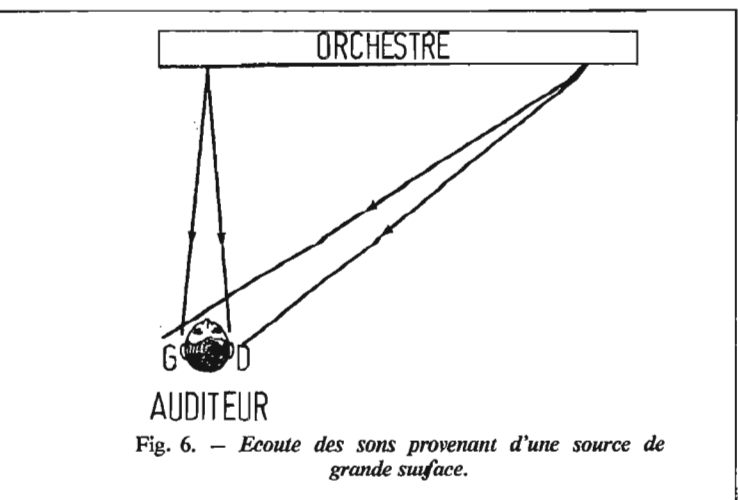


Fig. 6. — Ecoute des sons provenant d'une source de grande surface.

construction de haut-parleurs spéciaux destinés à être adaptés à des appareils de musique électronique.

Les bords en porte-à-faux à l'avant peuvent produire des effets de diffraction, de sorte que les ondes sonores suivant différentes trajectoires peuvent interférer les unes avec les autres. Il en est ainsi pour les plaques perforées ou les grilles décoratives souvent disposées devant les enceintes.

La forme idéale du boîtier d'un haut-parleur est sans doute plus ou moins analogue à un hémisphère, ou même à une sphère complète, et ressemble à celle qui est employée dans les haut-parleurs à conques. Mais cette forme ne plaît pas toujours aux décorateurs et aux constructeurs d'enceintes !

LE FONCTIONNEMENT REEL DES HAUT-PARLEURS

Les idées et les notions inexacts concernant le fonctionnement même du haut-parleur ne sont pas moins nombreuses. Ainsi, beaucoup de praticiens s'imaginent qu'un haut-parleur déplace une masse d'air plus ou moins considérable, spécialement pour la reproduction des sons graves et très graves, et qu'il est possible de démontrer facilement l'existence de ce phénomène.

En fait, il n'en est rien. Les haut-parleurs ne déplacent pas, en réalité, des masses d'air, en raison même de la nature des ondes sonores. Ils déterminent seulement la vibration des molécules locales d'air, en avant et en arrière, en produisant ainsi une onde sonore qui se déplace de proche en proche, en avant et en arrière de la face rayonnante du haut-parleur. Il n'y a pas de véritable flux d'air qui se déplace mais uniquement des oscillations locales et bien limitées des masses d'air successives.

Une autre idée « classique » consiste à croire que la production des sons aigus correspondant à des vibrations de fréquences élevées s'effectue par leur nature même d'une manière directionnelle, tandis qu'au contraire les sons graves correspondant à des basses fréquences se propagent toujours sous une forme omnidirectionnelle.

Cette notion est, en fait, mal précisée. Les ondes sonores omnidirectionnelles sont produites par des systèmes vibrants, dont les dimensions sont réduites en comparaison avec la longueur d'onde des sons émis.

Si les dimensions de ces systèmes vibrants correspondant à plusieurs fois la longueur d'onde, l'onde produite est presque plane et se propage en ligne droite, sans s'étaler d'une manière appréciable.

Puisque la fréquence est inversement proportionnelle à la longueur d'onde, les ondes à haute fréquence correspondent aux sons aigus ont une longueur réduite comparée aux dimensions ordinaires du diffuseur du haut-parleur. C'est pourquoi les sons aigus de tonalité élevée tendent à être directionnels ; l'inverse est également vrai pour les basses fréquences correspondant à des sons graves.

On voit qu'il s'agit là, en fait, non pas essentiellement des propriétés théoriques des sons graves ou aigus, mais de phénomènes qui dépendent des dimensions du diffuseur et de la fréquence des sons produits.

De même, une source ponctuelle produit-elle forcément des sons directionnels ? Cette idée est inexacte, une source théorique ponctuelle rayonne des sons également dans toutes les directions.

Toujours dans ce domaine, des effets directionnels du haut-parleur, il nous semble que nous pouvons déterminer la position de haut-parleurs dans une salle d'écoute, et sans les voir, simplement parce que nous pouvons apprécier la direction d'où viennent les sons.

Cette opinion est également, la plupart du temps, plus ou moins inexacte. Lorsque nous écoutons les sons produits par un haut-parleur dans une salle de dimensions moyennes à une distance par exemple de 2 à 3 mètres, nos oreilles reçoivent en grande partie, non pas les sons produits directement par les haut-parleurs, mais ceux qui ont été réfléchis une ou plusieurs fois par les murs, le plancher et le plafond.

En fait, nous pouvons cependant assez bien apprécier, la plupart du temps la position de la source sonore parce que les sons qui parviennent directement de la source sonore atteignent nos oreilles avant les

sons réfléchis, par le phénomène dit de préséance, ou de sélection bien plus que de direction (Fig. 6).

Nous avons expliqué précédemment la difficulté de réalisation des diffuseurs et, en particulier, de membranes, dont les différents points se déplacent en phase. Un haut-parleur idéal aurait-il donc un diffuseur jouant le rôle d'un piston parfait pour toutes les fréquences ?

Cette idée n'est pas non plus rationnelle. Un diaphragme vibrant d'une manière uniforme en tous ses points assure une réponse directionnelle sur la gamme des sons médium, mais sa puissance de sortie s'abaisse en dehors de ces limites d'une manière très notable.

C'est ainsi qu'un piston d'un diamètre de 25 cm pourrait être utilisable seulement pour des fréquences qui ne dépasseraient pas 800 Hz, ce qui pourrait être acceptable pour un appareil destiné uniquement aux sons graves, mais non pour un haut-parleur pratique à large gamme. Même dans ces conditions, un haut-parleur tweeter pour son aigus ayant un diffuseur de 7 à 8 cm de diamètre ne pourrait donner de bons résultats que jusqu'à 3 000 Hz environ.

En fait, les diffuseurs coniques de haut-parleurs sont établis de telle sorte que leurs zones exté-

rieures soient progressivement « découplées » lorsque la fréquence augmente, en permettant à des parties de plus en plus réduites du cône de vibrer, tandis que le reste des surfaces reste plus ou moins immobile, lorsque la fréquence augmente.

De cette façon, la surface active devient, en fait, plus réduite ce qui permet aux caractéristiques de réponse et de direction de demeurer satisfaisantes. La limite de fréquence supérieure du système est ainsi étendue dans une proportion d'environ quatre fois par rapport à celle d'un piston.

Le haut-parleur d'encoignure, par ailleurs, est un modèle très remarquable qui offre des avantages indiscutables. Mais un haut-parleur de ce genre placé à la jonction d'un mur et d'un plancher permet-il d'obtenir une meilleure reproduction des sons graves qu'un modèle analogue disposé au centre de la pièce ? La production des sons graves est-elle ainsi réellement augmentée en plaçant le haut-parleur dans une encoignure de la salle d'écoute ? (Fig. 7).

Toutes ces notions sont exactes et les avantages du haut-parleur d'encoignure sont réels ; sur la gamme des sons graves, les réflexions provenant des surfaces entourant la chambre d'écoute se produisent de telle

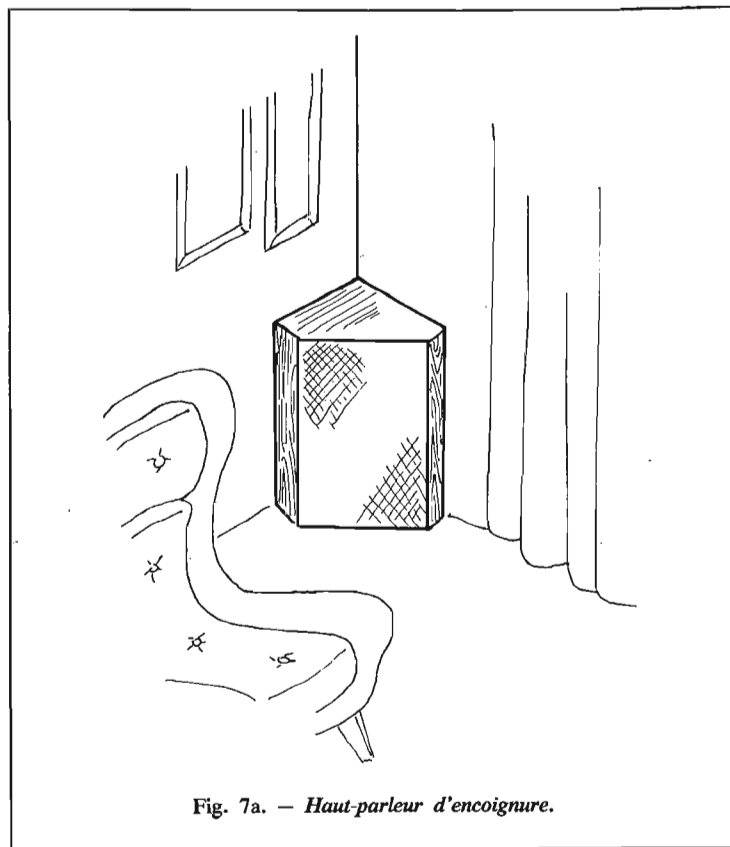


Fig. 7a. — Haut-parleur d'encoignure.

sorte que les ondes sonores obtenues réfléchies sont en phase et renforcent l'onde directe provenant du haut-parleur.

Pour des fréquences plus élevées, les durées de propagation des ondes sonores le long des différentes trajectoires différent, au contraire, d'une manière plus ou moins irrégulière, qui ne permet pas d'obtenir un renforcement analogue.

Pour obtenir une bonne audition faut-il, par ailleurs, appliquer nécessairement une énergie puissante sur certains haut-parleurs ? C'est là, une opinion souvent inexacte.

La réponse en fréquence, les caractéristiques directionnelles et la distorsion des haut-parleurs ne sont jamais moins bonnes pour de faibles volumes sonores que pour des puissances plus considérables. Un haut-parleur plus ou moins déficient pour les sons graves résonnera même dans de meilleures conditions pour de faibles volumes sonores, en raison des caractéristiques d'audibilité indiquées par les courbes de Fletcher-Munson indiquées précédemment, et qui ne dépendent pas des propriétés du haut-parleur.

Le haut-parleur n'est d'ailleurs jamais un transformateur d'énergie de rendement élevé, mais une amélioration de ce rendement est-elle désirable ?

Ce fait est exact. En général, un haut-parleur de rendement relativement élevé exige en effet moins de puissance modulée fournie par l'amplificateur pour obtenir un niveau sonore déterminé qu'un haut-parleur à faible rendement. Mais, par contre, les haut-parleurs à rendement rela-

tivement élevé à rayonnement direct ont souvent une réponse plus faible sur les sons graves que les haut-parleurs à faible rendement.

Les résultats obtenus avec les haut-parleurs dépendent évidemment des caractéristiques des amplificateurs qui les actionnent et de leur adaptation. Dans ce domaine, les haut-parleurs fonctionnent-ils dans de meilleures conditions avec des amplificateurs présentant des facteurs d'amortissement très élevés ?

Cette propriété n'est pas réelle, malgré l'opinion plus ou moins répandue.

Le facteur d'amortissement est, en fait, la caractéristique indiquant la possibilité pour un amplificateur d'arrêter la vibration continue du cône du haut-parleur après l'arrêt de transmission du signal.

Des facteurs d'amortissement très élevés peuvent déterminer ainsi des affaiblissements de la réponse en fréquence de certains haut-parleurs, spécialement pour les appareils à radiation directe et à rendement relativement élevé.

En théorie, il y a un facteur d'amortissement optimal pour chaque type du haut-parleur, mais, la plupart des haut-parleurs fonctionnent dans de meilleures conditions, avec des amplificateurs qui ont des facteurs d'amortissement modérément élevés de l'ordre de 10, par exemple. On ne peut guère améliorer, la plupart du temps, les résultats obtenus en augmentant le facteur d'amortissement.

Peut-on considérer par ailleurs, comme une caractéristique essentielle du haut-parleur la puissance minimale nécessaire pour le mettre en action ?

Cette opinion est confirmée, en effet, en pratique, mais il faut bien la comprendre, elle ne signifie pas ce qu'elle semble indiquer à première vue. Les haut-parleurs n'exigent pas un niveau minimal de puissance pour produire des sons ; lorsque la puissance est réduite, le son devient simplement moins intense.

La puissance minimale correspond avec plus de précision à la valeur minimale nécessaire pour actionner un haut-parleur et obtenir un niveau sonore correspondant au niveau moyen d'écoute dans une chambre d'écoute moyenne, sans distorsion excessive d'amplification au moment des pointes de niveau.

Bien que souvent imprécise et vague, la notion de puissance minimale est utile pour guider le choix d'un amateur qui doit employer un amplificateur. Ce n'est pas la puissance maximale que le haut-parleur peut supporter qui est exprimée en terme de capacité maximale admissible.

En fait, un haut-parleur peut être actionné sans risque par un amplificateur, dont la puissance de sortie dépasse cette valeur, pourvu que le dispositif de contrôle du volume sonore soit réglé de façon que ce volume soit inférieur au volume maximal de l'amplificateur.

Dans le même domaine, la puissance nominale admissible d'un haut-parleur indique-t-elle la puissance nominale maximale admissible de l'amplificateur qui doit être employé ? C'est là aussi un fait exact, et la cause en a été indiquée plus haut.

Mais, en ce qui concerne le rendement, les haut-parleurs à pavillon ont-ils un meilleur ren-

dement que les systèmes à radiation directe ?

C'est là aussi, un fait exact. Un pavillon acoustique joue le rôle d'un bon système transmetteur d'énergie en assurant une adaptation satisfaisante entre le diffuseur et les masses d'air voisines, ce qui permet au haut-parleur de fonctionner dans les conditions les plus favorables.

Mais, puisque leur rendement est meilleur, les haut-parleur à pavillon, peuvent-ils être moins encombrants que des appareils à radiation directe de même puissance.

Il n'en est rien malheureusement et le rendement n'est pas en rapport avec les dimensions ; il concerne seulement le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée. Ainsi, pour une gamme de fréquence déterminée, les haut-parleurs à pavillon, même modifiés, sont généralement plus encombrants que les systèmes à radiation directe, et c'est là une des contreparties de l'augmentation du rendement.

Mais nous avons la difficulté d'obtenir des résultats satisfaisants sur une gamme musicale étendue avec un seul haut-parleur. Peut-on croire, comme certains semblent le penser, qu'une enceinte acoustique assure toujours des résultats d'autant meilleurs qu'elle contient un nombre plus grand de haut-parleurs distincts ?

Bien entendu, ce n'est pas seulement le nombre des haut-parleurs qui joue un rôle, mais leurs qualités, et cette idée n'est donc pas ainsi toujours exacte. Plusieurs haut-parleurs de qualité insuffisante n'assurent pas de meilleurs résultats qu'un seul haut-parleur bien choisi ; les systèmes à haut-parleurs multiples ne présentent ainsi d'avantages que si les éléments sont à haute fidélité et sont étudiés rationnellement pour fonctionner en combinaison. Les systèmes les meilleurs à haute-fidélité comportent ainsi, la plupart du temps, deux ou trois haut-parleurs auxiliaires.

Mais, en considérant un élément distinct du haut-parleur un modèle à compliance élevée, c'est-à-dire à élasticité acoustique importante, permet-il de mieux reproduire les sons graves qu'un modèle à faible compliance ?

C'est là, une opinion inexacte. La plupart des montages à haute-fidélité utilisent des haut-parleurs pour sons graves, ou woofers, à compliance élevée, parce qu'un

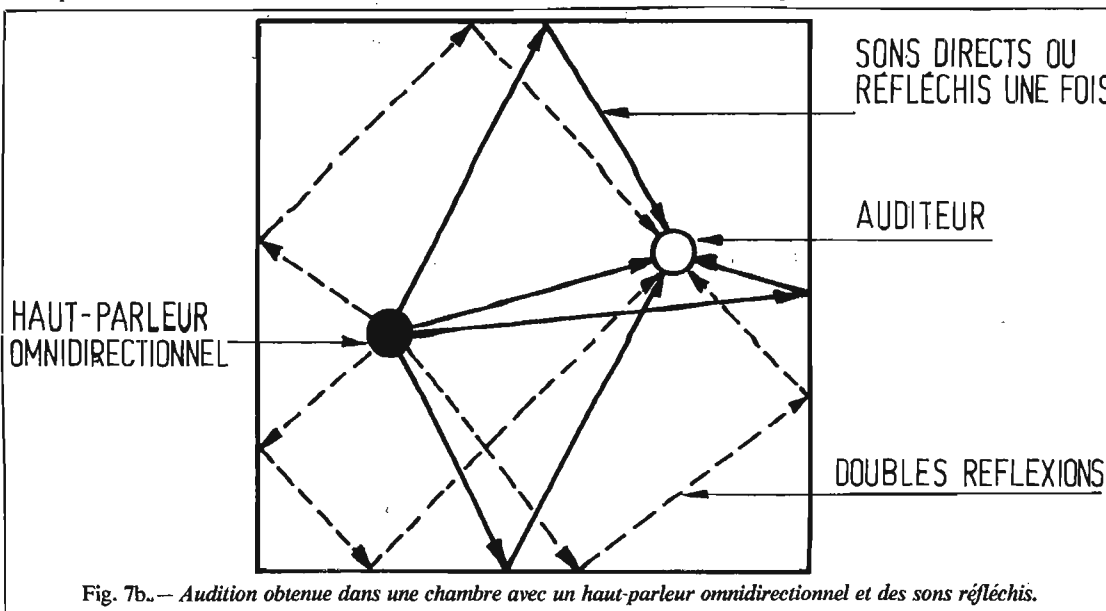


Fig. 7b. — Audition obtenue dans une chambre avec un haut-parleur omnidirectionnel et des sons réfléchis.

haut-parleur doit avoir une compliance élevée pour reproduire correctement les sons sur cette gamme.

Cependant, ces haut-parleurs doivent aussi avoir un cône et une bobine mobile suffisamment robustes pour reproduire correctement les sons graves intenses. La rigidité trop grande des systèmes mobiles est la raison pour laquelle des systèmes capables d'assurer une réponse réellement satisfaisante sur les sons graves ont un rendement très faible.

Toujours dans ce domaine des basses fréquences, une fréquence de résonance très basse est-elle nécessaire pour un haut-parleur lorsqu'il s'agit d'étendre la réponse sur les sons graves ?

Le fait est exact. Au-dessous de la fréquence de résonance, la réponse d'un système de radiateur direct s'affaiblit rapidement, mais ce fait n'est pas cependant nécessairement exact pour les haut-parleurs à pavillon.

Puisque la plupart des haut-parleurs fonctionnant sur la gamme de sons graves sont à rayonnement direct, on peut ainsi généraliser cette caractéristique.

Dans le même domaine, une réponse satisfaisante sur les sons graves ne peut-elle être obtenue en construisant un haut-parleur de telle sorte que sa caractéristique sur les basses fréquences s'abaisse progressivement, et compense les variations de la courbe de réponse dans les gammes déficientes ?

Cette possibilité est évidente. Les éléments de la chaîne sonore peuvent, en principe, être adaptés les uns aux autres, en étudiant leurs caractéristiques diverses

en fréquence, de façon à obtenir, si possible, un équilibre des fréquences, et la réponse totale désirée fournie par l'ensemble de la chaîne.

Mais, pour obtenir un résultat suffisant, peut-on employer des haut-parleurs fonctionnant à l'air libre ?

Bien entendu, il n'en est rien et nous l'avons déjà indiqué, en raison des effets mutuels produits par l'onde avant et l'onde sonore du diffuseur, spécialement sur les sons graves.

En enfermant l'arrière du haut-parleur dans un boîtier étanche de dimensions suffisantes s'opposant ainsi à la propagation de l'onde arrière, obtient-on une atténuation efficace et améliore-t-on la courbe de réponse ?

C'est là un fait exact, mais à condition cependant d'étudier le volume de l'enceinte en correspondance avec les caractéristiques du haut-parleur. Si le boîtier est trop réduit, l'air contenu agit comme un ressort qui réduit la course du diffuseur cône, et la compliance élève la fréquence de résonance et affaiblit la réponse sur les sons graves.

Un boîtier enfermant ainsi l'arrière du haut-parleur peut-il être réalisé de façon à jouer un rôle plus actif que celui correspondant exactement à son volume ?

C'est là une possibilité exacte, utilisée dans les enceintes closes ou baffles infinis. Si le coffret est rempli d'un matériau peu condensé et poreux, tel que la laine de fibre de verre, ses réactions sur le haut-parleur sont réduites, et il peut agir dans certaines conditions, comme un

coffret de plus grandes dimensions.

Un montage dans lequel ainsi l'arrière du haut-parleur est enfermé dans un boîtier étanche peut-il être considéré comme un système à suspension acoustique ou pneumatique ?

Il n'en est pas ainsi. Lorsqu'un haut-parleur est monté dans une enceinte close, la suspension du cône et la masse d'air contenue dans le coffret déterminent la compliance du système. Le terme de suspension acoustique s'applique seulement avec précision lorsque la compliance de la masse d'air est beaucoup plus réduite que celle du haut-parleur.

Mais, dans certains systèmes d'enceintes acoustiques, peut-on utiliser l'onde frontale d'une manière efficace, au lieu de supprimer son action ?

Il en est bien ainsi dans les enceintes « bass reflex ». Avec une construction bien étudiée, la combinaison de la compliance de l'air dans l'enceinte comportant une ouverture frontale ou latérale, et la masse de l'air à l'intérieur et autour de cette ouverture, constitue un élément additionnel résonnant, qui produit un renforcement de l'onde sonore sur une gamme limitée de fréquences.

Mais ces enceintes bass-reflex ne produisent-elles pas des « sons de tonneau » ?

Il n'en est rien, si elles sont bien étudiées. Un système bass reflex correctement construit produit des sons graves réguliers et étendus sans pointe de résonance ; mais dans ce but, le coffret et le haut-parleur doivent être bien adaptés. Une construction insuffisante peut déterminer

des « pointes » de renforcement des sons graves qui risquent, en effet, de produire des « sons de tonneau ».

Si cette distorsion se produit dans un haut-parleur fonctionnant sur la gamme des sons graves, le seul inconvénient se manifeste-t-il par la création d'harmoniques gênants ?

Ce n'est pas exact. Les harmoniques ont des fréquences multiples de la fréquence du signal fondamental ; lorsqu'une distorsion se produit, il y a aussi production d'intermodulation, lorsque deux signaux de fréquence différente sont présents en même temps.

Les sons ainsi produits ne sont généralement pas en rapport musical avec la fondamentale, et sont même beaucoup plus gênants pour l'oreille que s'ils étaient des harmoniques.

Les ondes arrière produites par les haut-parleurs et réfléchies par les murs de la salle d'écoute peuvent-elles être utilisées pour obtenir des effets omnidirectionnels ? C'est là le rôle des haut-parleurs à diffusion bien souvent recommandés à l'heure actuelle.

Il en est bien ainsi. En fait, l'oreille reçoit des sons provenant du haut-parleur par des trajets distincts, directement ou après une ou plusieurs réflexions, et juge les caractéristiques directionnelles de la source en évaluant le rapport d'intensité entre les sons directs et réfléchis. Cette question a déjà été indiquée plus haut (Fig. 7 et 8).

Dans ce domaine directionnel, les haut-parleurs directs ou à réflexion peuvent-ils constituer des sources sonores de surface active plus grande, en fait, que l'indiqueraient leurs dimensions physiques ?

Ce fait est exact. Si nous écartons la musique produite par un orchestre comme on le voit sur la figure 4, un instrument placé à gauche produit des sons d'égale intensité qui parviennent simultanément à nos deux oreilles. Mais, s'il s'agit d'un instrument placé à l'extrême-droite, c'est-à-dire assez éloigné de nos oreilles, les sons se propagent d'une manière assez différente. Ils arrivent avec un certain retard et un léger renforcement sur l'oreille droite, plutôt que sur l'oreille gauche. Comme nous l'avons déjà vu, le mécanisme psycho-physiologique de l'ouïe humaine interprète ces différen-

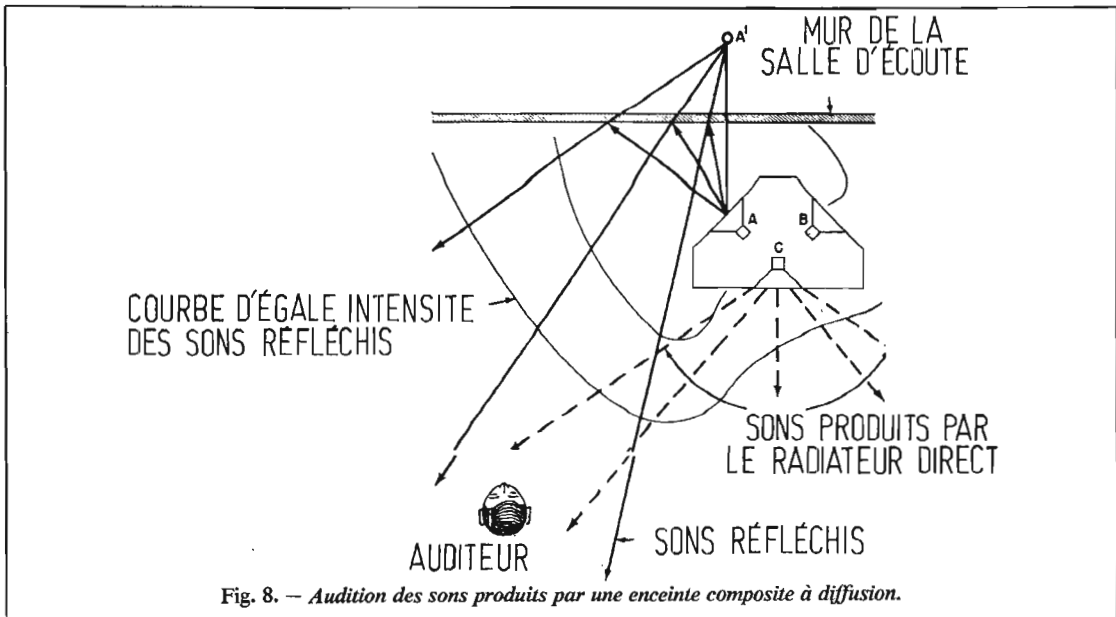
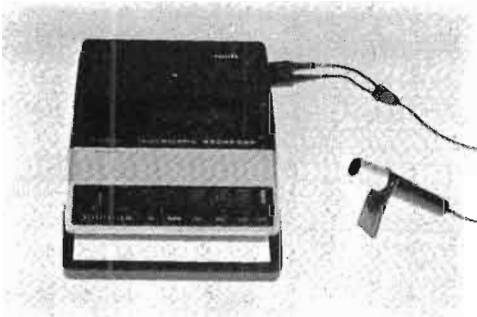


Fig. 8. — Audition des sons produits par une enceinte composite à diffusion.

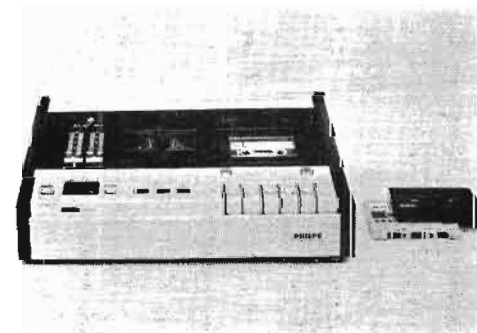
(Suite page 182)

NOUVEAUTES

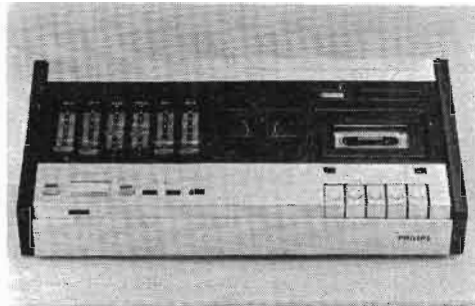
PHILIPS



N2221 - Magi K7. Piles (5 × 1,5 V) ou secteur (110 à 240 V). Contrôle automatique d'enregistrement. Clavier de commandes à touches. Touche d'éjection de la cassette. Contrôle de volume par curseur. Poignée escamotable. Prise pour haut-parleur supplémentaire. Livré avec micro à télécommande, cassette, câble de liaison. L 19,5 × H 6,5 × P 24,3 cm.



N2509. Platine stéréophonique utilisant les cassettes hi-fi et Low Noise. Positionnement automatique en fonction du type de cassette utilisé (cassette « Low Noise » ou cassette « hi-fi »), avec voyants lumineux. Touches d'arrêt momentané et d'éjection de la cassette. DNL commutable. Clavier de commandes à touches. Potentiomètres à curseurs. Arrêt automatique avec voyant lumineux. Touches d'arrêt momentané et d'éjection de la cassette. Livré avec cassette hi-fi et câble de liaison. L 37 × H 8,5 × P 24 cm.



N2407 - Stéréo K7 utilisant les cassettes hi-fi et Low Noise. Puissance 10 W par canal. Positionnement automatique en fonction du type de cassette utilisé (cassette « Low Noise » ou cassette « hi-fi »), avec voyants lumineux. DNL commutable. Clavier de commandes à touches. Potentiomètres à curseurs. Monitoring pendant l'enregistrement. Arrêt automatique avec voyant lumineux. Touches d'arrêt momentané et d'éjection de la cassette. Livré avec 2 enceintes acoustiques 22 RH 412, micro stéréo N8402, cassette hi-fi et câble de liaison. L 43 × H 7,5 × P 23 cm.

ELAC



Compact 1000 Quadrosound. Puissance 2 × 25 W efficaces. Platine magnétique automatique à plateau lourd Elac. Tuner AM/FM, 6 touches pour présélection en FM. Sélection en FM par effleurement du champ sensoriel. Potentiomètres à curseur pour graves, aigües. Balance, volume et dosage des HP arrière du système quadripophonique. Cir-

cuits intégrés, transistors à effet de champ. Système ambiophonique incorporé, obtenu en ajoutant les deux enceintes arrière.



Platine PC660. Platine pouvant fonctionner en manuel, automatique, avec ou sans chargeur, ou répétition infinie. Plateau lourd, équilibré en zamak amagnétique. Bras de pick-up de précision, de section quadratique, entièrement équilibré. Pick-up de la qualité Elac Hi-Fi stéréo magnétique. Réglage continu du tracking entre 0 et 6 p. Commande par poussoir. Contrôle du tracking. Lift incorporé pour bras de pick-up. Entraînement par moteur asynchrone quadripolaire. Dimensions du châssis : L 434 mm × 349 mm. Livrée avec lecteur STS 244.17. Ebénisterie sobre, élégante, noyer ou blanc.

AKAI



Tuner-amplificateur quadripophonique AS980.

Caractéristiques techniques :

Section amplificateur. Puissance de sortie : 2 CH : 60 W - 4 Ω : 4 CH : 40 W - 4 Ω, (4 ×

30 W) - 8 Ω . Distorsion harmonique : 0,05 % - 8 Ω (20 W). Bande passante (IHF) : 10 Hz à 60 000 Hz - 8 Ω . Courbe de réponse, niveau normal d'écoute : 10 Hz à 60 000 Hz (- 3 dB). Sensibilité d'entrée : phono 1 et 2 : 3 mV/50 k Ω ; (phono 1 : 1,5 mV/50 k Ω - CD4). Aux. : 180 mV - 100 k Ω . Tape monitor 1 et 2 : 180 mV/100 k Ω (tape 3 : 160 mV/100 k Ω). Mic. : 3 mV/50 k Ω . Rapport signal-bruit : phono, 80 dB ; aux., 90 dB. Séparation de voies (sortie nominale) meilleure que 50 dB (phono).

Section tuner FM : Gamme et FI : 88 à 108 MHz - 10, 7 MHz. Sensibilité (IHF) : 1,7 μ V. Distorsion harmonique : mono, inférieure à 0,2 % ; stéréo, inférieure à 0,6 %. Rapport signal-bruit : meilleur que 70 dB. Sélectivité : meilleure que 80 dB.

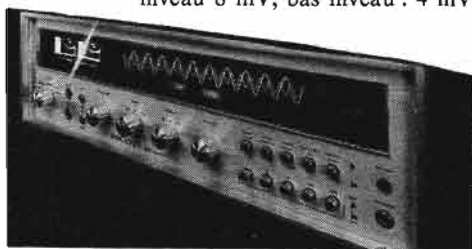
Section tuner AM : Gamme et FI : 535 à 1 605 kHz. Sensibilité (IHF) : 10 dB à 1 MHz (400 Hz 30 % mod.). Encombrement : 650 x 168 x 426 mm. Poids : 20,5 kg.

SCOTT

AMPLIFICATEUR STEREO 490

Caractéristiques techniques : puissance continue par canal 70 W. Distorsion harmonique :

0,5 %. Réponse en fréquence : 15 Hz à 30 kHz \pm 1 dB à 10 W. Sensibilité des entrées : PU haut niveau 8 mV, bas niveau : 4 mV,



micro 5,5 mV, magnéto et auxiliaire : 0,55 mV. Impédance des entrées : PU : 47 k Ω , micro 47 k Ω . Magnéto : 50 k Ω , auxiliaire 50 k Ω .

TUNER AM/FM 431



Caractéristiques techniques : partie tuner FM : sensibilité : 1,7 μ V, gamme de fréquences : 87 à 109 MHz. Rapport signal-bruit : 65 dB, distorsion harmonique : 0,8 %. Réponse en fréquence : 50 Hz à 15 kHz. Partie tuner AM : sensibilité : 100 μ V. Gamme de fréquence : 535 kHz à 1 620 kHz. Sélectivité : 32 dB. Distorsion harmonique à 60 % de modulation : 2 %.

ISOPHON

PROMINENT 2002



La Prominent 2002 est une enceinte acoustique de studio. Elle a une puissance musicale de 100 W et une puissance efficace de 70 W. C'est une enceinte à 4 voies qui dispose d'une bande passante de 25 à 20 000 Hz. Elle comprend un woofer de 300 mm, un haut-parleur de médium-bass de 203 mm et un tweeter. Ces haut-parleurs sont réglables par 2 potentiomètres.

CONNAISSANCE DES HAUT-PARLEURS (Suite de la page 180)

ces, pour déterminer avec plus ou moins de précision la direction de la source (Fig. 6).

Pour que la source sonore nous semble de surface plus grande qu'elle ne l'est en réalité, il est nécessaire d'avoir différentes sortes de sons, provenant de différentes parties de la source sonore « apparente ». Un haut-parleur, à la fois à effet direct et à réflexion, peut permettre d'obtenir ce résultat, comme on le voit sur la figure 8.

Le son provenant d'un haut-parleur A est réfléchi sur la paroi et joue, en quelque sorte, le rôle d'un haut-parleur A' imaginaire « fantôme », placé derrière le mur de la salle d'écoute. Le son réfléchi est plus ou moins affaibli, et sa réponse en fréquence est modifiée parce que la paroi joue un rôle acoustique, et n'absorbe pas également les sons de différentes fréquences.

Le son direct provenant du haut-parleur A atteint également l'auditeur, avec les trajectoires

indiquées par les lignes incurvées représentées sur le schéma. Les formes non circulaires de ces courbes indiquent que la réception des sons médium est moins intense en dehors de l'axe du haut-parleur A ; les sons aigus de fréquence élevée sont même atténués encore davantage.

Le haut-parleur de réflexion B fonctionne d'une manière analogue à celle du haut-parleur A, excepté que le son produit a un caractère légèrement différent. Enfin, le haut-parleur à radiation directe C fonctionne comme un appareil normal de type classique.

Les sons suivant différentes trajectoires atteignent l'auditeur après avoir parcouru des distances différentes, ce qui produit également des différences des temps d'arrivée sur les oreilles droite et gauche. La combinaison des différences d'intensité, de réponse en fréquence, et d'instant d'arrivée des sons, procure à l'auditeur une sensation de

largeur et d'étendue de la source sonore.

Ces systèmes de haut-parleurs à réflexion sonore, ont-ils, en fait, une réponse en fréquence qui dépend réellement en grande partie, des qualités réfléchissantes des parois qui se trouvent derrière eux ?

Cette idée est inexacte, en pratique, parce que ces types de haut-parleurs comportent généralement des systèmes d'équilibrage qui permettent à l'auditeur d'effectuer une compensation de l'absorption des sons aigus à fréquence élevée produite par les murs de la pièce qui se trouvent derrière le haut-parleur. La plupart des murs qui comportent un revêtement absorbent les sons aigus, lorsque la fréquence augmente, de telle sorte qu'une courbe d'équilibrage « montante » progressive, peut être assez facilement choisie, pour produire une réponse en fréquence pratiquement satisfaisante et uniforme avec, d'ailleurs, les res-

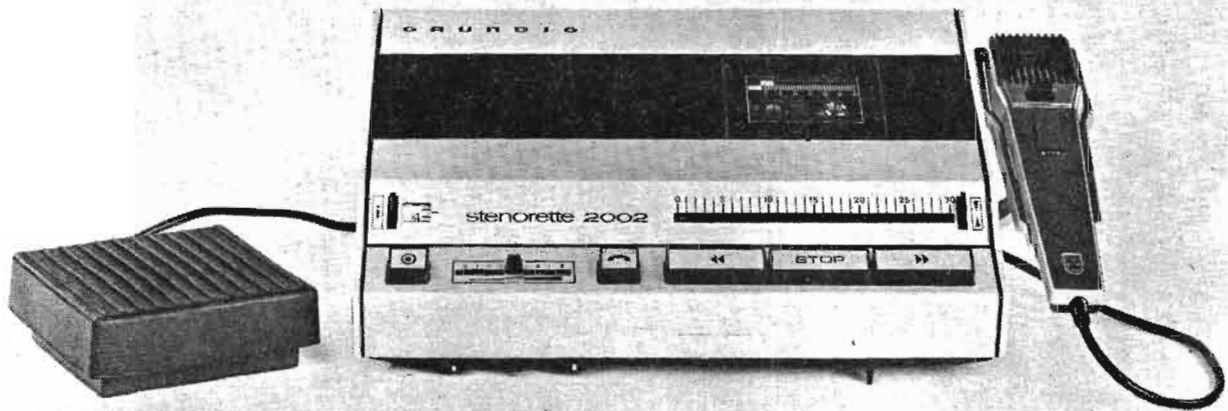
trictions indiquées précédemment.

Un haut-parleur ne produit pas seulement des déformations sonores ; certains sont accusés de production de bruits parasites, en particulier de bourdonnements et de ronflements ; ce fait est-il fréquent ?

Il n'en est rien. Un haut-parleur est normalement incapable de produire par lui-même des sons, sauf s'il est gravement détérioré et si, par exemple, la bobine vient frotter sur les pièces polaires. Il peut seulement reproduire en les transformant, les signaux électriques qui lui sont transmis.

Ainsi, un haut-parleur ne peut, par lui-même, produire un ronflement ou un bourdonnement ; il peut seulement favoriser la reproduction des sons parasites de cette catégorie, transmis par les éléments antérieurs de la chaîne, tels que l'amplificateur, ou tout simplement des ronflements enregistrés sur la bande magnétique. R.S.

LE DICTAPHONE GRUNDIG



stenorette 2002

NOUS avons analysé dans notre précédent numéro la Sténorette 2000, appareil portatif autonome. Son complément, la Sténorette 2002 permet deux fonctions : l'exploitation des cassettes enregistrées par la 2000, ou encore l'emploi en machine à dicter de bureau.

A cet effet, un certain nombre de commodités ont été prévues, permettant une exploitation dans différentes configurations de fonctionnement : enregistrement de textes, avec superposition éventuelle d'un top sonore pour indiquer une correction, variation de $\pm 15\%$ de la vitesse de lecture pour obtenir une compréhension parfaite, télécommande à main, à pédale, ou à partir d'une machine à écrire électrique munie de touches prévues pour obtenir cet effet, enregistrement de communications téléphoniques, réglage de la sensibilité à l'enregistrement pour emploi en conférence ou en dictée.

CARACTERISTIQUES

Vitesse de défilement : 2,4 cm/s $\pm 2\%$, réglable à la lecture de $\pm 15\%$ par variation de la vitesse moteur.

Pleurage : maximal 1 %.

Durée de rebobinage : environ 60 s.

Entraînement : par moteur continu à régulation électronique.

Durée de la cassette : 30 mn.

Circuits : commutables électroniquement à la lecture et à l'enregistrement.

Enregistrement : niveau à réglage automatique sur une plage de 40 dB.

Puissance de sortie : 300 mW/40 Ω , avec un taux de distorsion maximal de 10 %.

Fréquence de prémagnétisation : 20 kHz.

Effacement : par courant continu.

Rapport signal/bruit : environ 40 dB.

Alimentation : 110-240 V \sim , ou 12 V continu (11,5-16 V) négatif à la masse.

Consommation : 25 W sur le réseau, 1,2 A sur 12 V.

Accessoires : microphone à touches pour télécommande, adaptateur téléphonique, pédale de télécommande, écouteur ou casque.

Encombrement : 271 x 178 x 68 mm, pour un poids nu de 2,630 kg.

PRESENTATION

L'encombrement est réduit, l'esthétique est étudiée pour s'harmoniser avec le mobilier de bureau. Les différentes commandes sont disposées de façon très acces-

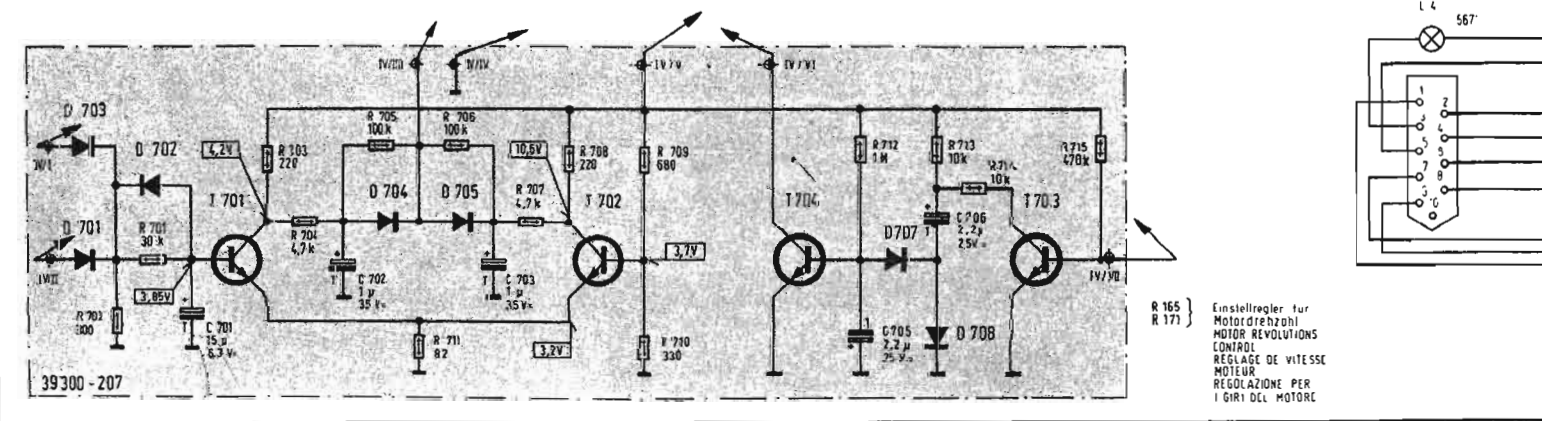
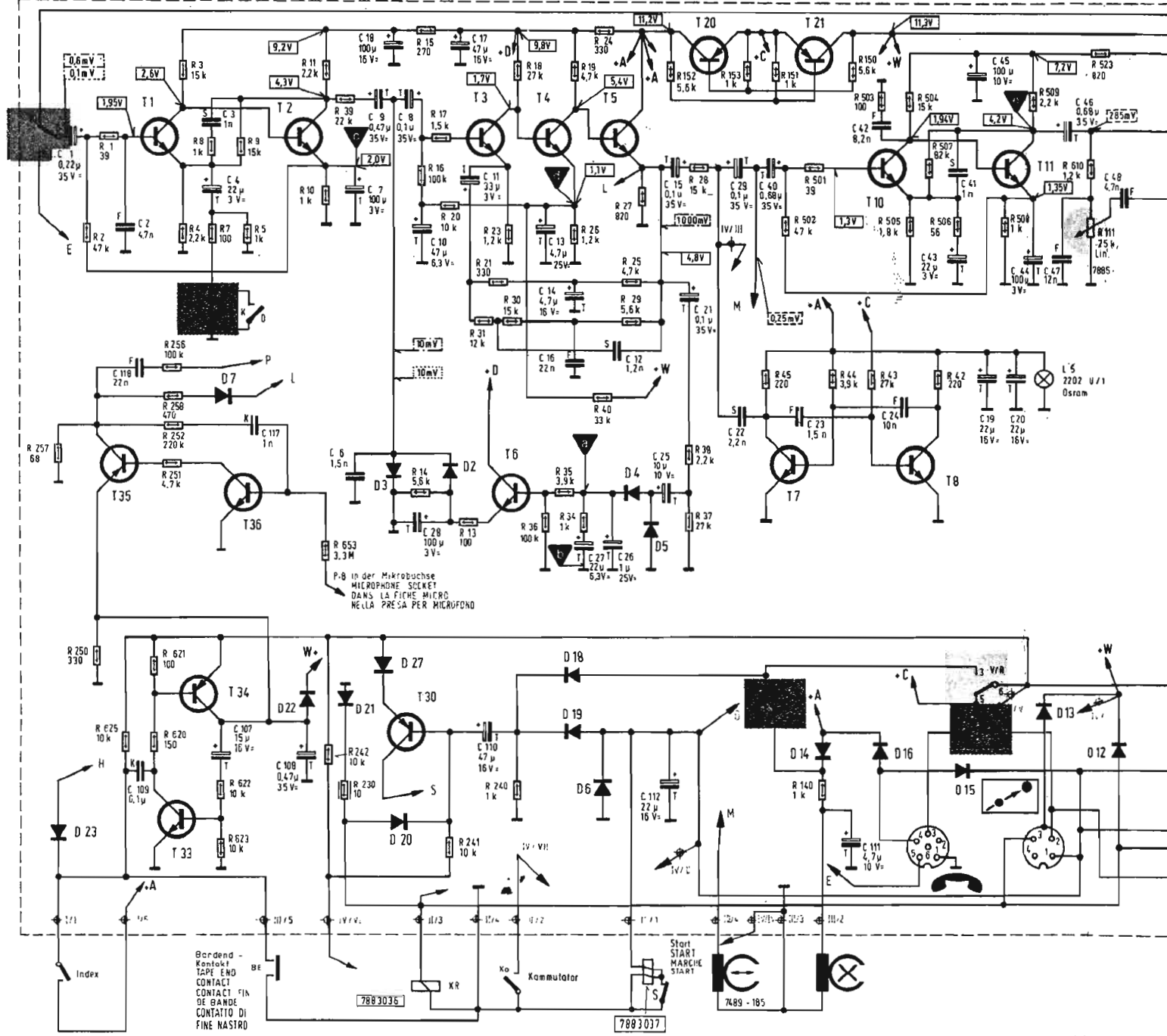
sible, mais leur maniement nécessite obligatoirement l'étude attentive de la notice et une série d'essais avant d'acquiescer la bonne connaissance de leur utilisation, afin de tirer parti de toutes les possibilités de l'appareil. Sur le bandeau situé au bas du plan incliné, sont disposés de gauche à droite, la touche de mise en route, le potentiomètre de volume utilisable seulement à la reproduction, la touche enregistrement téléphonique à verrouillage, et les touches rebobinage, avance rapide et stop. Une échelle graduée linéaire double celle de la cassette, de façon très visible, et indique la capacité utilisable de celle-ci. Une touche à l'extrême gauche du compteur, permet lors du contrôle à la lecture, de signaler un passage par la surimpression d'un top sonore, avec un petit compteur pour noter le temps de la correction.

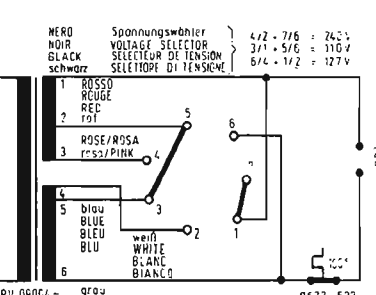
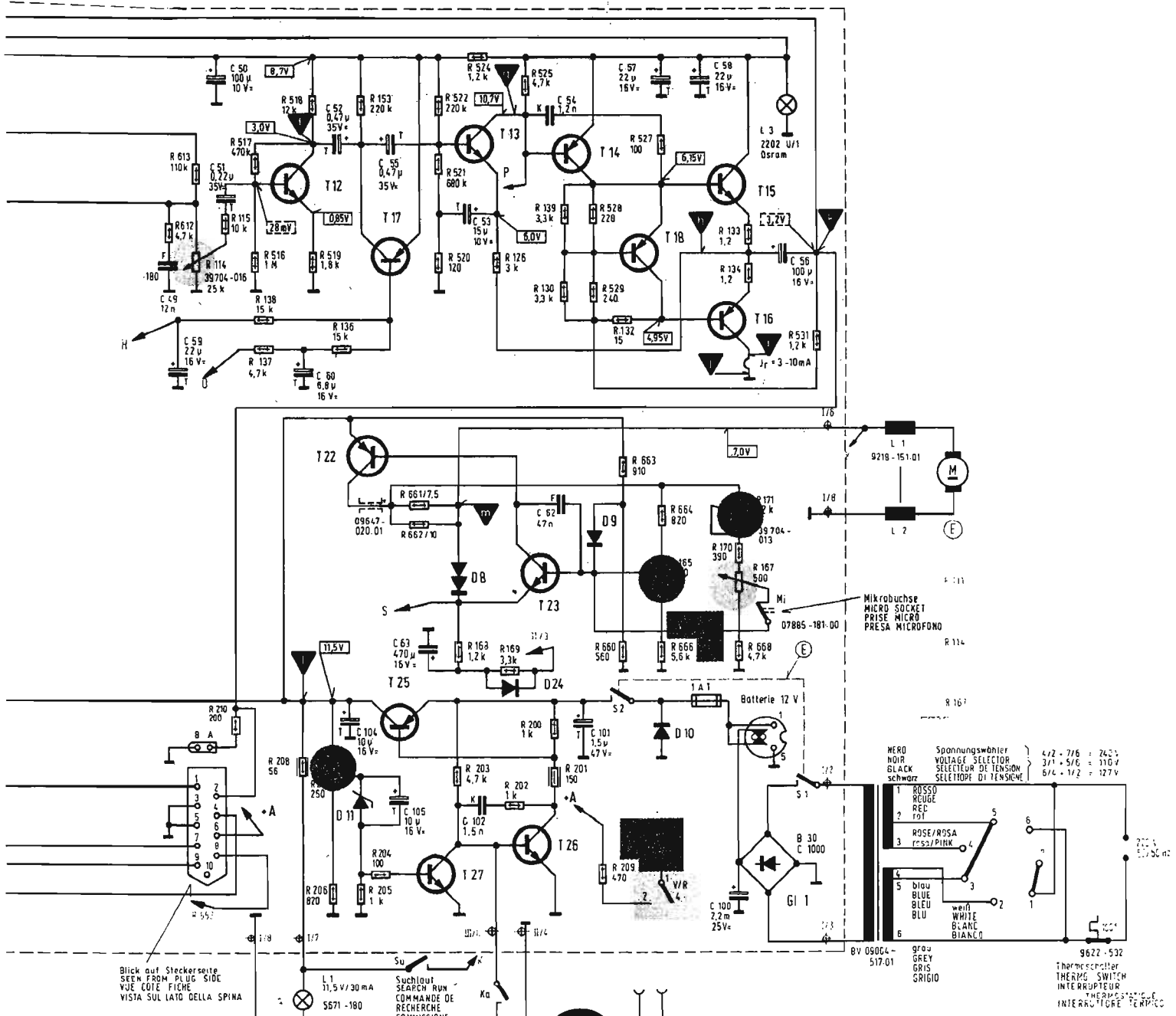
A demi encastrés sous le panneau avant, nous trouvons les potentiomètres de réglage de vitesse à la lecture, du réglage de tonalité, et l'inverseur de sensibilité à l'enregistrement, en position haute celui-ci correspond à un texte dicté, en position basse, à l'enregistrement d'une conférence. La touche d'éjection de la cassette est située dans le même

plan que les précédentes commandes, une sécurité interdit son fonctionnement lorsque la bande défile. Une sécurité supplémentaire, constituée de façon identique à celle de la Sténorette 2000, interdit l'emploi de l'appareil en l'absence de cassette.

Des sécurités sont installées également en différents points, ainsi par exemple, la pédale de télécommande, si on la presse, peut perturber le cycle enregistrement ou déclencher celui-ci inopinément, aussi sa prise de raccordement lorsqu'elle est enfoncée interdit tout enregistrement. Cette pédale ne peut donc être utilisée qu'à la lecture, ainsi d'ailleurs que la prise casque ou écouteur, que l'on ne peut utiliser simultanément avec le microphone branché, la prise de ce dernier masquant celle-là.

L'emploi de l'appareil peut donc se résumer de la façon suivante : un texte est dicté, les manœuvres sont obtenues par le poussoir disposé sur le microphone, muni d'un voyant lumineux indiquant l'enregistrement, ce texte peut être lu en totalité, reproduit par le microphone réversible, et corrigé grâce à une marche arrière rebobinant environ 5 à 10 s. de texte, une touche de l'appareil permet de superposer un top sonore sur le texte.





Blick auf Steckerseite
SEEN FROM PLUG SIDE
VUE CÔTÉ FICHE
VISTA SUL LATO DELLA SPINA

Suchlauf
SEARCH RUN
COMMANDE DE
RECHERCHE
COMMISSIONE DI
CERSARE

Kassetten-
Kontakt
CASSETTES - CONTACT
CONTACT DE CASSETTES
CONTATTO DI CASSETTE

Fußschalter oder Handschalter
FOOT SWITCH OR HAND SWITCH
CLAVIER OU PEDALE
TELECOMANDO A PEDALE O A MANO

Diktat
DICTATION
DICTÉE
DITTATURA

Konferenz
CONFERENCE
CONFERENCE
CONFERENCE

Wiedergabe
PLAYBACK
LECTURE
ASCOLTO

1 kHz
gemessen mit RV 55
MEASURED WITH RV 55
MISURATE CON RV 55

R 500... R 600
n.8.v. 820 - 190.97

1/8 W

1/2 W

nicht entflammbarer Widerstand
NON INFLAMMABLE RESISTOR
RESISTANCE NON INFLAMMABLE
RESISTENZA NON INFLAMMABILE

Meßpunkt
TEST POINT
POINT DE MESURE
PUNTO DI MISURA

E=ko

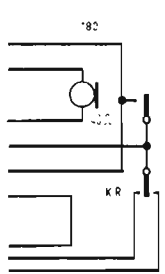
Tantali-
Eiße

Styrolitex
Kond

Folien
Kond

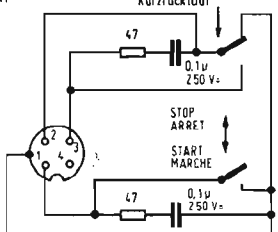
Netzma-
Kond

Thermeschalter
THERMIST SWITCH
INTERRUPTEUR
THERMISTIQUE



Aufnahme
RECORDING
ENREGISTREMENT
REGISTRAZIONE

CORSO DI
RITORNO BREVE
REPEITION
BACK SPACING
Kurzrücklauf



STOP
ARRET

START
MARCHE

Microphone débranché, la secrétaire peut alors utiliser l'appareil à la lecture uniquement, elle y raccorde le casque, la télécommande machine ou à pédale et tape le texte enregistré sur la cassette, tout en conservant la possibilité d'enregistrer une communication téléphonique si l'adaptateur est raccordé. Vu le luxe de sécurités et d'interdictions installées, le constructeur a sans doute voulu démontrer, et il y a réussi, que l'appareil ne serait jamais un magnétophone avec lequel la secrétaire ferait joujou lorsque son supérieur aurait le dos tourné, argument de vente certainement justifié. La secrétaire peut tout de même obtenir une petite revanche, elle peut effacer totalement les cassettes, en enclenchant simultanément la touche téléphone et celle de défilement rapide, avant ou arrière.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

L'ensemble des circuits comporte un nombre élevé de commutations. Les composants utilisés sont classiques, peut-être l'emploi de circuits intégrés aurait-il simplifié le schéma.

A l'enregistrement, les signaux provenant du microphone ou de l'adaptateur téléphonique sont appliqués après commutation au préamplificateur à deux étages utilisant les transistors T_1 et T_2 . La charge de sortie de T_2 est contrôlée par une tension continue d'AGC de façon à permettre le réglage automatique de niveau, le signal de commande est prélevé en sortie de la chaîne d'amplification à trois étages en liaison continue T_3 - T_4 - T_5 , puis redressé et appliqué à T_6 monté en résistance variable. A la sortie de T_5 , le signal basse fréquence est mélangé à la fréquence de pré-magnétisation, générée par le multivibrateur composé des transistors T_7 - T_8 , puis appliqué à la tête d'enregistrement.

Une commutation électronique, produite par une bascule bistable (T_{35} - T_{36}) bloque à l'enregistrement l'amplificateur de reproduction, en polarisant au cut-off la base du transistor T_{14} (point P). A la lecture, ce circuit bascule et bloque le transistor T_3 de l'amplificateur d'enregistrement en verrouillant son émetteur (point C).

Le signal provenant de la tête de lecture est alors amplifié par le circuit séparé T_{10} - T_{11} , puis R_{111} et R_{114} contrôlent la tonalité et l'amplitude du signal reproduit, qui est amplifié par T_{12} - T_{13} - T_{14}

et le circuit complémentaire final T_{15} - T_{16} , puis dirigé vers le casque ou le microphone de contrôle.

Les circuits annexes permettent les séquences d'arrêt automatique en fin de bande, la télécommande, et l'inscription du top sonore de correction.

La tension d'alimentation générale des circuits est réglée par un ensemble à trois étages, le ballast T_{25} et la boucle T_{26} - T_{27} diode Zener D_{11} , la régulation de vitesse du moteur part du 11,5 V réglé, elle est conçue de façon identique à celle de l'alimentation par régulation série. L'ajustage de la vitesse est réalisée à l'aide du potentiomètre R_{171} , et la variation de $\pm 15\%$ à l'aide du potentiomètre R_{167} , mis en service seulement à la lecture et lorsque le microphone est débranché.

La commande d'arrêt automatique du moteur en changement de cycle ou en fin de bande est actionnée par blocage du transistor T_{23} entraînant celle de T_{22} , le signal est appliqué au point S en provenance de l'étage T_{30} . Par ailleurs, un signal de blocage de l'amplificateur basse fréquence est appliqué par l'intermédiaire du transistor T_{17} , qui court-circuite la charge de sortie du transistor T_{12} .

La réalisation mécanique est soignée, l'ensemble est relativement complexe, un luxe de renvois, pignons, cardans, poulies est utilisé, permettant la commutation des séquences du fonctionnement de façon très astucieuse. Cette partie de l'appareil mérite un compliment pour les solutions adoptées.

CONCLUSION

L'appareil est bien conçu, tant du point de vue mécanique qu'électronique, avec un luxe de sécurités, et seulement pour l'emploi en machine à dicter. Le constructeur a mis l'accent sur le côté appareil destiné au travail de secrétariat, ce qui doit lui permettre une action commerciale efficace. L'emploi de la Sténorette 2002 est simple, une fois son fonctionnement et ses possibilités assimilées, ce qui est indispensable pour tirer parti de toutes ses possibilités.

J.B.

ANALYSE DES CIRCUITS DE DÉVIATION HORIZONTALE A THYRISTORS

ERRATUM

Dans notre numéro 1420 du 13 septembre 1973 dans l'article : analyse des circuits de déviation horizontale à thyristors, deux paragraphes ont été inversés à la page 157. Nous reproduisons ci-dessous la partie de l'article où se situait l'erreur en priant nos lecteurs de bien vouloir nous excuser.

2^e phase : Intervalle de temps « $t_2 - t_1$ » (Fig. 6).

Le champ créé par le courant I_{DHO} ne disparaît pas immédiatement — toujours à cause de la loi de Lenz — il maintient le courant initial au temps t_1 alors que la source de ce courant disparaît puis le champ magnétique décroît ainsi que I_{DH} ; ce courant ne peut revenir à la source mais passe par la diode D_2 , passante grâce au sens du courant traversant le circuit série L_2 - C_2 . C_2 en profite pour se charger à une tension V_{C2} ayant les polarités indiquées sur la figure 6.

Le courant I_{DH} finit par atteindre une valeur qui correspond à une disposition axiale du faisceau sur l'écran et que nous plaçons arbitrairement à 0.

3^e phase : Intervalle de temps « $t_3 - t_2$ » (Fig. 7).

Le courant I_{DH} s'étant annulé, le condensateur C_2 va se décharger créant un courant dans l'autre sens et qui va traverser le thyristor dans la direction anode-cathode. Non amorcé, le semi-conducteur se comporte comme une résistance de moins en moins grande à mesure que la tension à ses bornes croît (voir courbe AB_3 , Fig. 3). Cette variation de résistance a pour effet de redresser la montée de courant BC, laquelle s'amortirait trop si celle-ci restait constante. Par ailleurs aucune oscillation, analogue à celles de la figure 5, n'apparaît à cause de l'amortissement élevé du circuit.

4^e phase : Intervalle de temps « $t_4 - t_3$ » (Fig. 8).

Si la réalité nous démontre que les parties AB et BC se raccordent assez linéairement c'est que des mises au point judicieuses ont été effectuées quant au choix des valeurs de C_2 et de L_2 . Toutefois L_2 étant l'élément commun, il est normal que les pentes restent les mêmes. Toutefois, nous verrons que des circuits viennent en parallèle sur les composants principaux et qu'ils ont précisément pour effet de linéariser la montée.

L'impulsion d'amorçage du thyristor Th de commutation vient toutefois à point nommé pour redresser la montée BC et pour la terminer à $+ I_{DHO}$.

A ce moment, le circuit $L_1 C_1$ se trouve ramené à la masse via le thyristor Th_1 et C_1 libère sa charge accumulée par le circuit d'alimentation V_1 (voir Fig. 1). Il en résulte un courant I_{T1} qui circule soit dans D_2 , soit dans Th_2 devenu très conducteur grâce à l'impulsion engendrée par l'amorçage de Th_1 . En fait l'amorçage a lieu avec un décalage ϵ défini par le temps de transfert du transformateur T_1 et des composants placés dans la gachette de Th_2 (Fig. 1); cela a pour effet de faire monter plus doucement le courant dans Th_2 et d'éviter les surcharges; l'usage de L_3 se trouve ainsi notamment justifié.

Le thyristor Th_2 est désormais traversé par deux courants :

- I_{T1} qui croît malgré tout très vite (Fig. 9 B, branche CD);
- I_{DH} qui n'augmente plus guère, s'approchant de I_{DHO} (branche CD, Fig. 9 A).

De ces deux courants résulte une différence I_{T2} qui tend vers zéro et, quand I_{T1} devient supérieur à I_{DHO} , condition rendue possible en choisissant des valeurs adéquates à L_1 et C_1 , le thyristor Th_2 se désamorce automatiquement (intervalle $t_4 - t_3$).

5^e phase...

L'AMPLIFICATEUR DUAL CV 120



L'AMPLIFICATEUR CV120 est le modèle le plus intéressant de la gamme Dual, que son constructeur a volontairement limitée à l'heure actuelle à une valeur de 2×40 W eff. Les caractéristiques sont bonnes, les possibilités d'emploi étendues permettent le raccordement à toutes les sources de modulation, une sécurité électronique protège les circuits de sortie, enfin deux paires d'enceintes peuvent être raccordées pour exploitation simultanée ou séparée.

CARACTÉRISTIQUES

Puissance de sortie : 2×40 W eff. à 1 kHz sur charges de 4Ω .

Distorsion harmonique : $\leq 0,2\%$ à 30 W.

Bande passante : 8 Hz-55 kHz.

Correcteurs de tonalité : grave + 15 - 16 dB à 40 Hz, aigu + 16 - 18 dB à 15 kHz.

Filtre passe-haut : - 3 dB à 50 Hz, pente 12 dB/octave.

Filtre passe-bas : - 3 dB à 6,5 kHz, pente 12 dB/octave.

Action du correcteur « présence » : + 4,5 dB à 4 kHz.

Correction physiologique : + 12 dB à 100 Hz, au niveau - 30 dB en sortie, avec position commutable.

Entrées : microphone, 2 mV/47 k Ω ; PU magnétique, 2,5 mV/47 k Ω ; magnétophone, 300 mV/470 k Ω ; tuner, 300 mV/

470 k Ω ; monitoring auxiliaire ou PU céramique, 300 mV/470 k Ω .

Sorties : 2 paires d'enceintes 4-16 Ω ; prise casque.

Rapport signal/bruit : entrées haut niveau, ≥ 78 dB ; PU magnétique, > 62 dB ; microphone, > 56 dB.

Séparation des canaux : ≥ 45 dB à 1 kHz.

Protections : électronique et par dispositif limiteur thermique à affichage, plus fusibles.

Alimentation : 110-240 V, consommation : 160 VA.

Encombrement : 420 x 108 x 320 mm pour un poids de 7,9 kg.

PRÉSENTATION

Le CV120 est d'aspect sobre, voire austère. La place avant est sombre, seulement agrémentée de deux bandeaux aluminium en haut et en bas. Les potentiomètres sont du type à déplacement linéaire, avec ceux des correcteurs de tonalité à action séparée pour chaque canal. Les différentes fonctions sont sélectionnées par des touches, groupées en 3 claviers. Leur repérage est bien indiqué de façon très lisible.

A l'arrière, cinq prises DIN, cinq broches sont installées pour les entrées et les deux paires d'enceintes sont raccordées sur des prises au même standard.

Selon l'habitude Dual, la commutation de tension réseau et les fusibles ne sont accessibles qu'au spécialiste, qui doit pour y

accéder, ôter le capot de l'appareil. De ce fait, une manœuvre intempestive n'est pas à redouter de la part de l'utilisateur.

La construction est soignée, les éléments sont installés de façon très rationnelle, avec une disposition autorisant une dissipation thermique dans de bonnes conditions. Les circuits sont de conception très orthodoxe, la technologie est celle qui est utilisée très couramment.

ANALYSE DES CIRCUITS

Les signaux provenant du microphone ou de la cellule magnétique sont appliqués au préamplificateur correcteur, afin de les porter à un niveau convenable avec un bon rapport signal/bruit et y recevoir, pour ceux de la cellule de lecture la correction en fréquence. Le circuit emploie les transistors T_1 - T_2 disposés selon le montage habituel et dont la sortie peut être dirigée vers l'amplificateur et le magnétophone si l'on utilise l'une ou l'autre de ces sources.

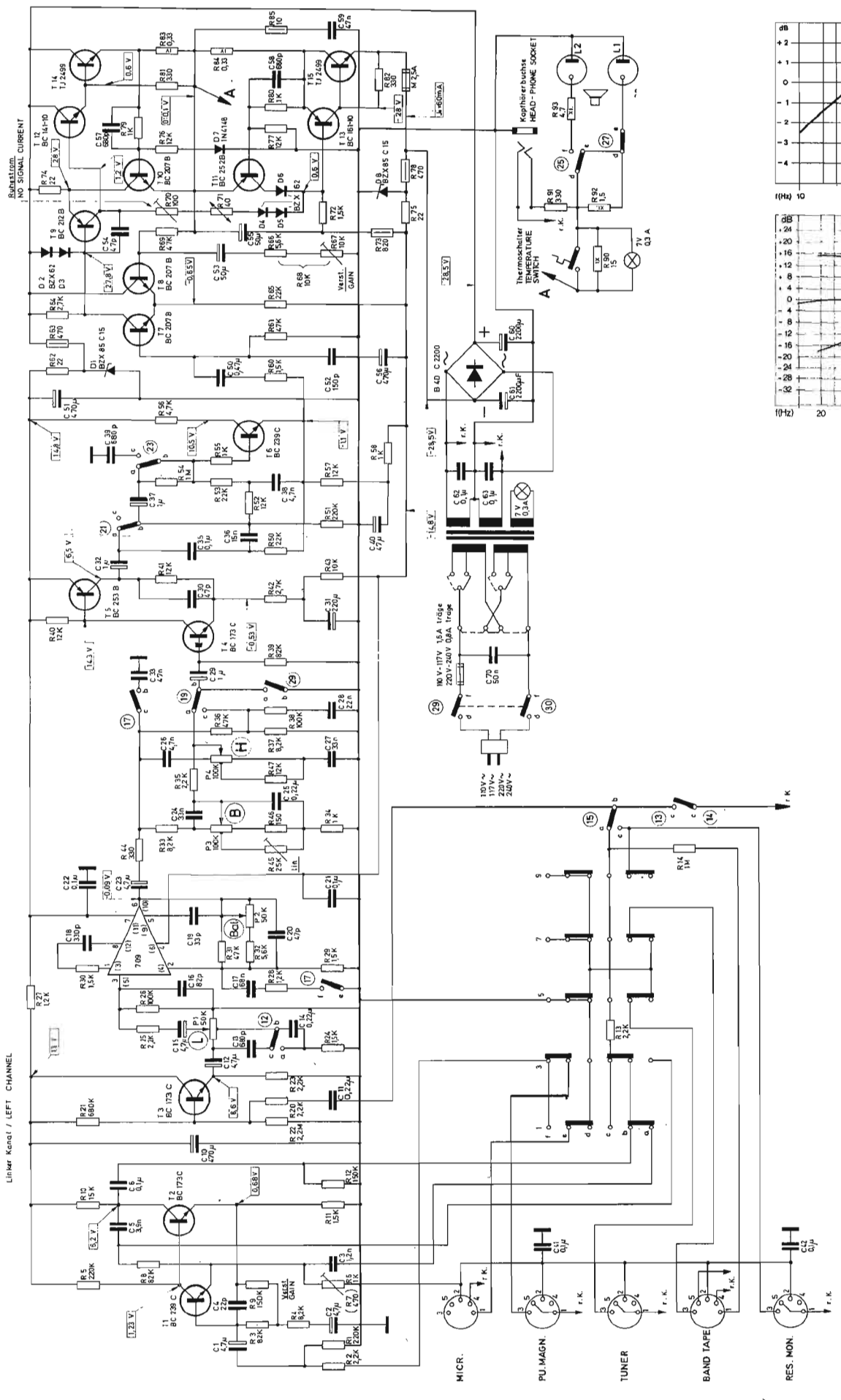
Les autres entrées dirigent leurs signaux sur la base de T_3 , monté en émetteur follower, puis en sortie de ce séparateur, leurs niveaux sont contrôlés par le potentiomètre de volume à prise de correction physiologique commutable. Le circuit intégré 709 amplifie ensuite les signaux, il comporte le circuit de balance et celui de correction « présence » dans sa boucle de correction.

A ce niveau, les réseaux de correction de tonalité et les filtres passe-haut et passe-bas exercent leur action, puis les signaux sont vigoureusement amplifiés par les transistors T_4 - T_5 , l'attaque du bloc de puissance est réalisée à travers l'étage émetteur follower T_6 .

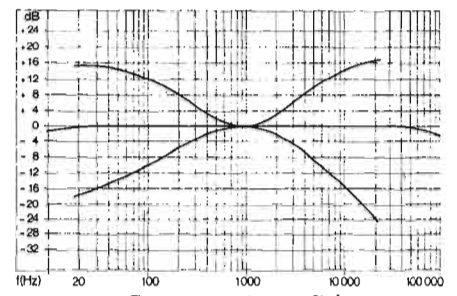
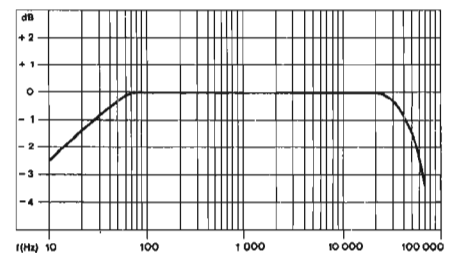
Le circuit d'entrée est différentiel, à partir de la base de T_7 , la liaison est continue jusqu'à la sortie. Les étages de sortie sont alimentés en + et - 28 V, la liaison aux enceintes est directe.

La protection électronique agit de façon classique, en réduisant l'excitation par blocage progressif de T_9 lorsque le débit émetteur de T_{14} s'élève dangereusement. En outre, un bilame est disposé en série avec chaque voie, de façon à insérer une résistance série et limiter le courant débité par les étages de sortie. Dans ce cas, la chute de tension aux bornes de R_{90} est suffisante pour provoquer l'allumage de l'ampoule signalant la surcharge du canal considéré, ce qui autorise tout de même son fonctionnement à puissance réduite. Le retour au fonctionnement normal s'effectue dès que la température descend en dessous de la valeur de déclenchement du bilame. Deux fusibles disposés en série dans l'alimentation complètent la protection.

La tension d'alimentation des petits étages et de la paire différentielle d'entrée du bloc de puissance est régulée par diode Zener.



Courbe de réponse



Correcteurs de tonalité

MESURES

La puissance maximale délivrée par l'amplificateur à la limite de l'écrêtage, atteint 2 x 44 W eff. sur charges de 4 Ω.

La distorsion harmonique relevée est de 0,06 % à 1 kHz pour 2 x 30 W eff., de 0,07 % à 40 Hz, de 0,06 % à 20 kHz pour cette même puissance.

La distorsion d'intermodulation est de 0,12 % à 2 x 30 W eff., pour les fréquences 50/6 000 Hz en rapport 4/1.

La bande passante globale, hors l'action des correcteurs de tonalité, en position linéaire, est de 20 Hz-20 kHz, + 0,5 - 1 dB au niveau 2 x 30 W. La plage d'action des correcteurs de tonalité est énergétique, ± 16 dB à 40 Hz, ± 17 dB à 15 kHz, ainsi que celle de la correction physiologique qui atteint + 14 dB à 60 Hz. Par contre, l'action des filtres passe-haut et passe-bas est un peu faible, - 3,5 dB à 50 Hz et - 4,5 dB à 10 kHz.

La correction RIAA est bonne, nous obtenons un écart de - 1,5 + 1 dB par rapport à la valeur idéale.

Les résultats de nos mesures sont conformes aux spécifications publiées par le constructeur, nous donnons ci-après les courbes communiquées par celui-ci dans sa brochure commerciale.

CONCLUSION

Le CV120 est un bon appareil aux performances très satisfaisantes. Construit sérieusement en utilisant des circuits éprouvés, il constitue un maillon de qualité pour la composition d'une chaîne.

J.B.

LE TUNER DIGITAL pour la réception de la F.M.

NUL ne conteste, de nos jours, l'intérêt présenté par la modulation de fréquence : diminution du bruit, insensibilité à la plupart des parasites, augmentation de la bande passante de transmission, possibilité d'obtenir des effets stéréophoniques, etc.

Cette amélioration très sensible des qualités de l'information a été la plus importante évolution technique de la radiodiffusion d'après-guerre. Les premiers progrès réalisés outre-Rhin dans le domaine des ondes métriques ont permis l'extension d'un réseau de stations émettrices et l'exploitation rationnelle des avantages propres à la FM.

Les récepteurs à modulation de fréquence se sont répandus de plus en plus et, avec l'aide des semi-conducteurs, ont vu leurs performances s'améliorer notablement (sensibilité, stabilité). Des dispositifs, d'abord utilisés sur des appareils professionnels tels que le « silenceur » ou le contrôle automatique de fréquence sont maintenant assez répandus dans le domaine grand public.

Ainsi se sont développées des techniques de pointe pour favoriser la diffusion de programmes radio (théoriquement) proches de la perfection, du moins suivant l'aspect technique de l'information, à l'exclusion de son contenu culturel qui ne peut être apprécié que subjectivement. On pourra noter que si la technique de réception s'est considérablement améliorée en FM depuis les quinze dernières années, elle n'a que peu évolué en modulation d'amplitude pourtant plus répandue : ceci peut s'expliquer par le fait qu'il n'y a plus rien à gagner d'une évolution de ce type de réception aux performances limitées sur le plan de la qualité

sonore. C'est peut-être aussi l'indice d'une évolution des exigences de l'auditeur en matière de fidélité auditive : la FM parfois associée à la haute fidélité semble réservée aux programmes de qualité et l'AM à la stricte information.

L'informatique en son « hardware » a lancé sur le marché toute une série de produits issus de la micro-électronique dont quelques applications ont été tentées dans d'autres domaines. Les circuits intégrés logiques et linéaires se rencontrent de plus en plus dans des appareils plus répandus que les ordinateurs. C'est ainsi que le récepteur FM commence à être équipé de circuits tels que la boucle à asservissement de phase, le démodulateur FM, le décodeur stéréo multiplex, etc.

Des ingénieurs formés à ces nouvelles techniques ont pu concevoir et mettre au point des tuners FM très élaborés en exploitant toutes les ressources offertes par l'électronique moderne pour obtenir des performances jamais atteintes sur ce type d'appareils. L'utilisation très large de circuits intégrés logiques rend d'ailleurs le tuner FM digital plus proche du mini-ordinateur que du récepteur traditionnel.

CARACTERISTIQUES GENERALES DU TUNER DIGITAL

Les performances atteintes par ces appareils sont suffisamment remarquables pour qu'il ne soit plus possible d'envisager une évolution très sensible de la technique de réception FM du moins dans les normes actuelles.

Tous les problèmes délicats liés à la précision du calage de l'accord (réglage sur la station et glissement de fréquence) sont

résolus en réduisant l'écart dans un rapport de 100 et plus. L'automatisation de la recherche des stations a été introduite et le choix ou l'élimination des programmes se fait très simplement par une décision du type « bouton-poussoir ». L'indication de la valeur de la fréquence reçue apparaît en chiffres clairs, sans parallaxe. Les circuits traditionnels tels que la partie HF et FI, le démodulateur, le décodeur, les circuits auxiliaires ont également subi une amélioration justifiée, il est vrai, par le prix de vente forcément élevé de ce type d'appareil qui met en œuvre une technologie d'avant-garde.

Il va de soi que tous ces avantages ne peuvent être acquis que par une construction très sérieuse que seules les grandes firmes industrielles spécialisées peuvent réaliser et contrôler.

Quelques chiffres donneront une idée sur les différences significatives qui existent entre un récepteur FM classique et un tuner digital.

Un récepteur FM stéréo de bonne qualité comporte généralement de 10 à 20 transistors, une quinzaine de diodes et est capable de recevoir des signaux de $1,5 \mu\text{V}$ avec un rapport S/B de 26 dB. La précision du calage de l'accord est de l'ordre de 40 kHz dans de bonnes conditions avec un contrôle automatique de fréquence et un indicateur d'accord. Dans des conditions moins idéales, sans action du C.A.F., l'écart, dérive comprise, peut atteindre 100 kHz après quelques heures.

Un tuner FM digital de références connues, affichant la même sensibilité que celle du récepteur précédent, comportera 51 transistors, 55 diodes et 55 circuits intégrés, presque tous

logiques (encore ne sommes-nous pas tout à fait sûrs de les avoir tous comptés...). Sa stabilité sera telle que la valeur absolue de l'écart de fréquence entre la valeur théorique affichée par indicateurs numériques et l'accord obtenu n'excédera jamais 1 000 Hz à 100 MHz. La sélectivité des circuits à fréquence intermédiaire, la linéarité du démodulateur, la séparation des canaux stéréo, la distorsion harmonique... sont très sensiblement améliorées par la mise en œuvre de tout derniers perfectionnements. Enfin, contrairement à ce qu'on serait tenté de croire, le réglage de l'accord du récepteur est rendu plus simple : soit par l'utilisation du balayage automatique de la gamme, soit par programmation d'une station prédéterminée. En somme, l'auditeur parvient à un réglage beaucoup plus précis avec un « effort » moindre.

On peut penser que cette complexité est la source potentielle d'ennuis futurs et que plus il y a de composants actifs, plus les cas de panne seront fréquents.

Ce raisonnement serait sans doute valable avec les méthodes traditionnelles. L'étonnante fiabilité des circuits intégrés d'une part, l'utilisation des techniques de logique électronique d'autre part, donnent, en fait, un taux de pannes moins élevé sur les récepteurs digitaux (si l'on définit la « panne » comme une anomalie de fonctionnement).

On notera que le composant actif type est le transistor sur le récepteur classique, c'est le circuit intégré sur le récepteur moderne. Le rôle rempli par un circuit intégré logique est souvent très simple et son fonctionnement par tout ou rien peut être facilement décelé. Le circuit linéaire

assurant une fonction complexe sera analysé suivant le même principe, de sorte que la technique de dépannage des récepteurs digitaux n'est pas plus complexe, toutes proportions gardées, que celle des récepteurs classiques. Cette nouvelle « race » d'appareils demande, toutefois, des techniciens formés à ces disciplines nouvelles.

Plusieurs industriels américains ont étudié et commercialisé cette technique. Scott, qui présente à New York à l'occasion de l'exposition de 1970 le premier tuner du genre, a élaboré un récepteur très au point (réf. T33S) entièrement compatible avec les exigences européennes. Heathkit, de son côté, présente un appareil (réf. AJ1510) pouvant être monté à partir d'un kit comme la plupart des appareils vendus par cette firme. Il est, d'origine, conforme aux normes américaines mais peut être « européanisé » par une modification simple recommandée par l'importateur. Les Japonais ne restent pas inactifs et préparent la sortie d'appareils digitaux compatibles.

PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 A représente le synoptique d'un récepteur FM classique.

Les circuits de l'amplificateur VHF, du mélangeur et de l'oscillateur local sont accordés manuellement par variation continue de self-inductance ou de capacité (condensateur variable ou diodes à capacité variable). Le signal à fréquence intermédiaire prélevé à la sortie du mélangeur et amplifié est envoyé sur un discriminateur qui fournit le signal audio-fréquences et, généralement une tension continue de C.A.F. dont le sens de variation et l'amplitude sont proportionnels à l'écart existant entre 10,7 MHz et $F_r - F_o$. Cette tension sert à corriger l'écart de fréquence de sorte que, dans une plage étroite, l'accord du récepteur soit automatiquement réalisé. On a vu que, même dans ce cas, on risquait un désaccord pouvant nuire à la qualité du signal reçu.

Sur le schéma 1 B, on présente une amélioration de la précision de calage sur une fréquence de réception en utilisant un oscillateur local à quartz.

La difficulté est d'obtenir un réglage aussi continu que possible dans une gamme donnée. La fréquence de référence F_c cor-

respond à l'écart existant entre chaque canal à recevoir. C'est ainsi que la fréquence propre du quartz pourrait être de 100 kHz dans le cas de la réception de la bande FM européenne. Par multiplication et filtrage soigné, on peut obtenir tous les harmoniques que l'on désire. On engendrera par battement avec F_r un signal à fréquence intermédiaire dont la stabilité sera celle du quartz de référence. Par une variation manuelle de l'accord, ce procédé permettra de recevoir toutes les émissions distantes de NF_c . Malheureusement, la commande unique des circuits d'accord n'est pas aisée à réaliser et le risque d'interférences, malgré un filtrage très sélectif, n'est pas entièrement éliminé.

La figure 1 C montre l'organisation d'ensemble d'un récepteur FM digital de dernière génération.

L'oscillateur local est d'un type identique à celui du récepteur classique. Sa fréquence est asservie, par une tension continue à celle d'un oscillateur de référence très stable.

On obtient ce résultat en prélevant une fraction de la tension d'oscillation locale qui est envoyée à travers un diviseur de fréquence programmable à un comparateur de phase et de fréquence. L'autre entrée de ce comparateur reçoit le signal de référence issu d'un oscillateur à quartz. Le fonctionnement est alors simple : si le facteur de division N est fixe, il n'existe qu'une possibilité d'accrochage de la boucle de phase correspondant à $F_o = N.F_c$. La fréquence du signal reçu sera

$$F_r = F_o \pm F_i = N.F_c \pm F_i$$

Si l'on fait varier N par valeurs entières et continues de N_1 à N_2 , l'oscillateur F_o « suivra » de $N_1.F_c$ à $N_2.F_c$, de sorte qu'il est possible, comme dans le cas précédent de couvrir une gamme par valeurs discrètes espacées de F_c . Par contre, ce système s'avère beaucoup plus souple : la commande de programmation réalisée au moyen de circuits logiques n'engendre aucune erreur. En effet, c'est une série d'impulsions en code binaire qui établit le facteur N .

Le générateur de code transmet les informations que lui transmet l'auditeur qui désire recevoir une station particulière ou balayer la gamme, en un langage spécial qui réalisera automatiquement l'accord demandé.

Le classique cadran a disparu

pour faire place à un affichage numérique au moyen de tubes « Nixies » ou 7 segments : l'information d'affichage est prélevée sur le signal codé à la sortie de la commande de programmation.

Le récepteur digital est donc stable, précis, simple à mettre en œuvre, pratiquement indérégable et peu sensible à la plupart des contraintes extérieures.

Il est proposé au lecteur la description sommaire des deux appareils, déjà cités, disponibles en France, conçus suivant les principes exposés plus haut. Il s'agit de :

— Tuner Scott T33S (adapté à tous les standards), importé par Lectronic-France, 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve.

— Tuner Heathkit AJ1510 (disponible en kit, adaptable aux normes européennes par une modification simple préconisée par le constructeur), importé par Heathkit-Schlumberger, 84, bd St-Michel, 75006 Paris.

Il n'est évidemment pas question de passer en revue tous les détails techniques de ces appareils, ni les perfectionnements, astuces et innovations qui déborderaient du cadre de cet article. Quelques circuits spécifiques seront décrits moins brièvement en annexe.

LE TUNER SCOTT T33S

La figure 2 montre le synoptique de ce récepteur. Les circuits logiques ont été isolés dans un cartouche afin de bien les distinguer de la partie réception proprement dite.

Le module RF comporte les circuits d'entrée, d'amplification VHF, d'oscillation locale et de mélange, utilisant la technologie Mosfet. L'accord électronique par la tension continue de réglage s'opère sur 4 circuits.

L'amplificateur à fréquence intermédiaire comporte deux étages à circuits intégrés séparés

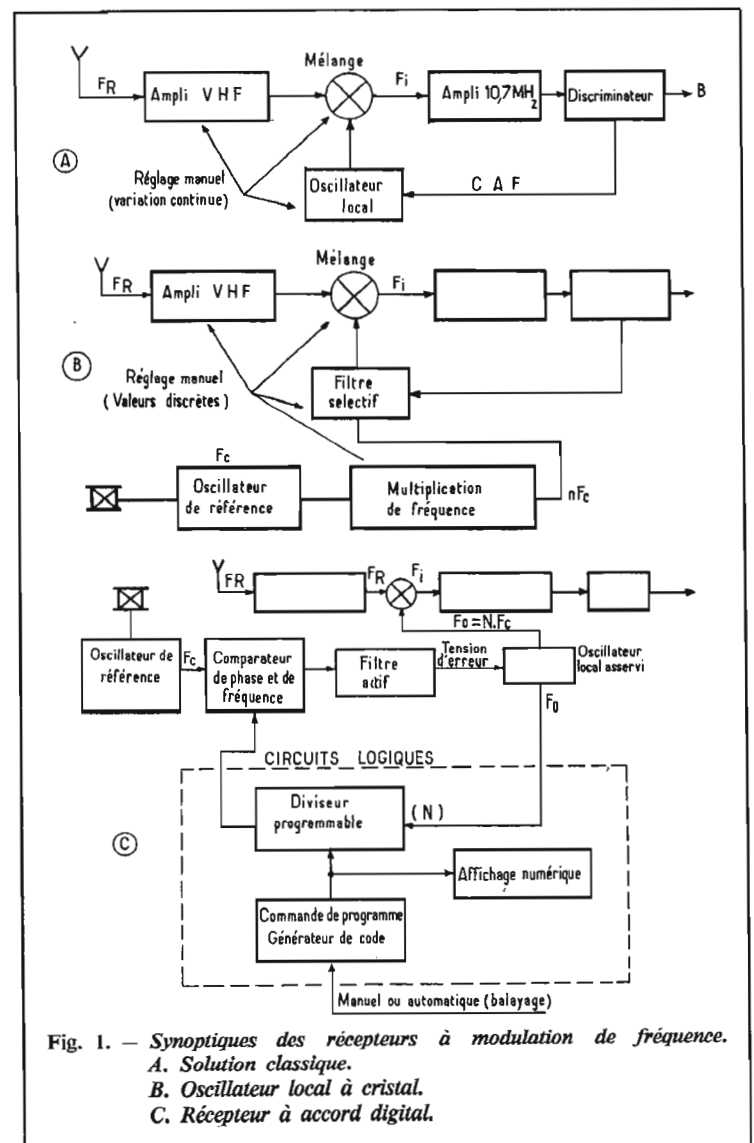


Fig. 1. — Synoptiques des récepteurs à modulation de fréquence.
A. Solution classique.
B. Oscillateur local à cristal.
C. Récepteur à accord digital.

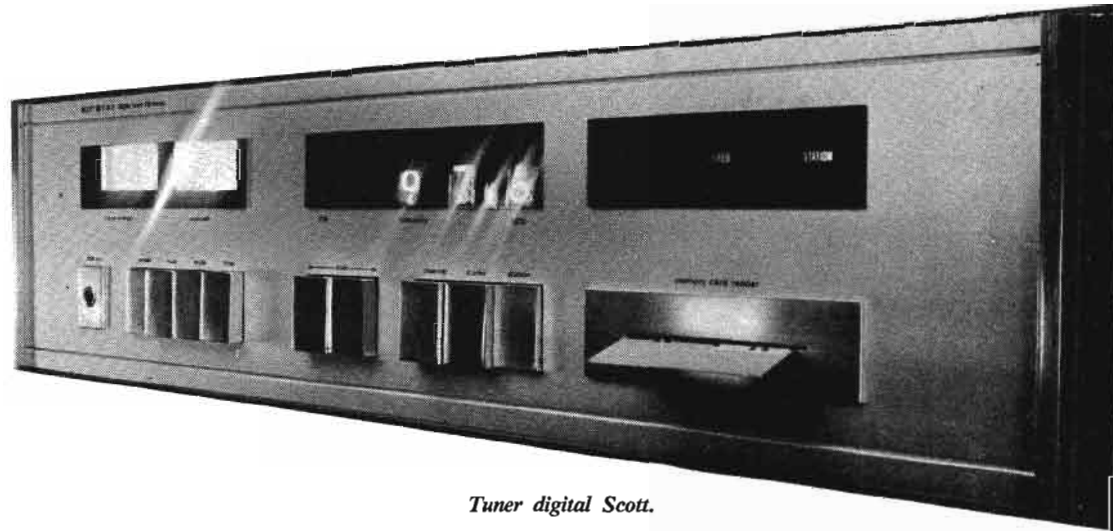
par des filtres LC à accord fixe. Un détecteur de rapport de conception classique délivre la tension audio-fréquences (composite en stéréo).

Un dispositif « Multipath » peut être utilisé sur les sorties prévues à cet effet. Il s'agit de combiner la tension continue proportionnelle au niveau de la porteuse (détection AM), avec la sortie audio préalablement filtrée sur les entrées V et H d'un oscilloscope extérieur. Sans entrer dans les détails, indiquons que ce système permet de contrôler l'orientation de l'antenne pour obtenir la meilleure réception. Ceci n'est, évidemment, possible que si l'on dispose d'une télécommande de rotation d'antenne et d'un oscilloscope...

Le module Multiplex comporte essentiellement un circuit intégré assurant toutes les fonctions de décodeur sans utiliser de circuit LC. Le multivibrateur incorporé, qui sert d'oscillateur asservi à la fréquence pilote sur laquelle, il se verrouille, n'a d'autre élément de réglage qu'une simple résistance ajustable.

Un amplificateur alimente 4 sorties doubles : 2 à niveau réglable (dont une au standard DIN) et une sortie pour casque stéréo.

La partie logique comporte un diviseur programmable à 10 bits en DCB (voir annexe). Il reçoit l'oscillation locale prédivisée par un facteur fixe K (le diviseur programmable ne peut admettre de signaux au-delà de 32 MHz). La sortie est envoyée sur le module comparateur phase/fréquence qui comprend également l'oscillateur de référence.



Tuner digital Scott.

Le diviseur est alimenté par un générateur de code qui fait varier le rapport de division de façon séquentielle afin d'obtenir un accord progressant d'une extrémité de la gamme à l'autre.

L'introduction d'une carte-mémoire perforée dans un lecteur approprié arrête le balayage sur la fréquence prédéterminée par l'auditeur. Plusieurs cartes peuvent successivement être employées de cette façon.

En position balayage, l'exploration de la gamme se fait automatiquement vers le haut ou le bas en pressant les touches « up » ou « down ». L'arrêt s'opère sur la 1^{re} station correctement reçue, mais peut s'effacer jusqu'à la station suivante si l'auditeur le désire.

La gamme couverte s'étend de 87,5 à 107,9 MHz, par bonds de 100 kHz, ce qui couvre à la fois les normes américaines et européennes. La commutation de la constante de temps de désac-

centration de 50 à 75 μ s complète cette compatibilité.

L'affichage de la fréquence de réception s'opère sur des indicateurs numériques (4 digits), ce qui définit, sans aucune ambiguïté, le canal reçu (1).

LE TUNER HEATHKIT AJ1510

Basé sur des principes identiques, le tuner Heathkit possède cependant quelques particularités intéressantes qu'il convient de souligner.

On trouvera sur la figure 3 le diagramme d'ensemble de l'appareil ; par souci de clarté, seuls les principaux circuits ont été représentés. Tous les autres circuits (décodeur multiplex, réglage silencieux, logique de décision d'arrêt de balayage, système « Multipath », signalisation, etc.) sont évidemment prévus avec le même souci d'appli-

cation d'une technologie avancée.

Pour ce qui concerne l'essentiel, soit la partie logique, on peut voir que trois modes de fonctionnement sont proposés :

— L'utilisation d'un clavier de 0 à 9 permet de composer avec 3 ou 4 chiffres le nombre correspondant à la fréquence du canal désiré comme sur un simple appareil téléphonique.

— L'insertion simultanée de trois cartes découpées suivant un code approprié (voir annexe) permet de choisir l'un des trois programmes en appuyant sur la touche correspondante (sélection A, B, C).

— Le balayage automatique, à vitesse variable, fera défiler toutes les stations reçues avec un rapport signal/bruit et une amplitude convenables. Comme sur le tuner Scott, l'auditeur a la possibilité de rejeter le ou les programmes qui ne lui conviendraient pas au moyen d'une simple touche.

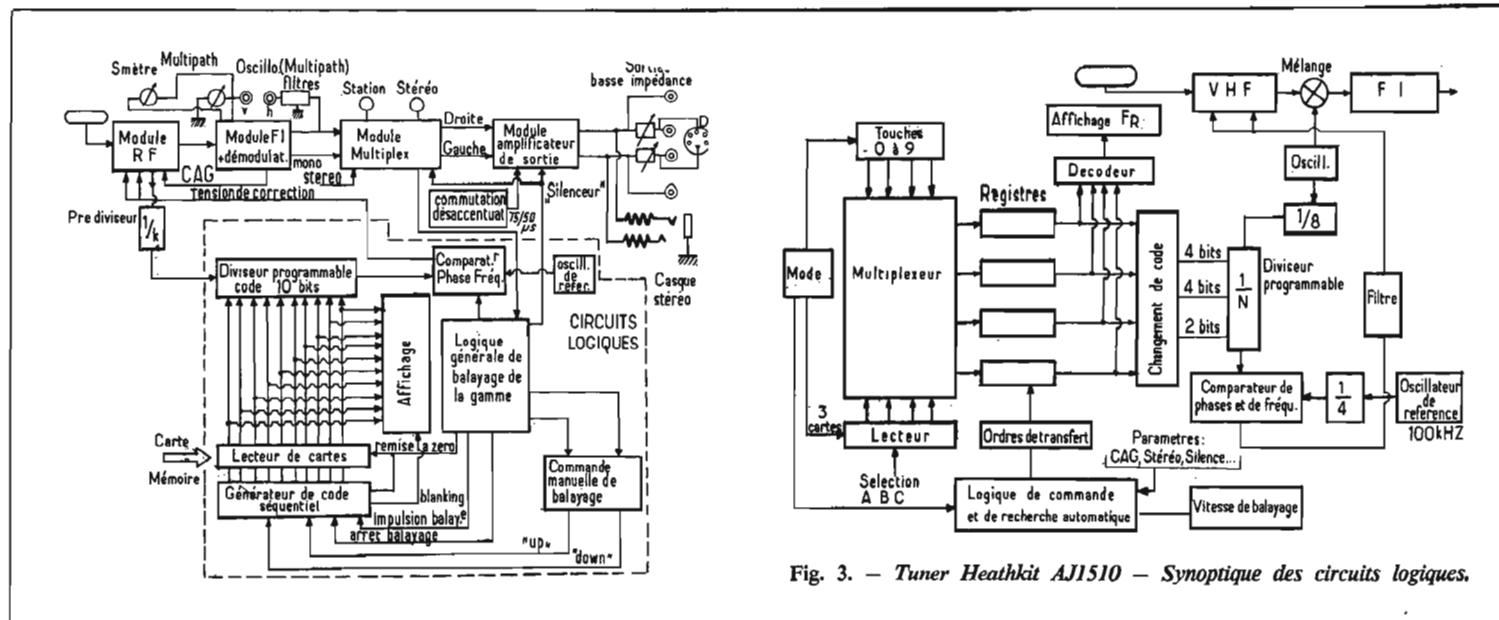


Fig. 3. — Tuner Heathkit AJ1510 — Synoptique des circuits logiques.

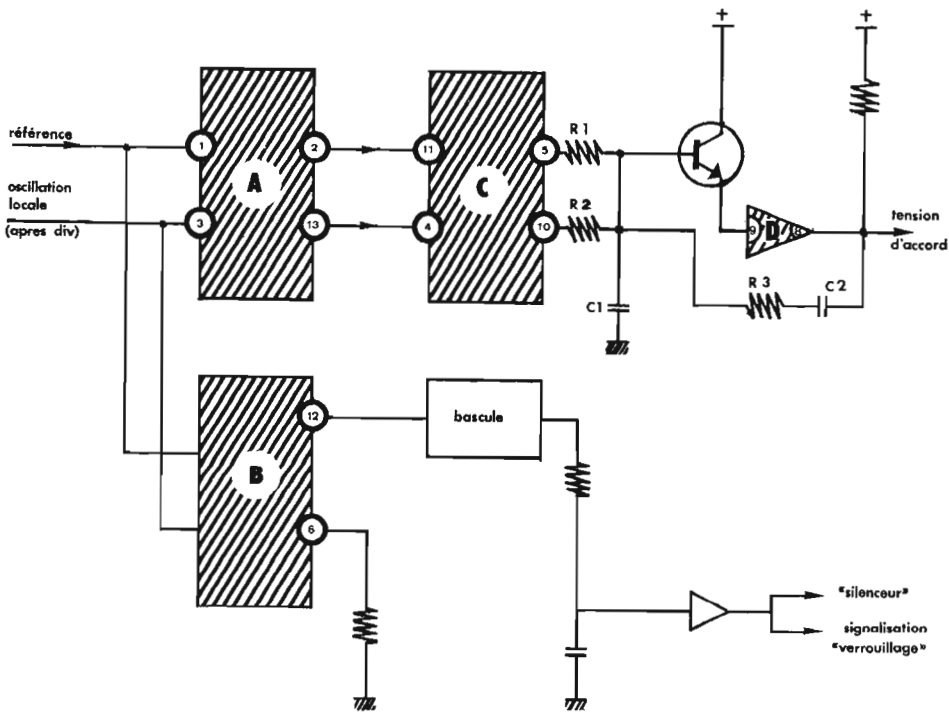


Fig. 4. — Schéma de principe de comparateur de phase et de fréquence (en hachuré, le circuit intégré MC4044).

Les ordres correspondants à chacun des modes proposés aboutissent à un multiplexeur (que l'on peut assimiler à un réseau d'interconnexions logiques) qui charge les registres ou mémoires en code binaire décimal (DCB). Sur un ordre de transfert, les mémoires alimentent le transcodeur chargé de convertir ces informations et les rendre assimilables par le diviseur programmable. Ce dernier établit le rapport de division définissant la fréquence à recevoir qui a été « commandée » par la programmation.

La valeur de cette fréquence, lorsque la boucle de phase est verrouillée, apparaît sur 4 tubes « 7-segments ».

On notera que la fréquence de l'oscillateur local est prédivisée par 8 alors que la référence n'est divisée que par 4, de sorte que la valeur de N sera déterminée en tenant compte de cette différence pour que le comparateur de phase puisse correctement fonctionner à 25 kHz.

L'AVENIR DES RECEPTEURS DIGITAUX

La tentation est grande de prendre ces appareils pour des gadgets à l'usage de supermélomanes pointilleux...

Et pourtant, les techniques mises en œuvre qui ont fait leurs

preuves dans les ordinateurs et autres calculateurs sont bien dans la ligne du progrès technologique de la dernière décennie.

On ne peut contester les avantages que procurent ces appareils sur leurs prédécesseurs. La recherche de la qualité dans la transmission des informations est un souci permanent et sérieux qu'il convient de respecter. Il faut donc souhaiter que s'étendent à un plus grand nombre d'appareils les louables efforts des firmes que nous avons citées (à quand le premier tuner digital européen ?)

Sans doute, quelques simpli-

fications de circuits sont nécessaires pour une plus large diffusion, mais, à partir des circuits intégrés déjà commercialisés, bien des progrès peuvent être réalisés qui feront paraître comme dépassée la structure de nos « superhétérodynes » qui, au fond, n'ont pas tellement évolué.

En technique, le mieux n'est jamais l'ennemi du bien.

ANNEXES

COMPARATEUR DE PHASE ET DE FREQUENCE

Un circuit intégré unique (Motorola MC4044 ou équiva-

lent) assure les fonctions de comparateur de phase et de fréquence.

Son schéma de principe, ainsi que les connexions qui le relient aux circuits extérieurs dans une application typique, sont représentés sur la figure 4.

Le circuit comporte essentiellement :

- Un détecteur de phase A à deux entrées et deux sorties.
- Un second détecteur de phase B dont les entrées sont en parallèle avec A.
- Un amplificateur de charge C.
- Un amplificateur Darling-ton D.

Le circuit A reçoit le signal de référence en 1 et l'oscillation locale après division en 3. Son fonctionnement est le suivant :

Lorsque les signaux diffèrent en phase et en fréquence, une tension d'erreur (tension d'accord) est produite. Elle entraîne une variation de la fréquence de l'oscillateur local dans un sens tel que cette tension tende à s'annuler.

Le détecteur A compare les entrées 1 et 3. Si l'oscillateur local a une fréquence trop basse et se trouve donc en retard de phase par rapport à la référence, la sortie 13 sera au niveau logique 0 et la sortie 2 au niveau 1. Dans le cas opposé (fréquence d'oscillateur trop élevée), c'est la sortie 2 qui sera au niveau 0 et la sortie 13 au niveau 1.

Il existe une plage étroite à l'intérieur de laquelle le niveau 1 est obtenu à la fois en 2 et en 13 pour une parfaite identité de phase des signaux d'entrée.

Les impulsions sortant du détecteur A sont transformées



Tuner digital Heathkit.

| NOMBRE DECIMAL | NOTATION BINAIRE | | | |
|----------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| | 2 ³ =8 | 2 ² =4 | 2 ¹ =2 | 2 ⁰ =1 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 12 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 14 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 15 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Fig. 5a. — Tableau d'équivalence binaire des 15 premiers nombres décimaux.

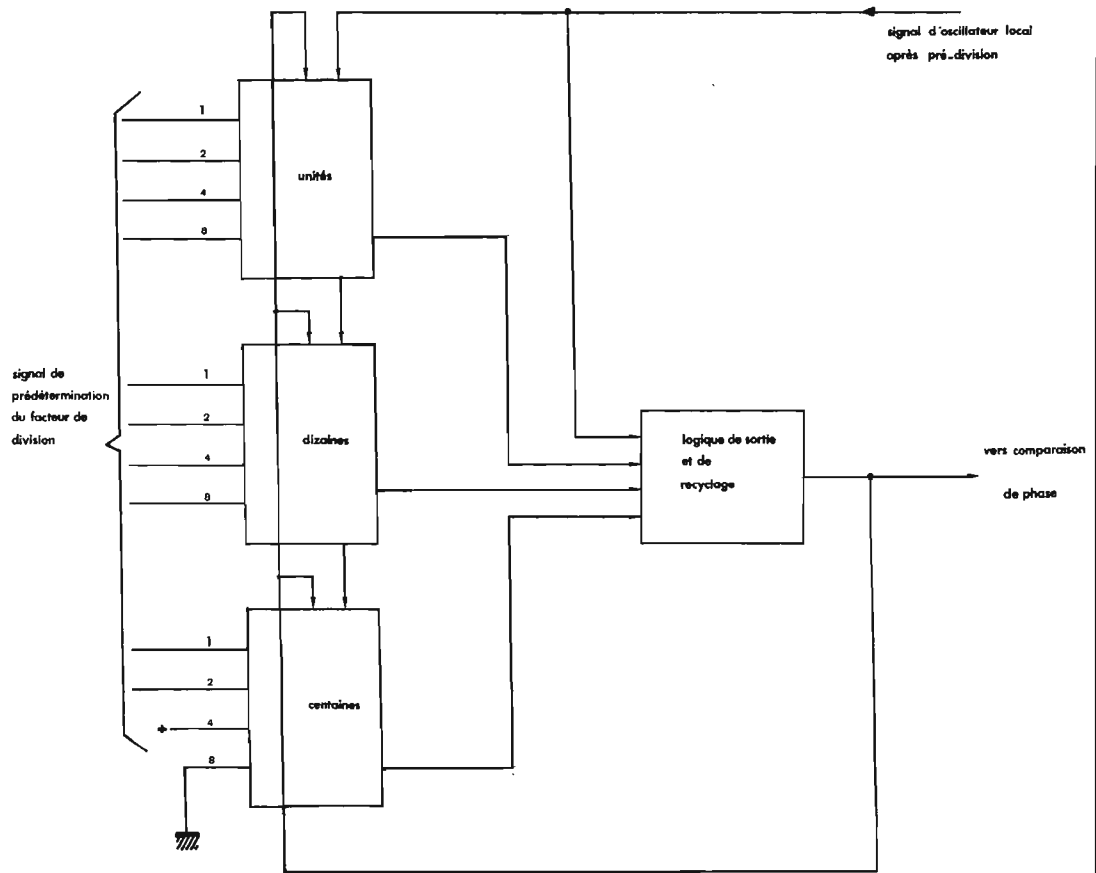


Fig. 6. — Schéma de principe d'un diviseur par N.

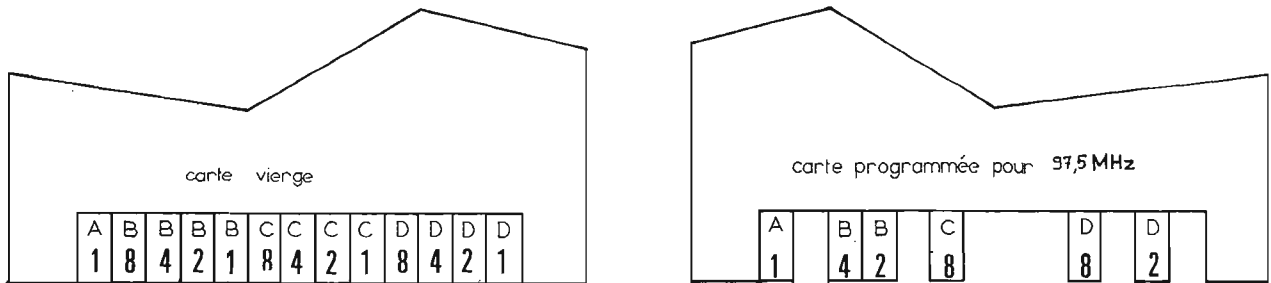


Fig. 5 b et c. — Préprogrammation par carte découpée (Heathkit).

en impulsions positives ou négatives par le circuit C et sont additionnées et intégrées par le réseau R_1, R_2, C_1 .

L'efficacité de l'intégrateur est assurée par l'impédance élevée du transistor de liaison monté en collecteur commun. L'amplificateur D est monté en filtre actif passe-bas au moyen du réseau R_3, C_2 de sorte que la tension disponible en sortie est parfaitement filtrée pour assurer, après

transposition, la correction de fréquence de l'oscillateur local.

Le deuxième détecteur de phase B est identique à A mais son verrouillage est assuré lorsque les signaux d'entrée sont en quadrature. Dans cette application, il est utilisé comme détecteur de fonctionnement de la boucle de phase : la tension de sortie, après mise en forme et filtrage est envoyée vers le réglage silencieux et la signalisation.

CODE BINAIRE DECIMAL (DCB) ET CARTES-MEMOIRES

Toutes les informations logiques correspondant à des nombres sont véhiculées en code DCB dans le récepteur digital. On sait que ce code traduit séparément les unités, les dizaines, les centaines... en binaire à 4 bits.

C'est ainsi que la fréquence

de 97,5 MHz s'exprime comme suit :

- 0000 (centaines de MHz)
- 1001 (dizaines de MHz)
- 0111 (MHz)
- 0101 (centaines de kHz)

On peut retrouver le chiffre d'origine en additionnant les « poids » correspondants à chaque tranche. Nous avons reproduit sur la figure 5 le tableau des 15 combinaisons possibles d'un nombre binaire à 4 bits de poids 1, 2, 4, 8.

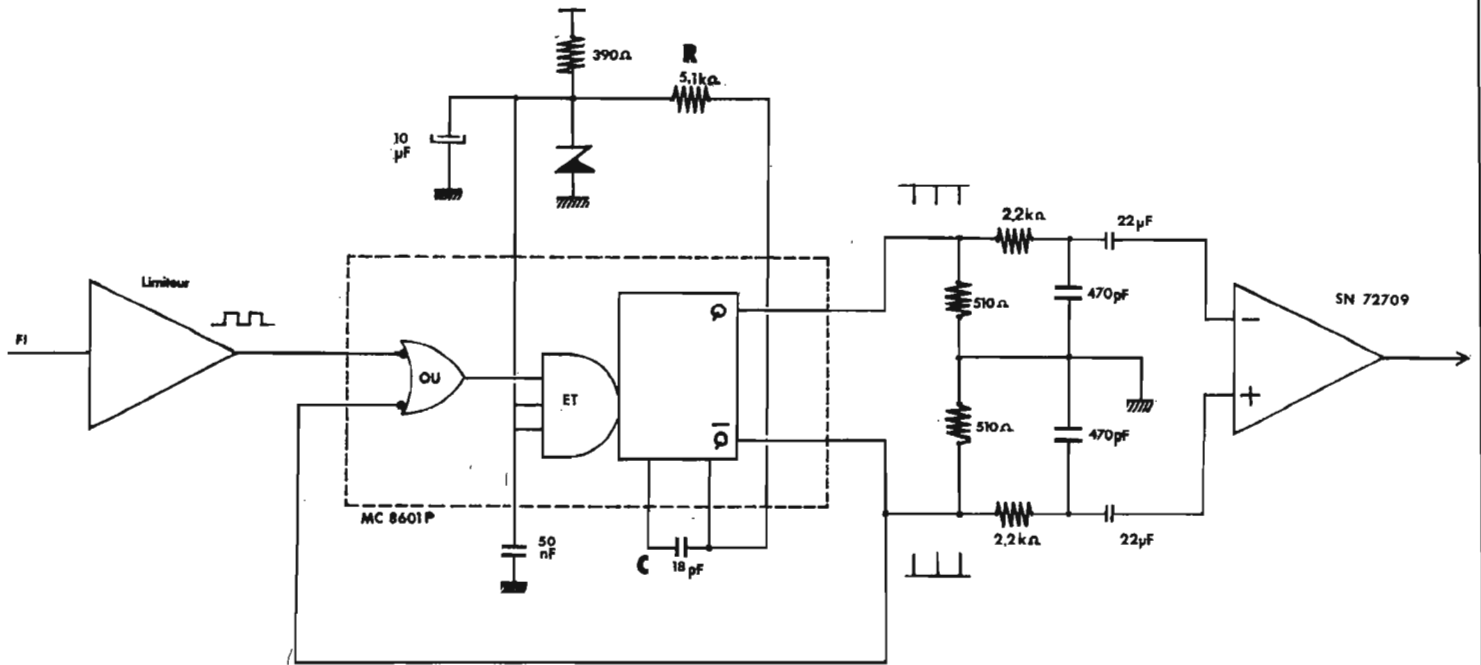


Fig. 7. — Discriminateur du tuner Heathkit.

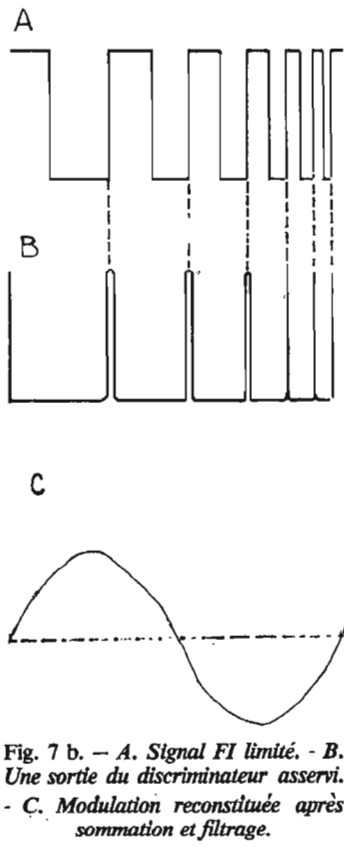


Fig. 7 b. — A. Signal FI limité. - B. Une sortie du discriminateur asservi. - C. Modulation reconstituée après sommation et filtrage.

Les cartes de programmation proposées par Heathkit sont citées en exemple : elles comportent un bord qui peut être découpé suivant les indications fournies par le constructeur et partiellement reproduites sur la figure 5. Un exemple permettra de comprendre le code de découpe. Soit la fréquence déjà citée de 97,5 MHz, on aura :

— Pour A ($\times 100$ MHz) = aucune encoche = 0.

— Pour B ($\times 10$ MHz) = les encoches B8 et B1 = 9.

— Pour C ($\times 1$ MHz) = les encoches C4, C2 et C1 = 7.

— Pour D ($\times 0,1$ MHz) = les encoches D1 et D4 = 5.

De la sorte, l'introduction de cette carte dans le lecteur provoque la fermeture ou l'ouverture de circuits suivant que les encoches sont présentes ou absentes sur le bord de la carte, ce qui engendre le signal DCB correspondant à la fréquence inscrite sur la carte.

DIVISION PROGRAMMABLE

Certains circuits intégrés logiques comme le SN71192 (Texas) sont prévus pour réaliser un décompte jusqu'à 0 ou 1 à partir d'un nombre prépositionné entre 9 et 0. La combinaison de plusieurs circuits en cascade, montés comme l'indique la figure 6, permet le décompte décimal à partir d'un nombre déterminé comprenant, au plus, autant de chiffres qu'il y a de circuits. La prédétermination du nombre de départ du décompte est fixée par l'état logique de 4 entrées prévues à cet effet.

Le transcodeur établit l'état de l'ensemble de ces entrées, sauf les deux dernières de poids (4) et (8) qui sont respectivement portés à 1 et 0 en permanence

sur le circuit des centaines (voir figure). Le signal de prédétermination aura une valeur maximale de 799 en DCB.

Un signal périodique envoyé à l'entrée du premier circuit se retrouvera en sortie à une fréquence divisée par un facteur N défini par la prédétermination. Si l'on connaît les limites dans lesquelles devra varier le facteur N, ce qui est le cas d'un récepteur FM, il est facile, en retranchant ces limites de 799, de définir les valeurs extrêmes du signal de prédétermination, en conservant une marge pour la remise à l'état initial. La sortie s'opère par une logique qui prend en compte l'état de chaque décade et envoie le signal de recyclage à chaque fin de décompte.

DISCRIMINATEUR A MULTIVIBRATEUR ASSERVI

Le schéma de ce montage, adopté par Heathkit sur son tuner digital est représenté sur la figure 7. Il comprend un circuit Motorola MC8601P attaqué par le signal à fréquence intermédiaire après amplification et limitation. Ce signal a l'allure d'un signal rectangulaire modulé en largeur.

A chaque variation positive de ce signal correspond une impulsion étroite de largeur et

d'amplitude constantes générée par le multivibrateur « monocoup ». Les caractéristiques de cette impulsion sont liées à la valeur des éléments R et C (voir figure).

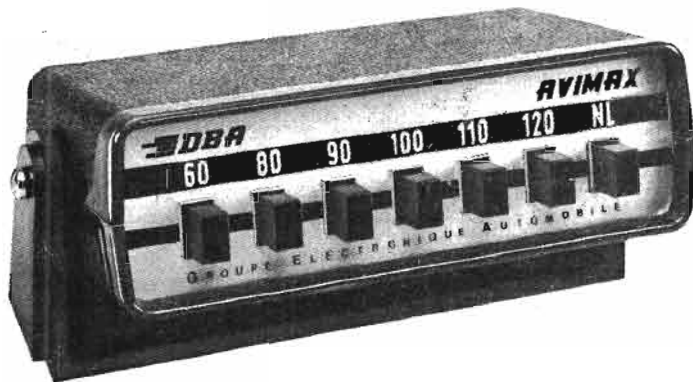
A la sortie, on dispose de deux séries d'impulsions égales et opposées, modulées en position, qu'il suffit d'intégrer et d'additionner dans un amplificateur opérationnel pour restituer le signal modulant suivant une loi parfaitement linéaire, puisque la tension de sortie d'un intégrateur est directement proportionnelle au nombre d'impulsions identiques par unité de temps.

On peut apprécier l'intérêt présenté par ce circuit qui ne comporte aucun réglage d'accord, son fonctionnement étant assuré par un multivibrateur très peu sensible aux agents extérieurs. Il devrait tendre à supplanter le discriminateur classique dont la stabilité de réglage a toujours été l'un des soucis majeurs des constructeurs.

J. CERF

(1) Certains constructeurs présentent des appareils qui ne comportent pas de boucle de phase mais une simple visualisation de la fréquence de l'oscillateur local sur des indicateurs numériques ; ces appareils, pour attrayants qu'ils soient, ne peuvent prétendre utiliser un accord digital et ne possèdent donc pas les qualités de précision et de stabilité comme celles que l'on peut obtenir avec les récepteurs digitaux.

POUR RESPECTER LES LIMITATIONS DE VITESSE



Avertisseur VI tesse MAXimum

LA Société D.B.A. vient de présenter au Salon de l'Automobile 73/74, un avertisseur de vitesse limite : Avimax, destiné à faciliter pour les conducteurs, le respect des limitations de vitesse :

Une indication sonore est en effet fournie quand le conducteur dépasse la vitesse affichée sur

l'appareil par un contacteur à touches.

L'équipement se compose de deux parties :

- un capteur, à placer sur le câble du compteur de vitesse ;
- un mini calculateur, qui compare la vitesse du véhicule, à la vitesse maximum permise.

Six vitesses sont prévues : 60 -

80 - 90 - 100 - 110 - 120, une touche NL : non limité, permet d'arrêter l'appareil quand aucune limitation n'est imposée.

LE BRANCHEMENT

Le branchement se fait très simplement :

- deux fils relient le capteur au calculateur ;

- un fil de masse est à relier à la caisse de la voiture ou à un moins batterie ;

- un fil de + batterie est à relier à un point d'alimentation après la clé de contact ou à une prise accessoires.

Toutes les voitures françaises

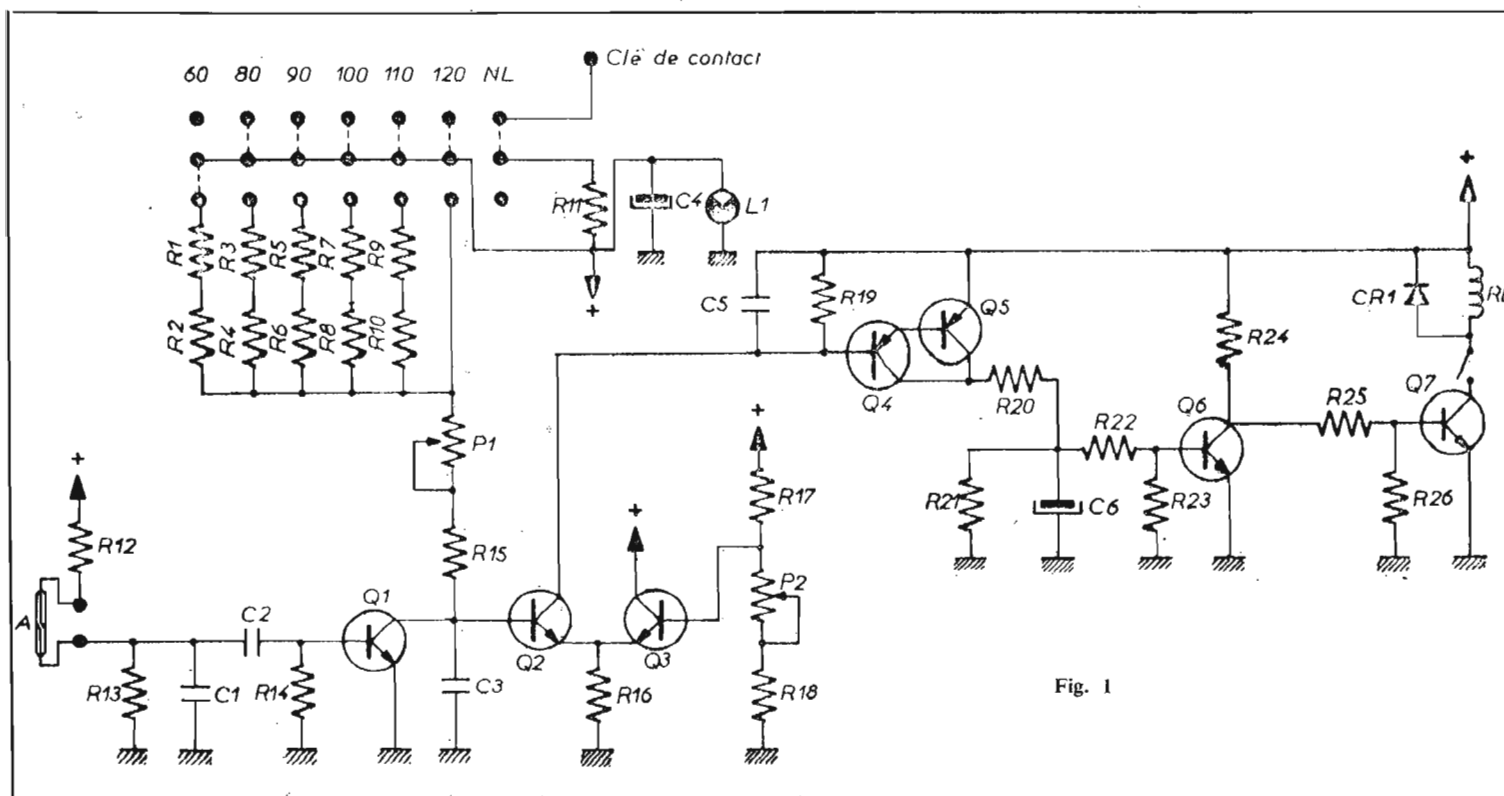


Fig. 1

peuvent être équipées, la plupart ont une définition de vitesse de rotation du câble compteur de 1 m/tour, quelques-unes ont une définition de 1,6 m (1/1000 de mile) par tour de câble. Les calculateurs sont réglés différemment en usine, pour l'un ou l'autre cas.

Des capteurs différents sont fournis pour la GS Citroën qui a une fixation d'embout de câble particulière, et pour la R 16 Renault où le capteur doit se placer en sortie de boîte de vitesses.

Les voitures étrangères peuvent être équipées en utilisant des adaptateurs sur le capteur, et éventuellement avec un réglage différent du calculateur.

La prise de vitesse se faisant au niveau du câble, permet une mesure précise : meilleure que 2 %.

Le calculateur est muni d'un étrier orientable qui permet d'adapter l'appareil à tous les tableaux de bord, la fixation se fait par adhésif et peut être complétée par vis.

En fonctionnement l'appareil est éclairé, ce qui permet de repérer facilement les touches en conduite de nuit.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

L'ampoule « reed » ferme son contact, une fois par tour du câble compteur. Les résistances R_{11} et

R_{12} limitent le courant et la tension que commutent l'ampoule, de façon à obtenir la plus longue durée de vie possible (10^8 manœuvres au moins), soit l'équivalent de 100 000 km.

C_1 efface les rebondissements et les bruits de fermeture et d'ouverture de l'ampoule.

C_2 différencie le front positif, au moment de la fermeture et provoque pendant un temps très court (inférieur à 1 ms) la saturation de Q_1 , la capacité C_3 est donc remise à zéro à chaque tour du câble compteur.

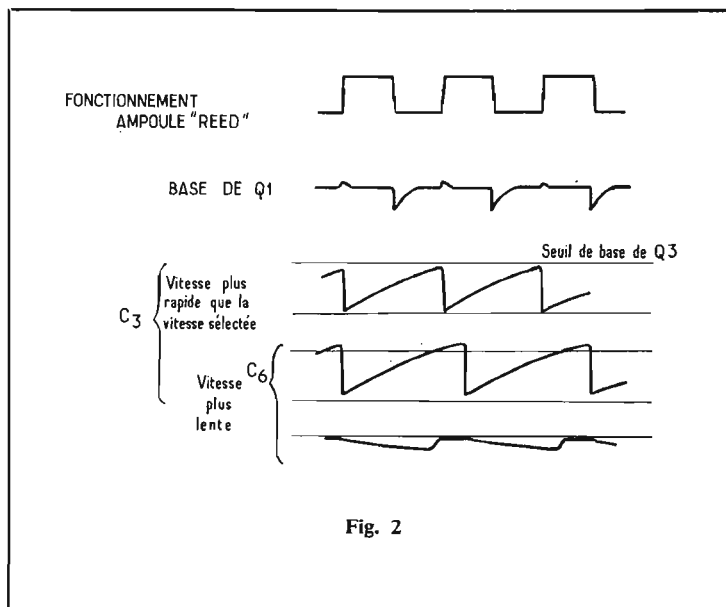
C_3 est rechargée par $P_1 - R_{15}$ lorsque la touche 120 est enfoncée, par R_1, R_{15} augmentées d'autres résistances R_2, R_5, R_6 , etc., pour les autres touches.

La charge de la capacité C_3 est observée par l'amplificateur différentiel Q_2, Q_3 , la base de Q_3 est à un potentiel moyen (6 V) par le diviseur $R_{17}, P_2 - R_{18}$.

Suivant les constantes de temps sélectionnées pour R, C_3 et la fréquence des remises à zéro de C_3 , la charge de la capacité C_1 (sur la base de Q_2) atteint ou non le potentiel de référence de la base de Q_3 .

Si l'intervalle de temps entre deux remises à zéro est court (vitesse élevée du véhicule), le niveau atteint n'est pas suffisant pour mettre Q_2 en conduction.

Par contre, si le temps est long,



Q_2 entre en conduction à chaque tour de câble compteur : vitesse faible du véhicule.

Si Q_2 ne conduit jamais, c'est-à-dire si la vitesse véhicule est plus élevée que la vitesse sélectionnée, Q_4 et Q_5 ne conduisent pas, Q_6 est bloqué.

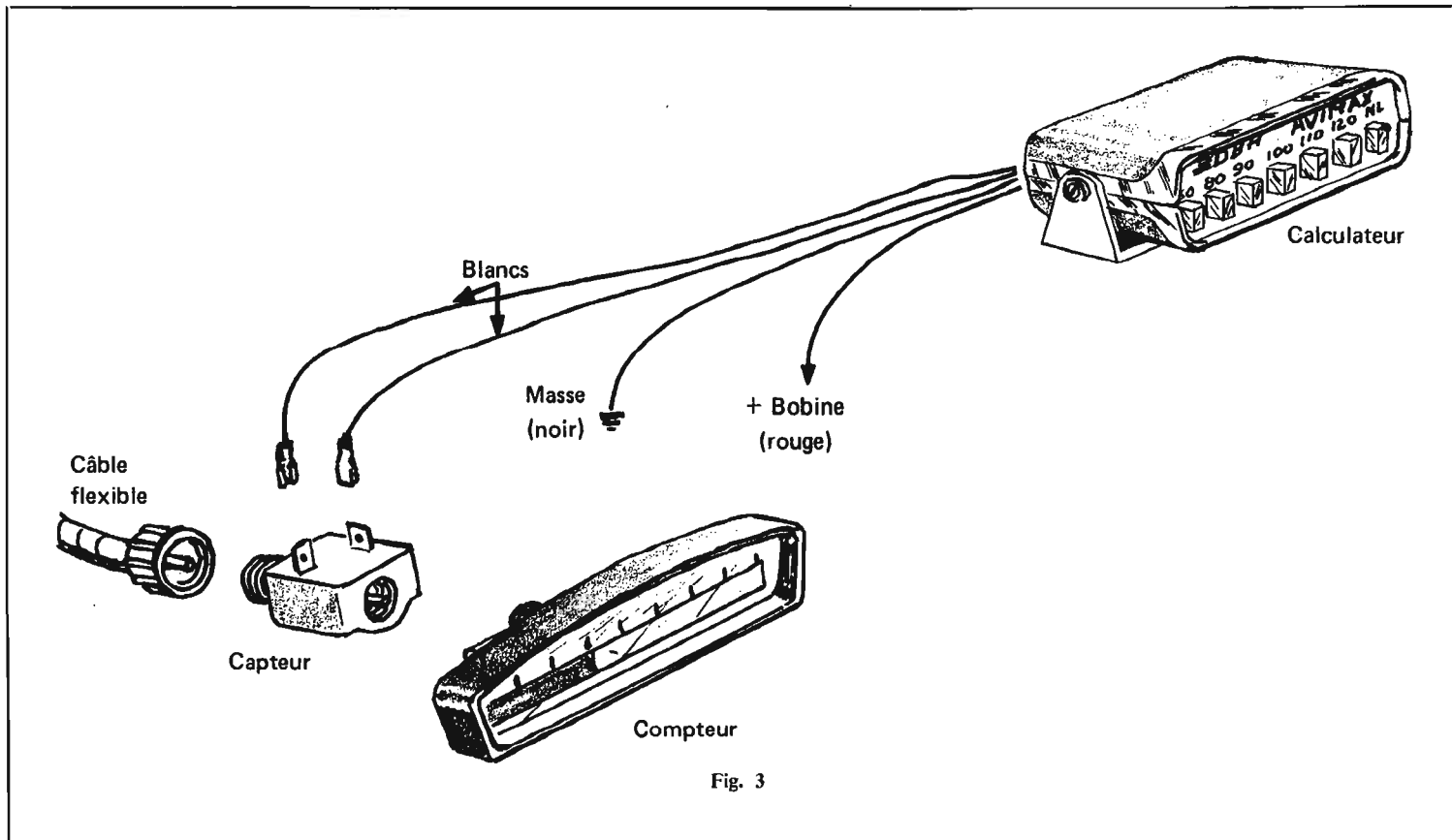
Q_7 se sature et provoque le fonctionnement du vibreur RL.

Si Q_2 conduit à chaque tour du câble, son courant est amplifié par Q_4 et Q_5 , C_6 se charge et reste suffisamment chargé, entre deux commandes, pour saturer le tran-

sistor Q_6, Q_7 se bloque, le vibreur n'est pas alimenté.

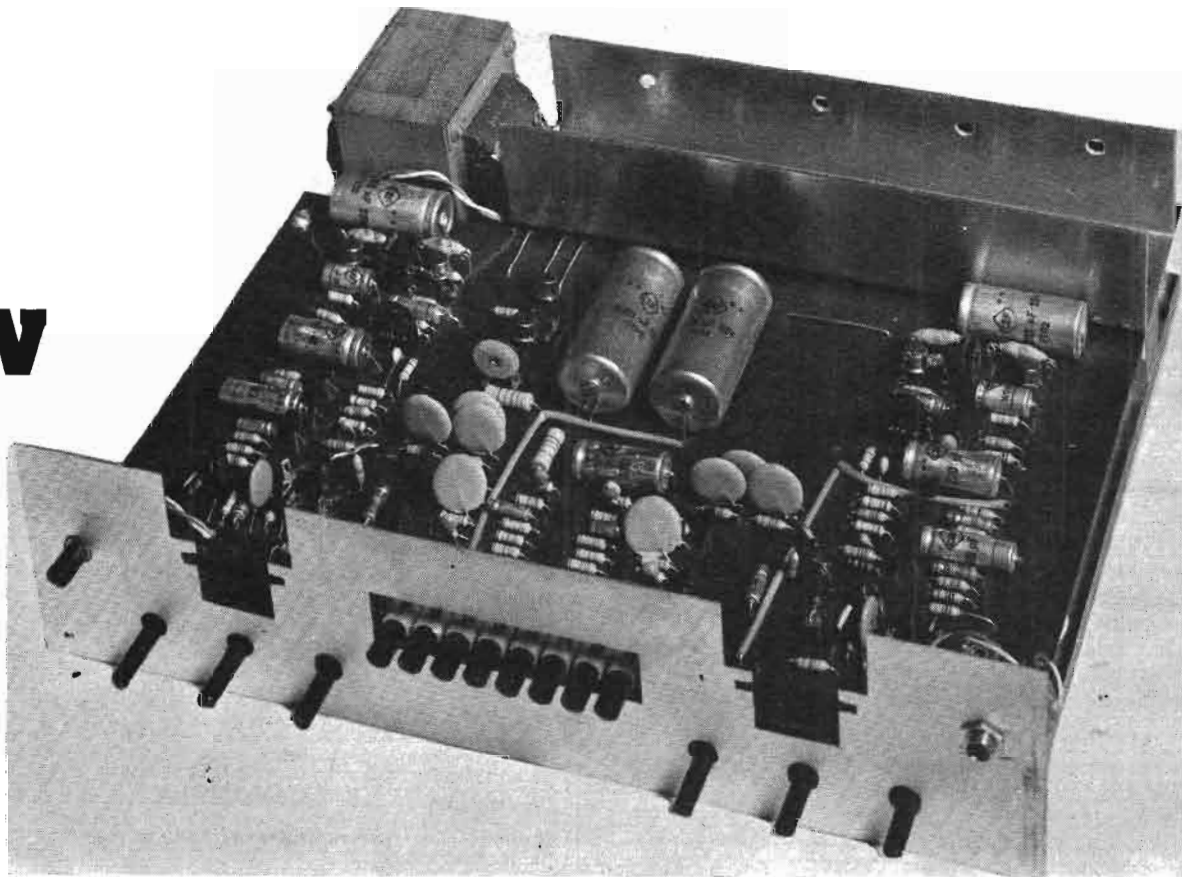
L'alimentation, non régulée, passe par le contact repos de la touche NL, l'appareil n'est donc pas alimenté quand cette touche est enfoncée.

Par le principe même du circuit qui n'utilise aucune tension de référence fixe, mais les déduit de la tension d'alimentation, le fonctionnement reste bon entre 6 V et 17 V, les véhicules ayant une batterie de 6 V peuvent donc l'utiliser sans modification.



l'amplificateur préamplificateur

ACER 2x18w



GRACE à l'initiative des Etablissements Acer, les amateurs de haute-fidélité pourront se procurer à un prix très raisonnable, les divers éléments constitutifs d'un amplificateur préamplificateur de 2 x 18 Weff.

Les amateurs auront, en effet, la possibilité d'acquérir cet ensemble de grande classe sous la forme de « kit » ou bien sous forme de châssis. Tous les éléments accessoires tels que face avant, coffret, etc, seront également possible.

Le côté kit ne manquera pas d'intéresser de nombreux amateurs désireux de monter eux-mêmes leur appareil. A cet effet un circuit imprimé entièrement préparé leur facilitera la tâche.

LES POSSIBILITES DE PRESENTATION

Dans sa version définitive l'appareil rappelle dans ces grandes lignes la présentation

professionnelle. Cette dernière est en partie conférée par l'emploi de deux vu-mètres pour le contrôle de niveau de la modulation et de la distorsion.

La face avant de l'amplificateur fait appel à de l'aluminium anodisé tandis que le coffret bois répond aux tendances actuelles d'association bois-métal.

La présentation symétrique des commandes principales au nombre de six met en exergue la solution des réglages séparés de graves et d'aiguës sur chaque canal, retenue par le constructeur.

Au centre, un clavier à boutons poussoirs permet de tirer parti des fonctions de l'appareil. Le schéma synoptique de la figure 1 présente l'essentiel des commandes regroupées sur celle face avant.

1. Marche/arrêt : touche enfoncée : position marche, les vu-mètres A et B sont éclairés.

2. Réglage du niveau des graves du canal gauche.

3. Réglage du niveau des aiguës du canal gauche.

4. Réglage du niveau du volume sonore des deux canaux de l'amplificateur.

5. P.U.M. Mise en fonction de la table de lecture équipée d'une cellule magnétique.

6. P.U.C. Mise en fonction de la table de lecture équipée d'une cellule piezo.

7. Tuner. Mise en fonction de la table de lecture équipée d'une cellule piezo du tuner (radio).

8. Aux. Mise en fonction de la table de lecture équipée d'une cellule piezo d'une source auxiliaire (T.V., orgue électronique, etc).

9. Filtre passe haut - touche enfoncée : coupure des fréquences basses (graves).

10. Filtre passe bas - touche enfoncée : coupure des fréquences élevées (aiguës).

11. Touche monitoring : utilisé avec un magnétophone équipé du système monitoring, permet de vérifier la bonne impression de la bande magnétique pendant l'enregistrement. Touche enfoncée : lecture de la bande magnétique.

12. Commutateur mono-stéréo - touche enfoncée : écoute en monophonie (la modulation est identique dans les deux canaux.

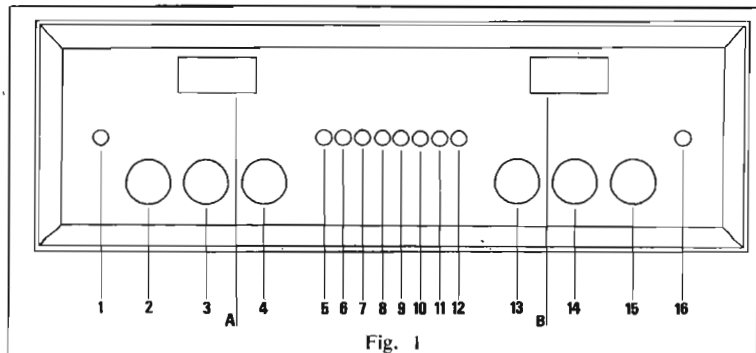


Fig. 1

Touche dégagée : écoute en stéréophonie.

13. Balance : équilibrage de la modulation entre les deux enceintes.

14. Réglage du niveau d'aiguës du canal droit.

15. Réglage du niveau des graves du canal droit.

16. Prise pour casque stéréophonique haute fidélité - Basse impédance. A et B : vu-mètres de contrôle du niveau de modulation. La partie rouge du vu-mètre indique la zone de distorsion.

La face arrière de l'appareil offre les possibilités de raccordement à l'aide de prises au standard DIN, l'accessibilité de sélection de tension et la facilité de remplacement du fusible de protection.

Au niveau de la conception technologique le constructeur n'a utilisé en tout et pour tout qu'un seul circuit imprimé de grandes dimensions. Dans ces conditions il existe très peu de fils de liaison et les potentiomètres et diverses prises d'entrée et de sortie sont directement soudées du circuit imprimés, tout comme le commutateur de fonctions.

Les transistors de puissances sont montés sur un très large radiateur en aluminium en forme de U (225 x 50 x 50) ce qui permet de tirer le meilleur parti des possibilités de l'appareil sans craindre d'emballage thermique.

Le transformateur d'alimentation est également bien dimensionné.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Puissance efficace à 1 kHz : 15 W sur 8 Ω , 18 W sur 4 Ω .
Courbe de réponse : 30 Hz à 20 kHz à ± 1 dB. Distorsion harmonique totale : < 0,2 % pour 15 W à 1 kHz sur 8 Ω . Rapport signal/bruit : < - 65 dB en PU magnétique, < - 70 dB auxiliaire.
Contrôle de tonalité graves : ± 14 dB à 50 Hz, aiguës ± 16 dB à 18 kHz. Diaphonie : - 30 dB à 10 kHz, - 50 dB à 1 kHz.
Sensibilité d'entrée pour 15 W à 1 kHz : PU magn. (RIAA) 3,5 mV 47 k Ω , PU piezo 250 mV 1 M Ω , tuner 250 mV 1 M Ω , auxiliaire 250 mV 1 M Ω , sortie modulation 250 mV 47 M Ω .

25 transistors et diodes. Circuit imprimé unique. Contrôle du niveau de modulation et de la distorsion par vu-mètre sur chaque canal. Commande de monitoring pour magnétophone. Prise casque en façade - basse impédance. Filtre passe-haut et passe-bas. Entrées : monitoring - radio - PU magn. - PU piezo - auxiliaire. Protection thermique des circuits : alimentation et puissance. Plaque avant anodisée. Coffret bois en sapelli traité ébénisterie de luxe. Dimensions : l. 369 x h. 128 x p. 285 mm. Poids : 5 kg.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 2 expose le schéma de principe général, d'un des deux canaux de l'amplificateur que l'on peut scinder en plusieurs parties distinctes.

LE PREAMPLIFICATEUR POUR CELLULE MAGNETIQUE

Comme on peut le constater suivant la position du commutateur de fonction sur l'entrée pour cellule magnétique, il est fait usage du préamplificateur à deux transistors silicum faible souffle et grand gain PBC109.

Pour satisfaire aux conditions d'impédance de la cellule phonocaprice, l'attaque du préamplificateur au niveau de la base du premier transistor s'effectue par l'intermédiaire des éléments 47 k Ω , 1 k Ω et 10 μ F.

Les deux transistors comme il est d'usage sont couplés en continu afin de tirer le meilleur parti de cet étage responsable des

performances générales de l'amplificateur. La résistance de 180 k Ω est en conséquence commune aux deux transistors.

Côté émetteur de chaque transistor sont insérées des résistances de 470 Ω destinées à appliquer les diverses contre-réactions nécessaires au bon fonctionnement de cet étage.

Une première contre-réaction est appliquée de la base du premier transistor à l'émetteur du second à l'aide d'une résistance de 330 k Ω . Les condensateurs de 390 pF et 100 pF permettent de limiter en fréquence la réponse du préamplificateur et d'éviter les risques d'accrochages.

Une autre contre-réaction sélective cette fois permet de jouer, sur la sensibilité et sur le modèle de la courbe de réponse, elle met en jeu les éléments 4,7 nF, 10 nF, 22k Ω , 390 k Ω et 33 k Ω

Les tensions BF préamplifiées et corrigées apparaissent au niveau du collecteur du deuxième transistor et sont dirigées par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 μ F vers le commutateur de fonctions.

LE PREAMPLIFICATEUR-CORRECTEUR

Suivant la position du commutateur de fonctions il est fait abstraction du préamplificateur d'entrée aussi est-il nécessaire d'avoir recours à un préamplificateur général. Les deux transistors utilisés sont du type 2N2925.

L'entrée de cet étage est précédée des filtres passe-haut et passe-bas à circuit RC classi-

que. Le premier transistor apporte un gain relativement important, sa polarisation est obtenue par l'intermédiaire d'une résistance de 2,2 M Ω disposée entre base et collecteur.

Le transistor suivant est monté en adaptateur d'impédance et pour se faire sa résistance de charge est placée côté émetteur.

C'est à ce niveau que les tensions sont injectées au correcteur de tonalité d'un montage désormais classique mais très efficace, Baxandall. Les commandes de balance avec curseur à la masse et de volume interviennent à la sortie.

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Un étage préamplificateur précède l'amplificateur de puissance proprement dit il est en grande partie destiné à compenser l'affaiblissement apporté par le circuit correcteur de tonalité.

Il s'agit d'un montage émetteur commun avec polarisation de base par pont de résistances, l'entrée s'effectue sur la base et la sortie au niveau du collecteur par l'intermédiaire d'une cellule série 10 μ F, 22 k Ω .

L'étage driver fait appel à un transistor 2N3416 son circuit collecteur comporte les bases des transistors déphaseurs 2N3053 et 2N4037.

Tous les transistors sont montés en liaison directe en conséquence, la polarisation de base du transistor driver permet de fixer le point de repos de l'ensemble grâce à la résistance ajustable de 47 k Ω . Là encore un condensateur de 47 pF placé entre base et collecteur évite les accrochages en limitant la réponse en fréquence.

La résistance ajustable de 470 Ω placée en série avec les diodes permet de minimiser la distorsion de croisement.

L'étage de sortie est du type quasi complémentaire puisque deux transistors déphaseurs sont utilisés pour attaquer convenablement les bases des transistors de puissances. Ces derniers sont du type R.C.A. 2N5293 en boîtier Jedec.

Des résistances de stabilisation en température sont prévues au niveau des émetteurs de chaque transistor. Afin de couper la

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE 2 x 18 WATTS



- Puissance efficace : 18 watts/4 Ω .
- Réponse : 30 Hz à 20 kHz à ± 1 dB.
- Distorsion harmonique < 0,2 % pour 15 W à 1 kHz sur 8 Ω .
- Rapport signal/bruit < - 65 dB en P.U.
- Contrôle de tonalité :
 - graves ± 14 dB à 50 Hz
 - aiguës ± 16 dB à 18 kHz

Circuit imprimé unique
Contrôle du niveau de modulation et de la distorsion par vu-mètre sur chaque canal (en option).
Commande de MONITORING.

ENTRÉES : Monitoring - Radio - P.U. - Magnét. - P.U. Piézo - Auxiliaire.
Dim. : 369 x 285 x 128 mm de prof.

★ PRIX en « KIT » 410.00
★ Précâblé 504.00
EN OPTIONS : Le coffret 50.00
La face avant 30.00
Vu-mètre. La pièce 28.00

ACER

42 bis, rue de CHABROL
PARIS-10^e. Tél. : 770-28-31
C.C. Postal : 77-25.44 PARIS

Métro : Poissonnière - Gares de l'Est et du Nord.

AU BANC D'ESSAI



L'ENSEMBLE ESS

IL existe dans la catégorie haut de gamme Hi-Fi, des appareils présentant des caractéristiques sortant de l'ordinaire, comme les matériels ESS. Leur originalité n'est pas située dans la présentation, mais dans la recherche poussée à l'extrême, en vue d'obtenir des caractéristiques en tous points excellentes. L'équipe qui a conçu ces appareils est constituée par des techniciens, seulement par des techniciens, sommes-nous tentés de dire, car le seul aspect technique a guidé les réalisateurs dans l'étude et la fabrication. Le fruit de cette mise au point est composé de trois maillons, un préamplificateur correcteur, un amplificateur de très grande puissance, et des enceintes de conception nouvelle. Les caractéristiques obtenues sont remarquables, compte tenu de leur respect à haute puissance, 2×280 W eff.,

valeur que nous n'avions pas encore rencontrée.

CARACTERISTIQUES

Préamplificateur : Bande passante, correcteurs éliminés : $\pm 0,5$ dB de 10 Hz à 40 kHz ; ± 1 dB de 2 Hz à 260 kHz.

Taux de distorsion harmonique : 0,0075 % de 20 Hz à 40 kHz.

Taux de distorsion par intermodulation : 0,005 % pour les fréquences 60 Hz/4 kHz en rapport 4/1.

Correction RIAA : $\pm 0,25$ dB de 20 Hz à 20 kHz par rapport à la courbe idéale.

Filtre passe-haut, filtre passe-bas, monitoring.

Entrées : PU magnétique, 5 mV/47 k Ω ; tuner 150 mV/100 k Ω , magnétophone (2), 150 mV/100 k Ω , monitoring 150 mV/100 k Ω , aux. (2), 150 mV/100 k Ω .

Sorties : ligne (2), 2,5 V eff./10 k Ω , casque, magnétophone.

Rapport signal/bruit : PU, 80 dB (référence 10 mV, entrée à 1 kHz) ; autres entrées 100 dB.

Alimentation : 220 v, 50 Hz.
Encombrement : 422 x 152 x 230 mm.

Amplificateur : Puissance de sortie : 2×250 W eff. sur 8 Ω à 1 kHz les deux voies en service, plus de 300 W par canal en fonctionnement alterné.

Bande passante : 1 Hz, 100 kHz, ± 3 dB.

Distorsion harmonique : 0,1 % de 20 Hz à 20 kHz quelle que soit la puissance de sortie.

Distorsion par intermodulation : $< 0,1$ % de 20 Hz à 20 kHz quelle que soit la puissance en sortie.

Rapport signal/bruit : 100 dB.

Facteur d'amortissement : 1 000 à 20 Hz.

Impédance de sortie : 4-8 Ω .

Sensibilité : 1,75 V eff. pour la puissance maximale.

Déphasage : + 10° à 20 Hz, - 10° à 20 kHz.

Temps de montée : $< 1,7$ μ s.

Protection : électronique + fusibles.

Alimentation : 220 V, 50 Hz.

Encombrement : 422 x 152 x 386 mm.

Enceintes : Type AMT1 à deux voies.

Bande passante : 45 Hz, 24 kHz, ± 2 dB (relevée en chambre sourde).

Constitution : 1 haut-parleur de 250 mm dans une enceinte reflex à évent accordé, 1 « transformateur d'air Heil », rayonnant de façon omnidirectionnelle.

Fréquence de raccordement : 600 Hz.

Distorsion harmonique : $< 0,5$ % de 600 Hz à 24 kHz au niveau 90 dB à 1 m ; < 1 % de

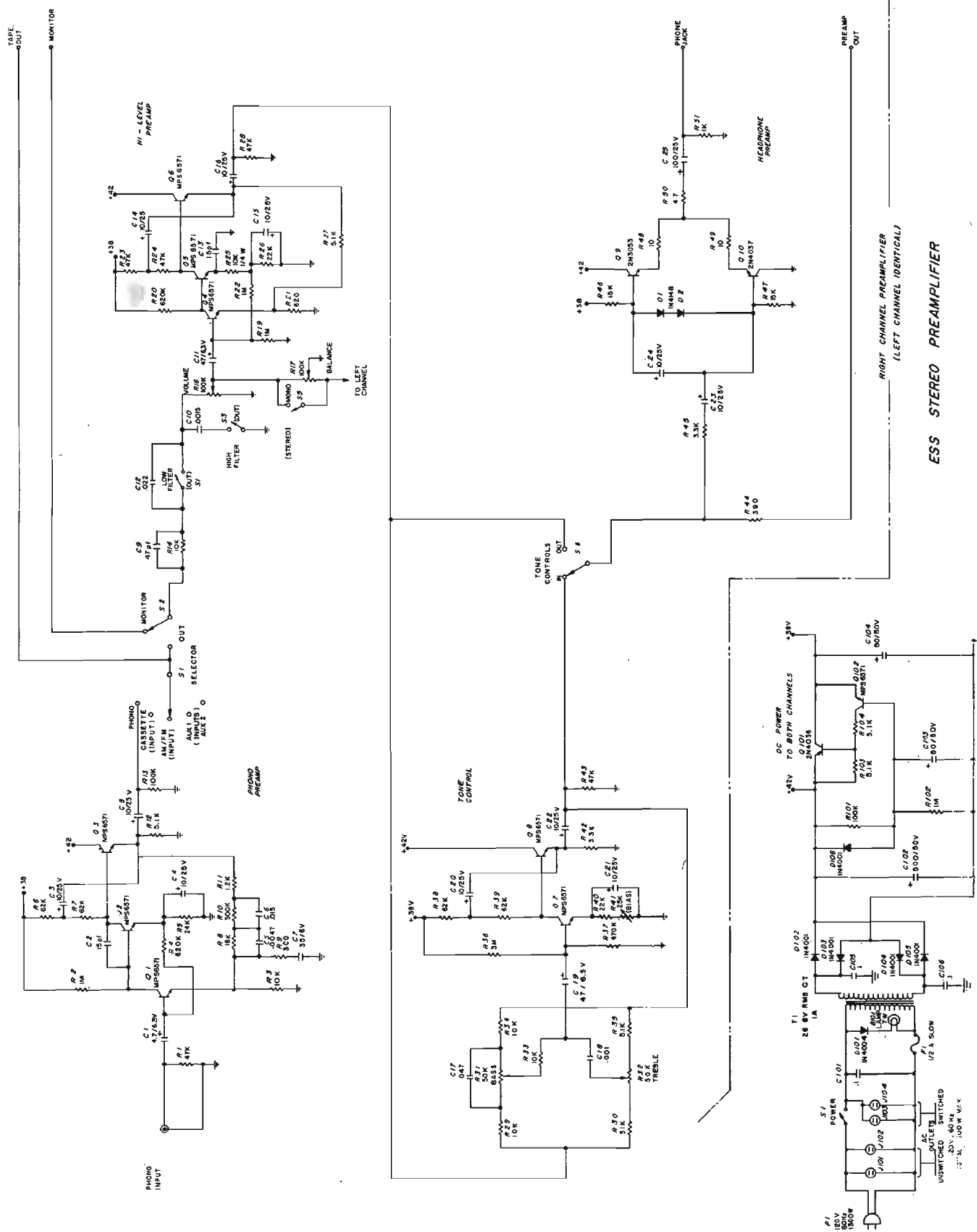


Fig. 1

ESS STEREO PREAMPLIFIER
 (LEFT CHANNEL IDENTICAL)

80 à 600 Hz au niveau 90 dB à 1 m.

Temps de montée : 20 μ s à 5 kHz.

Puissance minimale requise : 30 W eff.

Puissance maximale : 350 W crête.

Impédance : 4 Ω .

Filtre réglable, protection par fusible.

Encombrement : 103,2 x 46,6 x 46,6 cm.

PRESENTATION

Ici, la sobriété est de rigueur. Le préamplificateur et l'amplificateur sont de format identique, avec une face avant d'aluminium anodisée au ton or pâle. Les commandes sont disposées sur des bandeaux de plexiglas noir, elles sont réduites au strict minimum. Les touches des claviers comportent un petit volet rabattant interne, de couleur verte qui bascule lorsque une touche est enclenchée, afin de signaler leur mise en service.

Sur le préamplificateur, les raccordements sont tous munis de prises CINCH, et des prises réseau directes ou commandées permettent la mise en route de tous les maillons de la chaîne à partir de la touche arrêt/marche de celui-ci.

L'amplificateur comporte sur l'arrière des ailettes de refroidissement de taille importante pour la batterie de transistors finale (24) et une prise est installée pour l'emploi d'un ventilateur lorsque l'appareil est encastré.

Côté technique, si l'architecture des circuits est classique, le fonctionnement de ceux-ci est optimisé par l'emploi de composants sélectionnés, les transistors sont triés en β , en V_{BE} et en courant de fuite, les résistances sont de la catégorie 5%, ainsi que de nombreux condensateurs.

Les vu-mètres installés sur le panneau avant de l'amplificateur sont gradués de façon à conserver une marge de sécurité importante à l'utilisation, car en régime musical, les crêtes de puissance peuvent très facilement dépasser les 250 W. Le niveau 0 dB correspond à 100 W sur 8 Ω , 200 W sur 4 Ω , leur graduation est à peu près correcte, et il est bon de signaler que sur 4 Ω , le niveau + 1 dB correspond à près de 250 W, et + 1,5 dB à 280 W.

Les enceintes sont de forme pyramidale tronquée. Le raccordement et le réglage des filtres ainsi que l'évent sont disposés au dessous, et le capot supérieur est amovible. Celui-ci ôté, il

dévoile le « transformateur d'air Heil », reproduisant les fréquences du médium à l'aigu. Le fonctionnement de cet élément est détaillé en fin d'article. L'examen de l'élément laisse perplexe au premier abord, est-ce un phare ou un réflecteur ? En réalité, nous sommes en présence d'un haut-parleur de conception tout à fait nouvelle qui possède de brillantes qualités.

L'élément actif est un conducteur plat relié sur lui-même en accordéon, il est soumis à un champ magnétique radial, et une tension alternative est appliquée à ses bornes. Ce conducteur est disposé dans un soufflet en polyéthylène, et en fonction du sens du courant circulant dans le câble, les sections en présence s'attirent et se repoussent, provoquant une pulsation de l'air au rythme de la fréquence appliquée, par l'intermédiaire des éléments du soufflet. La reproduction est assurée dans une large gamme de fréquences, et le système bien que nécessitant une puissance de commande élevée, possède des caractéristiques acoustiques de grande qualité.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Préamplificateur : Le schéma est donné figure 1, il est de constitution très classique. L'effort du constructeur a porté sur la sélection des composants, permettant d'optimiser les caractéristiques.

Le préamplificateur correcteur RIAA comporte les deux étages habituels à liaison continue, bouclés par le réseau de correction globale et ceux appliqués localement sur les transistors Q_1 et Q_2 . Pour éviter toute interaction des circuits suivants, un étage tampon est monté en émetteur follower à la sortie du préamplificateur, le transistor Q_3 .

La sortie de Q_3 est dirigée vers le sélecteur de source S_1 , après lequel est prélevé le signal pour enregistrement et la commutation monitoring, puis sont disposés les circuits des filtres passe-haut et passe-bas, suivis des contrôles de volume et de balance précédant un amplificateur à deux étages disposés en liaison continue Q_4 - Q_5 . Un étage tampon est disposé en sortie, le transistor Q_6 , monté en émetteur follower.

En sortie de Q_6 , un interrupteur S_6 , permet la mise en service de la section correcteurs de tonalité, ou court-circuite l'action de ceux-ci.

Les correcteurs sont du type Baxendall, insérés dans un amplificateur à deux étages, Q_7 - Q_8 , et les signaux sortent de l'appareil pour être dirigés vers l'amplificateur de puissance.

Un amplificateur monté en circuit complémentaire amène les signaux au niveau nécessaire pour l'utilisation d'un casque de contrôle, il utilise le circuit constitué par Q_9 - Q_{10} et les diodes D_1 - D_2 .

L'alimentation + 38 V est régulée, elle alimente les différents circuits à l'exclusion des étages montés en collecteur commun.

Amplificateur : Là également, les circuits employés sont d'un type souvent analysé sur les matériels de grande classe (Fig. 2).

L'entrée comporte un étage différentiel alimenté par une source à courant constant, ensemble Q_1 - Q_2 - Q_3 , suivi d'un étage amplificateur Q_5 et du transistor symétriseur Q_6 . Les circuits sont à liaison continue, ils sont suivis des drivers et de l'ensemble des transistors de sortie disposés en Darlington avec cinq éléments en parallèle sur chaque branche, en configuration quasi complémentaire. La contre-réaction globale est ramenée sur Q_2 , et une stabilisation de l'amplificateur vis-à-vis de la nature de la charge est installée, comportant les éléments L_1 - R_{38} .

Vu les puissances mises en jeu (alimentation + et - 100 V) une protection électronique est installée, doublée par des fusibles rapides.

L'alimentation est de puissance largement dimensionnée, afin de pouvoir « suivre » les crêtes de modulation. Les chimiques de filtrage sont de valeur très importante, 9 800 μ F.

Les vu-mètres sont des voltmètres donnant les tensions prélevées en sortie, leurs indications sont à surveiller pour éviter le dépassement de la puissance maximale.

MESURES

Préamplificateur : Nous n'avons pu mettre en évidence le taux de distorsion harmonique du préamplificateur, nos mesures ayant donné la distorsion propre de nos générateurs à n'importe quelle fréquence. En intermodulation, la mesure ne revêt également aucune signification, elle se trouve être inférieure à 0,1%, valeur due aux instruments employés.

La bande passante couvre à

- 3 dB de 2 Hz à 110 kHz en position correcteurs hors-circuit, elle est linéaire à $\pm 0,1$ dB de 8 Hz à 50 kHz.

La correction RIAA est excellente, l'une des meilleures que nous ayons jamais relevée, l'écart maximal atteint $\pm 0,2$ dB entre 30 Hz et 18 kHz.

L'action des correcteurs de tonalité amène une variation de - 12, + 10,5 dB à 50 Hz, + 9,5, - 10 dB à 10 kHz; les filtres passe-haut et passe-bas ont un affaiblissement respectif de - 6 dB à 15 kHz, - 5 dB à 50 Hz.

En sortie, le niveau maximal atteint 3,5 V eff., ce qui permet vu la faible impédance de celle-ci d'utiliser éventuellement une ligne sur une longue distance.

Le rapport signal/bruit de l'entrée PU magnétique, mesuré selon les spécifications du constructeur en injectant 10 mV eff. sur l'entrée à 1 kHz ressort à 76,5 dB.

Toutes ces mesures font ressortir les qualités de l'appareil, et l'on peut noter qu'aucune distorsion propre ne sera ajoutée à celle du signal exploité. L'action des correcteurs de tonalité et des filtres peut sembler un peu faible, mais en pratique il n'en est rien, les variations sont très largement suffisantes.

Amplificateurs : Nous avons eu quelques difficultés d'ordre pratique pour trouver les charges destinées à l'amplificateur. En effet, notre limite se situait à 150 W, que ce soit en 4 ou 8 Ω . Ici, nous avons dû prévoir jusqu'à 350 W.

Nos mesures de puissance ont été réalisées de façon habituelle après avoir trouvé les charges correspondantes aux possibilités de l'appareil.

La puissance relevée ressort à 2 x 280 W eff. sur charges de 8 Ω , et 2 x 260 W eff. sur 4 Ω , cette dernière mesure nous ayant procuré des difficultés dues au claquage des fusibles pour de faibles augmentations à l'entrée, ayant entraîné une élévation de puissance en sortie que ne toléreraient pas les fusibles calibrés, ce qui limitait la puissance maximale mesurable.

Pour éviter ces incidents, les mesures de distorsion et de bande passante ont été réalisées amplificateur chargé sur 8 Ω . La distorsion harmonique mesurée pour 2 x 280 W eff. sur 8 Ω ressort à 0,12% à 20 Hz, 0,07% à 1 kHz, 0,14% à 20 kHz.

Côté intermodulation, pour les fréquences 50-6 000 Hz en rapport 4/1, à la puissance notée ci-

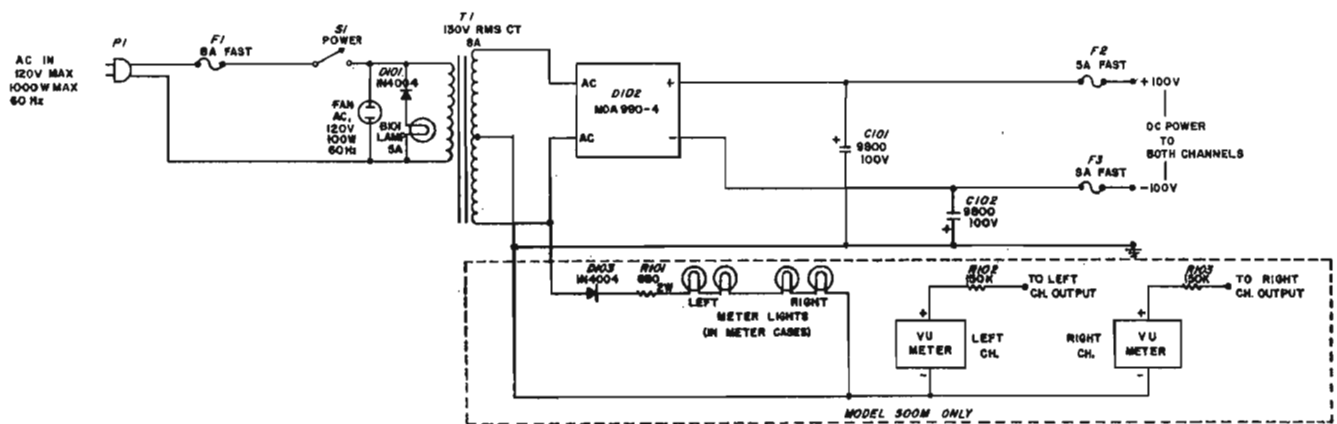
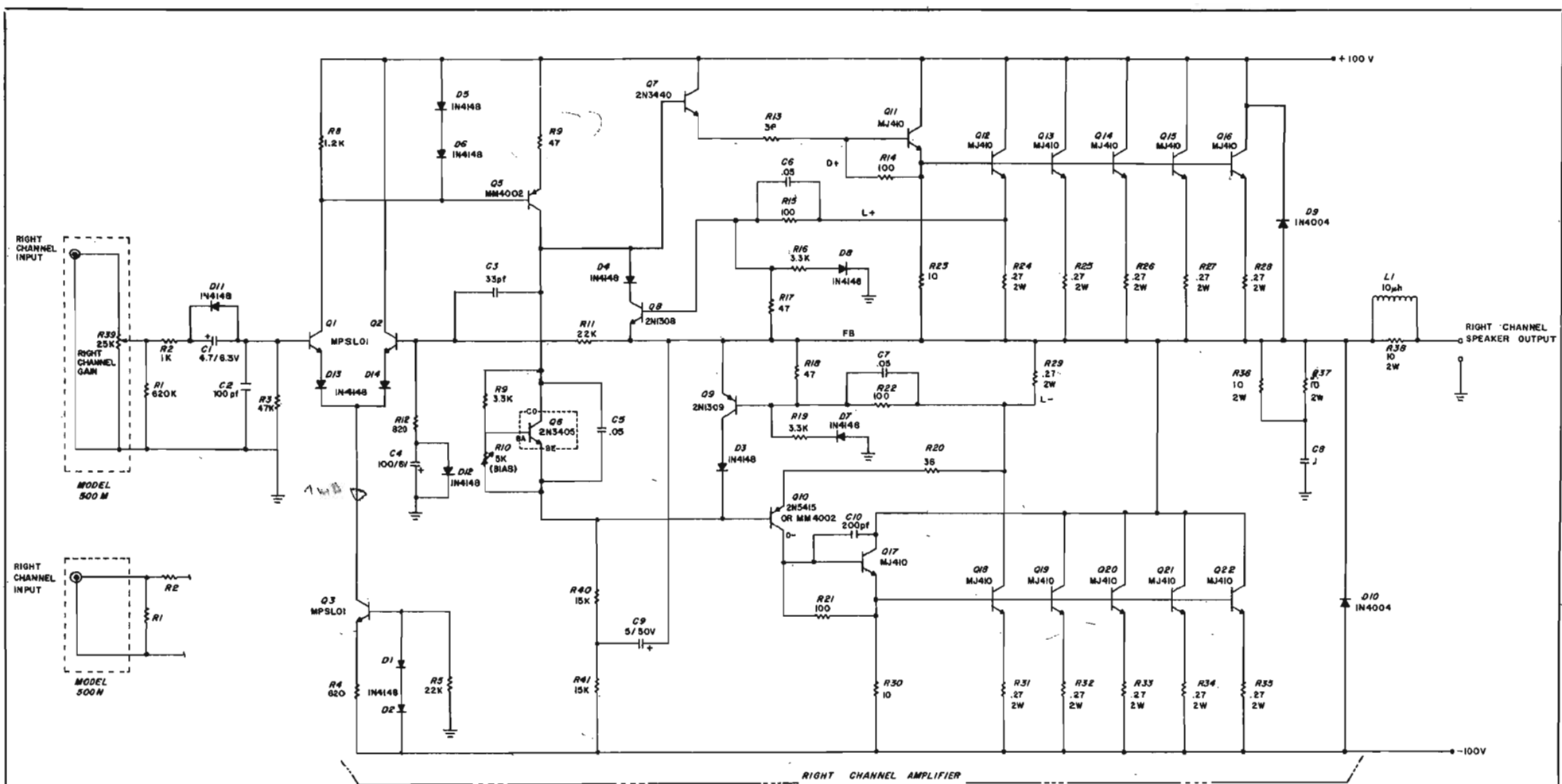


FIG. 2

dessus, nous avons obtenu 0,11 %.

La bande passante à la puissance maximale est linéaire à 0,1 dB de 20 Hz à 20 kHz, à -1 dB de 5 Hz à 40 kHz.

Les indications portées sur les vu-mètres correspondent, avec un décalage de 0,5 dB entre eux à 8 W pour -10 dB, 43 W pour -5 dB, 205 W pour 0 dB sur charge de 4 Ω, et à la moitié de celles-ci lorsque l'on est chargé par 8 Ω. En pratique, la charge est constituée par les enceintes ESS de 4 Ω, les informations indiquées par les vu-mètres correspondent donc à la puissance maximale lorsque l'on atteint +1,5 dB (280 W).

Toutes ces caractéristiques sont excellentes, et nous avons eu plaisir à relever des taux de distorsion aussi faibles à ces puissances.

ÉCOUTE

Pour mettre en évidence les qualités de cette chaîne, nous avons utilisé une platine Pioneer à entraînement direct PL51, munie d'une cellule dynamique Ortofon SL15, dont nous publierons ultérieurement un banc d'essai. Les enceintes à diffuseur

Heil ne trahissent pas l'ensemble préamplificateur - amplificateur, nous sommes en présence d'une très grande chaîne aux performances devant satisfaire les plus exigeants. La puissance requise pour une bonne reproduction par les enceintes est fixée par le constructeur à 30 W, en dessous de laquelle on ne peut espérer mettre toutes ses qualités en valeur.

CONCLUSION

Bien que la chaîne ESS soit d'un prix ne la situant pas au niveau de toutes les bourses, on peut admirer sa restriction, ses caractéristiques autorisant une reproduction sonore d'une qualité et d'une finesse extrêmes. Une petite lacune pourtant, due à l'inexpérience pratique des techniciens ayant conçu cette grande chaîne, l'équilibrage du niveau des différentes sources à l'entrée du préamplificateur n'a pas été prévu.

La réalisation est soignée, et la fiabilité très sérieusement étudiée, ce qui permet de penser que cette chaîne peut longtemps faire le plaisir de son possesseur.

J.B.

LES ENCEINTES ESS

Les enceintes ESS constituent une nouveauté sur le marché de la Hi-Fi. Leur principe de fonctionnement s'apparente à l'orthophasse, bien que leur réalisation en soit très éloignée.

L'élément nouveau en est le diffuseur d'air Heil, couvrant une large gamme de fréquences, de 600 Hz à 24 kHz.

L'élément actif (Fig. 1) est disposé dans un cadre rectangulaire inséré dans un bloc magnétique de grande puissance. Il comporte un câble plat en aluminium replié de façon à ce que le courant circule en sens opposé dans chaque brin. Le câble plat est disposé dans un soufflet (Fig. 2) en polyéthylène dont le montage permet un débattement latéral.

Lorsque le câble est raccordé à une source alternative, les parties du câble plat en regard sont alternativement attirées ou repoussées, entraînant le soufflet dont les plis se trouvent mis en mouvement et qui propulse l'air dans un sens ou dans l'autre, pulsé à la fréquence de la source d'alimentation, ici l'amplificateur (Fig. 3). On obtient un diagramme de rayonnement en 8, qui prend une forme presque circulaire aux fréquences élevées (Fig. 4 et 5).

L'avantage est d'éliminer les résonances parasites, tout en offrant une large gamme de fréquences reproduites du bas-médium aux ultrasons (Fig. 6). Le rendement acoustique est faible, mais la qualité sonore remarquable.

J.B.

Chez Hi-Fi Givet

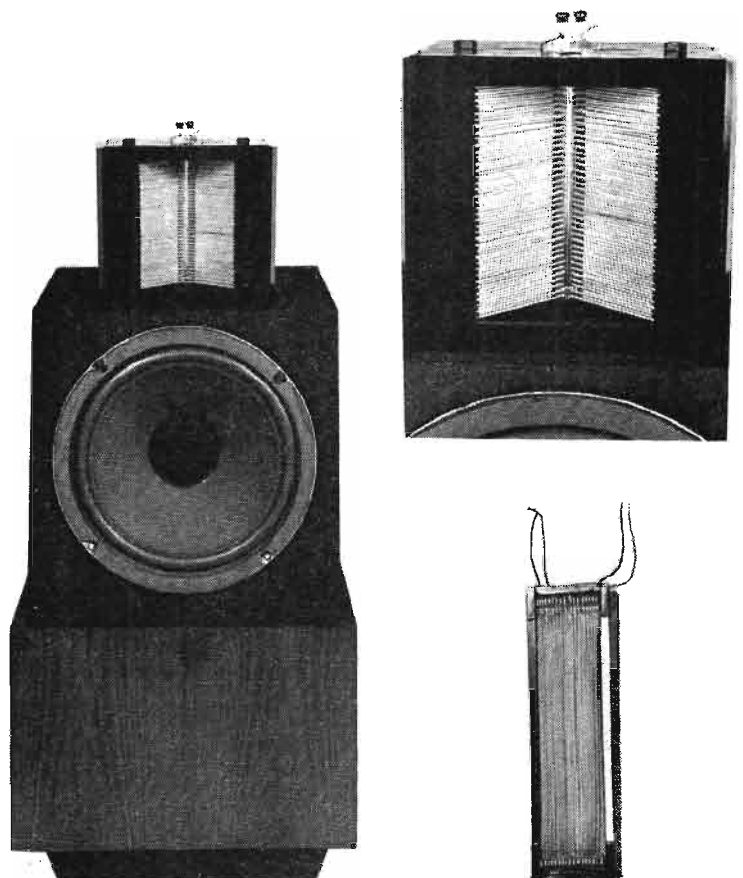
4, rue Vauban, 38000 Grenoble - tél. : (76) 87-74-61

L'ampli-tuner Pioneer LX 440 A.

2 x 20 watts - 3 gammes d'ondes FM-PO-GO - Ferrite orientable
2 groupes de H.P. - Prix : 2170 F TTC.



Les meilleurs spécialistes conseillent
les meilleurs matériels.
Et ils ont le label
Musique Diffusion Française.



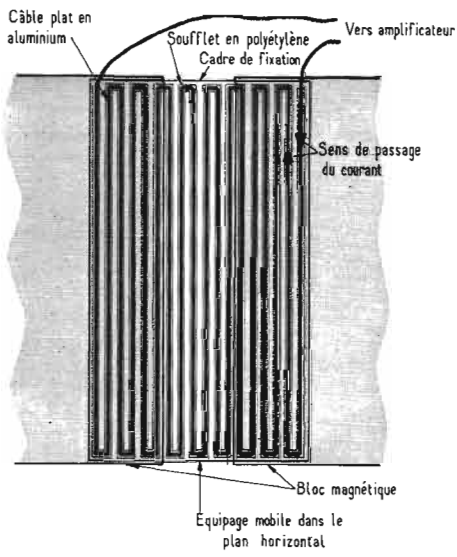


Fig. 1

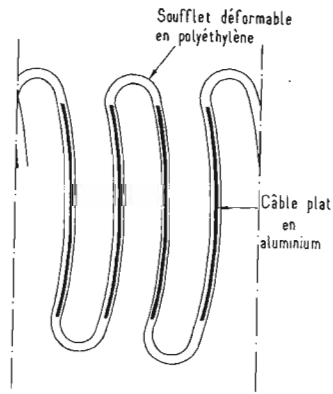


Fig. 2

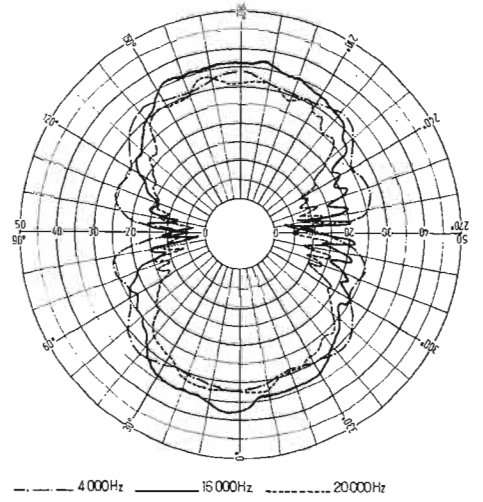


Fig. 4

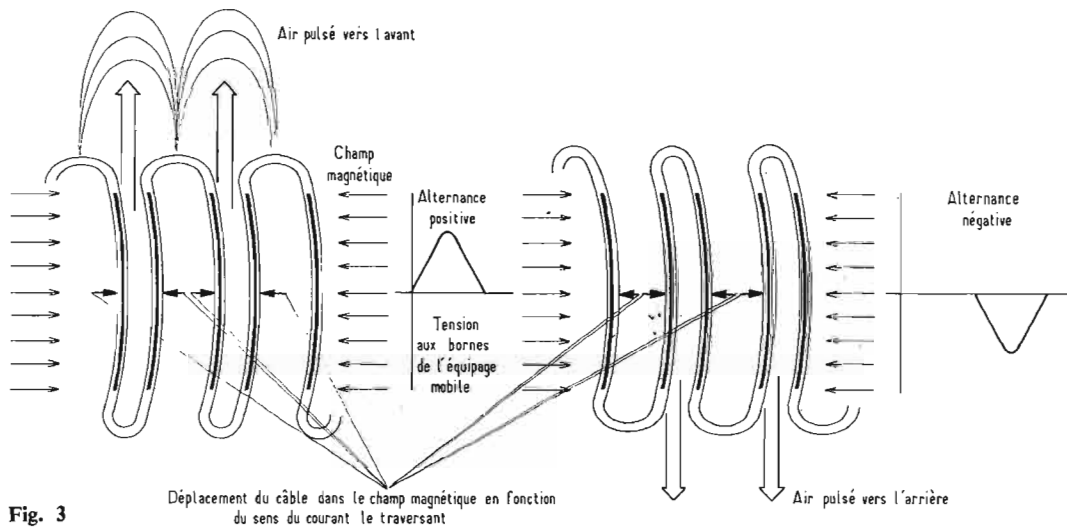


Fig. 3

Déplacement du câble dans le champ magnétique en fonction du sens du courant le traversant

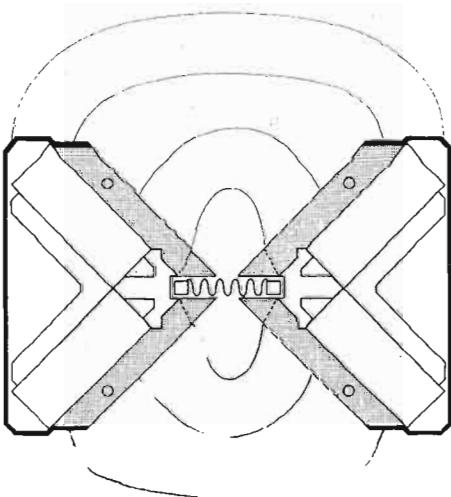


Fig. 5

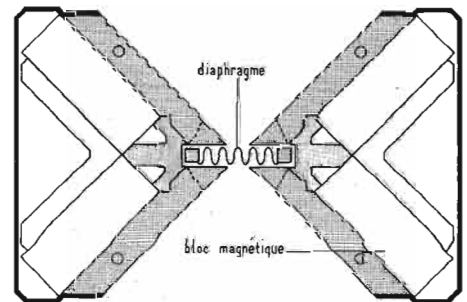


Fig. 5 b

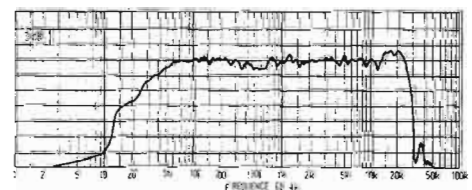


Fig. 6

REMARQUÉ DANS UN AUDITORIUM...

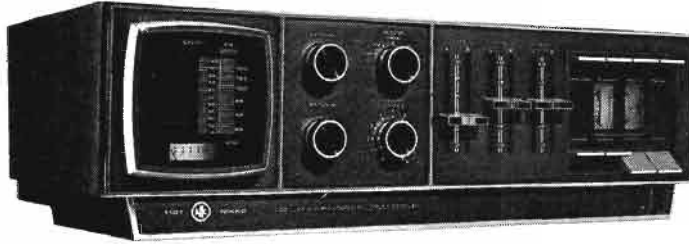
La chaîne que nous avons remarquée aujourd'hui sort résolument des sentiers battus, car chaque maillon représente le dernier cri de la technologie et se trouve être le haut de gamme de chacun des constructeurs sélectionnés.

Le premier maillon est la platine tourne-disques Dual CS70. Il s'agit d'une platine semi-automatique de très haute qualité, dont le plateau est à entraînement direct régulé électroniquement ; équipée d'un moteur Hall dont les qualités et la régularité de rotation permettent d'excellents résultats et l'absence de pleurage, un stroboscope permet le contrôle de la vitesse et deux potentiomètres permettent l'ajustage parfait de chacune des vitesses 33 1/3 et 45 tours. Le bras de lecture parfaitement équilibré est muni d'un antiskating de grande précision. Les réglages sont très faciles à effectuer si l'on suit les indications de la notice. La tête de lecture a été spécialement développée pour Dual par Ortofon, afin d'obtenir le meilleur rendement de l'ensemble bras phonolecteur. La platine est livrée avec son socle et son couvercle en plexi.

2^e maillon, l'ampli-tuner Nikko Sta 1101 possède certains perfectionnements jamais rencontrés sur un même appareil. La présentation très originale s'apparente au matériel de bord aéronautique. La section tuner FM est équipée de 4 FETS, de 2 filtres cristaux, de circuits intégrés et de filtres céramiques. Ce luxe technologique permet les excellentes performances enregistrées. En AM, rien n'a été négligé pour garantir une bonne réception. Une ferrite se trouve d'ailleurs à l'arrière de l'appareil et peut être orientée à volonté. 2 cadrans séparés et commandés par 2 boutons permettent un réglage précis des stations désirées. Un grand vu-mètre permet de contrôler un accord optimal un indicateur spécial signale les émissions stéréophoniques. Le décodeur est également à circuits intégrés, dont Nikko qui les produit lui-même, fait un grand usage.

L'amplificateur est très élaboré : chaque canal délivre une puissance de 60 W. RMS sur une impédance de 4 Ω. 6 potentiomètres à curseurs très souples à manier, commandent pour chaque canal : le volume, le correcteur grave, le correcteur aigu.

Ceci rend l'utilisation de l'appareil très agréable.



Autre particularité très intéressante, le Nikko STA 1101 qui permet d'alimenter 2 jeux de baffles possède un **réglage de volume indépendant** pour le 2^e jeu de baffles. Ceci permet d'écouter avec un volume important dans une pièce et d'avoir un niveau moins important dans un autre local.

L'appareil est muni d'un inverseur mono/stéréo, d'un filtre passe-haut, d'un filtre passe-bas, d'un compensateur physiologique (loudness), d'un silencieux (muting), de 2 commutateurs mettant en service les 2 groupes de haut-parleurs, et d'un monitor permettant le contrôle avec magnétophone à 3 têtes. 2 vu-mètres éclairés permettent à tout moment de connaître le niveau de sortie de chaque canal.

Dans la partie inférieure droite de l'appareil, la manœuvre d'une glissière fait apparaître :

- 2 potentiomètres permettant l'ajustage des 2 vu-mètres indicateurs de puissance, 2 entrées microphones, 2 sorties supplémentaires d'enregistrement.

- 1 potentiomètre réglant le

volume du casque 1, et enfin 2 jacks pour casque stéréo.

Cet appareil très complet est muni d'un triple circuit de sécurité protégeant les étages de puissances et les enceintes contre toute fausse manœuvre.

Caractéristiques :

Section tuner FM :

Sensibilité : 1 μV, S.F. 20 dB (IHF = 1,5 μV).
Réjection IF : 100 dB à 98 MHz.
Séparation : 40 dB à 1 000 Hz.
Sélectivité : 60 dB (IHF).
Distorsion : Inférieure à 0,5 %.

Section tuner AM :

Sensibilité : 100 μV/m.
Sélectivité : 25 dB (± 10 kHz).
Distorsion : 0,8 %q.

Amplificateur :

200 W à ± 1 dB (Z = 40 Ω).
140 W à ± 1 dB (Z = 8 Ω).
Puissance RMS (efficace) 2 × 60 W sous 4 Ω.
2 × 40 W sous 8 Ω.
Bande passante : 10 Hz à 70 kHz ± 1 dB.
Réponse à la puissance nominale : 15 Hz à 30 kHz ± 0,5 dB.
Distorsion d'intermodulation : à 30 W - 0,2 %.

Distorsion d'intermodulation : à 1 W - 0,1 %.

Sensibilités :

Phono : 2 mV Z = 50 kΩ.
Magnétophone : 200 mV Z = 100 kΩ.
Microphone : 2 mV/50 kΩ.
Auxiliaires : 200 mV/100 kΩ.
Rapport signal/bruit :
Phono : 70 dB.
Bande : 75 dB.
Auxiliaire : 75 dB.
Micro : 65 dB.

Action des correcteurs : ± 12 dB à 70 Hz ; ± 12 dB à 10 kHz.

Les baffles sont également des nouveautés puisqu'il s'agit de l'enceinte de référence KEF104, il s'agit d'un nouveau système à 3 membranes où un radiateur de basses est acoustiquement couplé à un boomer de 8 pouces. Ce qui donne des basses très claires jusqu'à des fréquences inférieures à 30 Hz. Ce système est très supérieur en résultats ; à ce que l'on pourrait obtenir avec un boomer d'un diamètre supérieur qui serait muni d'une culasse adéquate.

1 filtre à 6 éléments de très haute qualité aiguille les fréquences supérieures à 3 000 Hz vers 1 tweeter T27 dont la réponse reste excellente jusqu'à 30 000 Hz ; ce qui est très supérieur à la limite d'audibilité. Un matériau à haute densité fait l'amortissement interne de l'enceinte qui est close, du matériau bitumeux anti-résonnant est également utilisé dans l'enceinte pour obtenir les excellents résultats entendus. Une grille en matériau multicellulaire sculpté protège les membranes de haut-parleur et facilite le rayonnement des différents diaphragmes.

1 sélecteur à 3 positions permet d'ajuster la réponse de l'enceinte en fonction du local d'écoute et du goût de l'auditeur.

(Communiqué)

1^{re} suggestion :

- Ampli-tuner NIKKO STA 1101.
- Platine CS70 Dual complète.
- 2 enceintes KEF 104.

L'ENSEMBLE 8 990 F

2^e suggestion :

- Ampli-tuner NIKKO STA 1101.
- Platine Beogram 4000 à bras tangentiel.
- Cellule, socle et plexi.
- 2 enceintes JBL Prima L25 avec magnéto K7 Dolby Beocord 2200 supplément 2 650 F

L'ENSEMBLE 10 750 F

3^e suggestion :

- Ampli-tuner NIKKO STA 9010.
- Platine Thorens TB165S.
- Cellule Shure 75/6 socle et plexi.
- 2 enceintes KEF Chorale.

L'ENSEMBLE 4 820 F

4^e suggestion :

- Ampli-tuner NIKKO STA 9010.
- Platine BARTHE Roto-Fluid SP.
- Cellule magnétique socle et plexi.
- 2 enceintes SANSUI SP30.

L'ENSEMBLE 4 350 F

**ILLEL HI-FI CENTER : 106, av. Félix-Faure
Paris-15^e - Tél. : VAU. 09-20**

INDICATEUR DE DIRECTION AVEC RÉPÉTITEUR SONORE

SUR chaque automobile, pour signaler un changement de direction, le conducteur déplace dans le sens désiré son contacteur ou flèche afin que les feux avant et arrière « clignotent ». En fait, sur ces voitures, il s'agit de centrale clignotante dont le principe de fonctionnement est basé sur un « bilame » qui, en s'échauffant, prend une position déterminée. L'électronique peut avantageusement remplacer ces dispositifs électriques qui ont, toutefois, fait leur~preuve.

Le petit montage d'expérience que nous proposons pourra, le cas échéant, être monté sur un jouet d'enfant ou bien une bicyclette attendu la faible puissance de l'ampoule indicatrice mise en jeu.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est très simple et fait appel à deux transistors classiques genre BC108 ou 2N2222 pouvant accepter un courant collecteur maximal d'environ 80 mA.

Comme on peut le constater, il s'agit d'un multivibrateur à couplages dit « croisés ». Deux amplificateurs à émetteur commun sont montés avec polarisation de base par rapport à la ligne positive puisqu'on est en présence de transistor NPN.

Le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations s'obtient au moyen des condensateurs C_1 et C_2 respectivement placés entre le collecteur d'un transistor et la base du suivant.

La valeur de ces condensateurs et la valeur des résistances de base détermine la constante de temps du montage, c'est-à-dire la durée de l'éclat de la lampe L_1 .

Pour ce faire, dans chaque circuit collecteur, on insère, d'un côté la lampe L_1 et de l'autre un haut-parleur d'une bobine mobile de 100 Ω . Comme chaque transistor passe alternativement de

l'état conducteur à l'état bloqué, tantôt la lampe L_1 s'allume, tantôt le bruiteur émet un top. Dans ces conditions, il ne faut pas utiliser un haut-parleur dont la bobine mobile serait trop faible.

La résistance variable R_2 placée dans le circuit de base du transistor T_1 permet de faire varier la cadence des éclats lumineux.

Enfin, l'alimentation s'effectue sous 4,5 à 6 V de tension procurée par une pile.

REALISATION PRATIQUE

On peut effectuer une réalisation pratique simple à l'aide d'une petite plaquette perforée. La plaquette M Board de référence M17 convient parfaitement. Elle comporte 7 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à G.

Ces bandes sont perforées régulièrement de 16 trous numérotés de 1 à 16 de la gauche vers la droite. Il est aisé dans ces conditions de placer les quelques composants nécessaires au montage. Les résistances sont montées verticalement et les condensateurs « à plat » sur la plaquette comme le laisse entrevoir la figure donnant l'implantation pratique et possible des éléments.

Il est préférable de dégager

la résistance ajustable R_2 afin d'obtenir un meilleur accès pour le réglage. Il faut faire attention aux straps de liaison entre les bandes conductrices en D3-E3, D14-F14 et B15-E15. Les soudures seront de préférence effectuées à l'aide d'un fer à souder genre « stylo » d'une puissance inférieure à 50 W. Ces soudures

devront être légères afin de ne pas court-circuiter accidentellement les bandes conductrices adjacentes.

Avant de mettre sous tension, il faut vérifier la continuité du circuit. Après essais, si les éclats étaient trop rapprochés, il conviendrait d'augmenter la valeur des condensateurs C_1 ou C_2 .

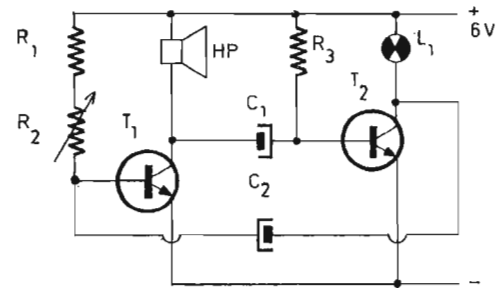


Fig. 1

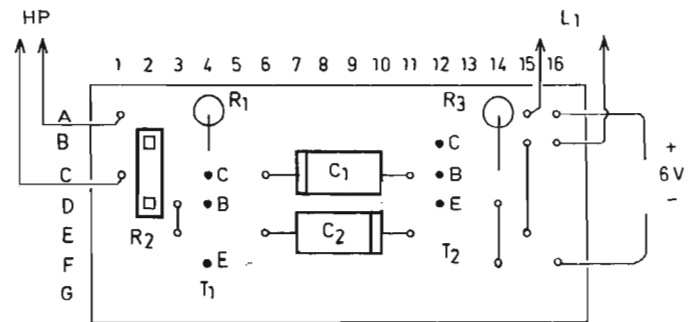


Fig. 2

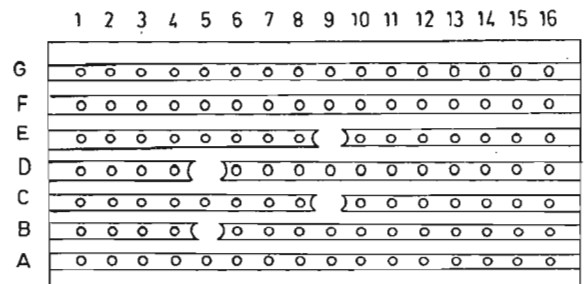


Fig. 3

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 = 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge).

R_2 = 47 k Ω ajustable « Matéra ».

R_3 = 47 k Ω (jaune, violet, orange).

C_1 = 100 μ F tantale 6 V.

C_2 = 100 μ F tantale 6 V.

T_1 = 2N2222, BC108, etc.

T_2 = 2,2222, BC108, etc.

L_1 = Ampoule incandescence 4,5 V/0,1 A.

HP = Bobine mobile > 100 Ω .

LE 'HOME SENTINEL'

Il s'agit d'un petit dispositif pratique qui permet d'allumer automatiquement dès la tombée de la nuit l'éclairage d'une pièce afin de faire croire aux voleurs ou intrus que la maison est habitée. Ainsi, dès que le jour paraît la lumière s'éteint d'elle-même de la même façon que le ferait les occupants de la maison. Ce montage peut donc, bien appliqué, déjouer les tours des malfaiteurs.

Qui plus est on peut adjoindre au montage un temporisateur afin de couper la lumière au bout de quelques heures.

Le montage est simple et par conséquent à la portée de tous, par ailleurs son prix de revient n'est pas excessif.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du montage en question est proposé

figure 1. Trois transistors très courants sont utilisés.

L'élément de base de ce circuit fait appel à une cellule photoconductrice qui agit sur la polarisation de base du premier transistor. Ainsi, à la lumière ambiante la photorésistance possède une valeur telle que le transistor T_1 voit sa base polarisée positivement, c'est-à-dire qu'il est rendu conducteur.

Un potentiomètre R_1 placé

également dans le circuit de base permet d'ajuster le seuil de déclenchement ou la sensibilité du dispositif.

En fait les transistors T_1 et T_2 forment un trigger de Schmitt. Pour ce faire le collecteur du transistor T_1 est directement relié à la base du transistor T_2 . Dans ces conditions la jonction émetteur-collecteur de T_1 devenue conductrice ramène le potentiel de base du transistor T_2 à une

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 = potentiomètre linéaire 10 k Ω G1 L1.

R_2 = 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge) A3 F3.

R_3 = 680 Ω (bleu, gris, marron) H7 L7.

R_4 = 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge) A7 E7.

C_1 = 100 μ F/12 V tantale A15 J15.

C_2 = 100 μ F/15 V tantale A18 G18.

C_3 = 100 μ F/15 V tantale G20 L20.

D_1 = Zener 9,1 V, 250 mW, E11 K11.

D_2 = 0A200, BY126, A21 F21.

D_3 = 0A200, BY126, F23 L23.

T_1 = BC108, émetteur H5, base G5, collecteur F5.

T_2 = BC108, émetteur H9, base F9, collecteur E9.

T_3 = 2N2222, émetteur L13, base K13, collecteur J13, cellule LDR03, LDR07, A1 C1.

Relais type télécommande 4RT 185 à 300 Ω , A25 J25.

Transformateur primaire 110/220 V secondaire 5 à 6 V.

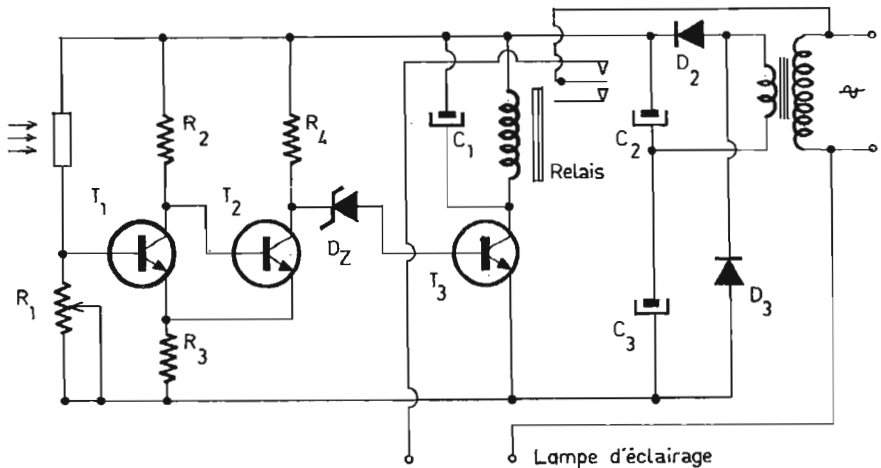


Fig. 1

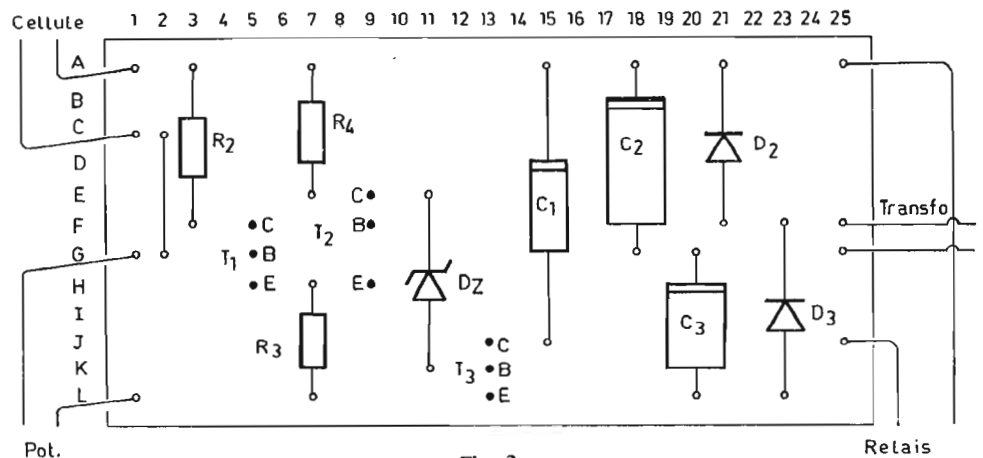


Fig. 2

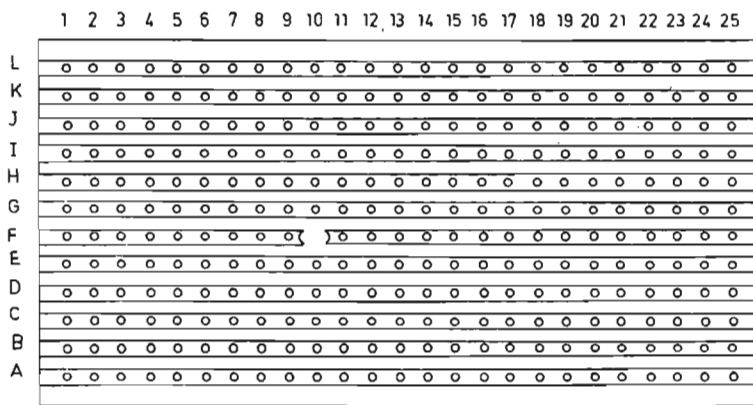


Fig. 3

secondaire. Rien n'empêche d'utiliser cependant un transformateur 110/220 V/9 V, afin d'éviter le montage doubleur de tension.

RÉALISATION PRATIQUE

Elle ne pose vraiment aucun problème. L'utilisation d'une plaque M Board, référence M 19, permet en effet la réalisation très simple de ce montage.

La plaque comprend 12 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à L. Chaque bande est perforée de 25 trous numérotés de 1 à 25 de la gauche vers la droite. La figure 3 présente une implantation possible des quelques éléments sur ladite plaque.

Tous les composants y sont disposés à plat. Il convient en outre de ne pas oublier le strap de liaison.

La figure 4 présente la vue de dessous de la plaque, c'est-à-dire l'interruption qu'il convient d'effectuer afin de respecter le schéma de principe.

Le réglage du dispositif se résume à la manœuvre du potentiomètre VR₁ destiné à ajuster le seuil de déclenchement.

valeur voisine de celle de son émetteur. Il en résulte que le transistor T₂ est lui bloqué.

La base du transistor T₃ est également reliée au collecteur du transistor T₂ par l'intermédiaire d'une diode Zener de 9,1 V de tension de référence. Le potentiel de base du transistor T₃ devient alors positif et ce dernier passe alors à l'état conducteur. Le relais, dont la bobine mobile fait office de charge collecteur, est alors excité.

Par contre dans l'obscurité, la cellule photoconductrice présente une résistance élevée de quelques centaines de kilohms. Le potentiel de base du transistor T₁ est ramené à une tension négative si bien que ce dernier reste bloqué.

La jonction émetteur-collecteur de T₁ libère alors le potentiel de base du transistor T₂ qui devient lui conducteur. Il en résulte que la jonction R₄ D₁ est entraînée vers un potentiel négatif

et que par conséquent le transistor T₃ passe au cut-off.

La bobine du relais électromagnétique dans ces conditions n'est plus excitée.

Ce sont alors les contacts repos du relais qui servent à illuminer les lampes d'éclairage.

L'appareil est alimenté sous, à peu près, 10 V de tension délivrée par un transformateur associé à un doubleur de tension. Il s'agit d'un transformateur de sonnette délivrant 5 V de tension au

UN RADIO-TUNER

Le radio-tuner est destiné à être branché à un petit amplificateur voire même une chaîne haute-fidélité, et permettre ainsi l'écoute de la gamme PO ou GO suivant le bobinage adopté.

L'intérêt du montage repose sur le fait que l'on peut réaliser soi-même toutes les bobines sans avoir recours à une pièce maîtresse difficilement disponible sur le marché.

Le montage reste relativement simple puisque seulement deux transistors sont utilisés.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du tuner en question est donné figure 1, il a été tiré de la revue « Radio Electronics Constructor ».

A l'examen du schéma on s'aperçoit qu'il s'agit d'un récepteur à amplification directe, c'est-à-dire le récepteur le plus simple possible.

On utilise comme collecteur d'ondes un cadre ferrite d'une longueur de 100 m environ sur lequel on confectionne une bobine d'accord. Sur cette bobine on

prévoit une prise d'adaptation pour l'attaque du transistor T₁ préamplificateur HF.

Ainsi les tensions HF induites dans l'enroulement L₁ sont trans-

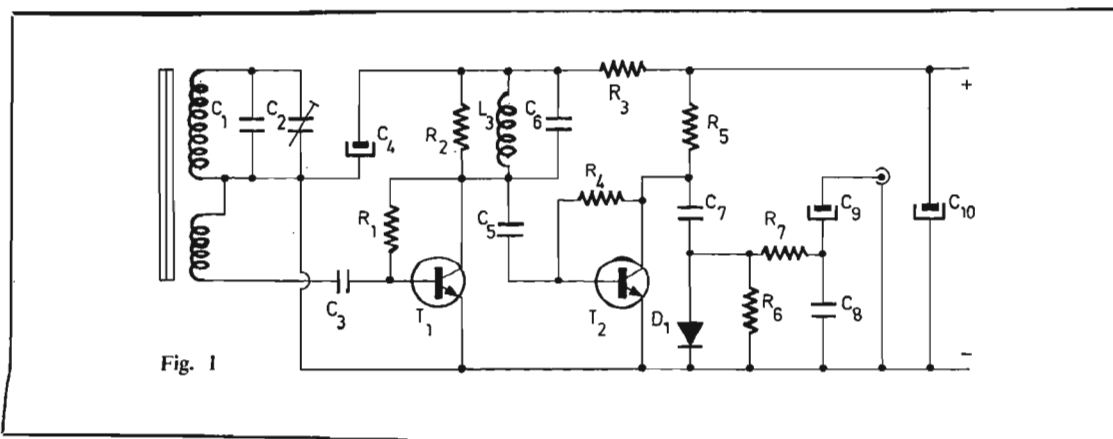


Fig. 1

mises par induction à l'enroulement L_2 . Par l'intermédiaire d'un condensateur C_3 ces tensions HF sont appliquées au niveau de la base de T_1 . Ce dernier est polarisé par une résistance de $1\text{ M}\Omega$ placée entre base et collecteur afin d'assurer un gain important. Côté circuit collecteur de T_1 on trouve une bobine d'arrêt L_3 destinée à bloquer la composante HF.

Les tensions HF préamplifiées sont alors injectées grâce à un condensateur de liaison à un deuxième étage préamplificateur à émetteur commun simplifié. En effet ce transistor ne requiert que l'emploi d'une résistance de polarisation R_4 et une résistance de charge R_5 . Au niveau du collecteur de T_2 par l'intermédiaire du condensateur C_7 sont enfin appliquées les tensions HF au redresseur ou détecteur D_1 .

La modulation BF apparaît donc aux bornes de la résistance R_6 . Un filtre R_7 - C_8 permet d'éliminer les tensions HF résiduelles. Un condensateur C_9 permet alors de raccorder la sortie du tuner à un amplificateur basse fréquence.

Un condensateur de découplage placé en parallèle sur la pile d'alimentation de 9 V de tension évite les accrochages intempestifs. La consommation de ce tuner n'excède pas, par ailleurs, 2 mA, ce qui garantit une longue durée de vie à la pile d'alimentation.

REALISATION PRATIQUE

Nous avons volontairement poussé le côté réalisation vers la miniaturisation et adopté en conséquence pour le montage une petite plaquette M17 de $62 \times 28\text{ mm}$ environ. Rien n'empêche d'utiliser une plaquette de plus grandes dimensions.

Cette petite plaquette comporte 7 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à G. Ces bandes sont régulièrement perforées de 16 trous numérotés de 1 à 16 de la gauche vers la droite.

Pour placer tous les composants sur la plaquette en question il nous a fallu « tricher » un peu et disposer erratiquement quelques composants. Pour plus de détails il faut se reporter à la figure 2 qui donne une implantation possible.

En commençant par le circuit d'accord, on s'aperçoit que le condensateur C_1 mica ou céra-

mique est placé par dessus le condensateur ajustable C_2 . De même, le condensateur C_6 monté en parallèle sur la bobine d'arrêt est lui, placé sous cette bobine réalisée à l'aide de la résistance R_2 comme support. Le condensateur C_5 de son côté est disposé en « biais » afin de pouvoir placer l'interruption de circuit nécessaire au bon fonctionnement du tuner.

Pour gagner de la place, presque tous les autres composants sont disposés verticalement mais à un emplacement guidé par les éventuelles interruptions de bandes conductrices. Même au strap de liaison entre les bandes conductrices A et F il a fallu infliger une position particulière, c'est-à-dire la position A5-F4. Ne pas oublier l'autre strap en B5-D5.

La figure 3 expose les diverses interruptions de circuits qu'il convient de réaliser sous la plaquette.

Le condensateur C_{10} sera, lui, placé extérieurement à la plaquette ; son emploi s'avère toutefois facultatif.

Pour le détail des bobinages il faut pour L_1 bobiner 215 spires de fil de 0,1 mm émaillé directement sur le cadre ferrite d'un diamètre de 12 mm et d'une longueur de 100 à 140 mm. On confectionne L_2 en bobinant à côté de L_1 30 spires jointives du même fil.

Si le bobinage est bien réalisé en spires jointives et les spires arrêtées avec du ruban adhésif on peut faire légèrement glisser les deux enroulements sur le cadre.

La bobine d'arrêt comporte 60 à 70 spires de fil de 0,1 mm sous soie bobinées sur le corps d'une résistance de $1\text{ M}\Omega$. Les connexions de sortie de la résistance servent alors de point de départ et d'arrivée de l'enroulement.

La seule mise au point nécessaire consiste à régler le condensateur ajustable C_2 pour se caler sur la fréquence d'émission radiophonique. Pour parfaire l'accord il suffit de déplacer l'enroulement en le faisant glisser le long du cadre. Il convient cependant pour obtenir le maximum de sensibilité d'orienter le cadre. On pourra même s'apercevoir qu'en disposant le cadre à proximité de la bobine d'arrêt il se produit une réaction qui augmente considérablement la sensibilité du tuner.

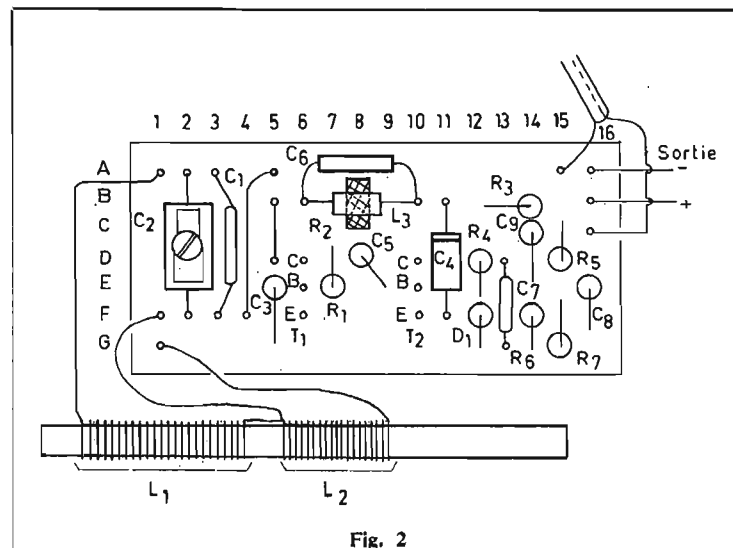


Fig. 2

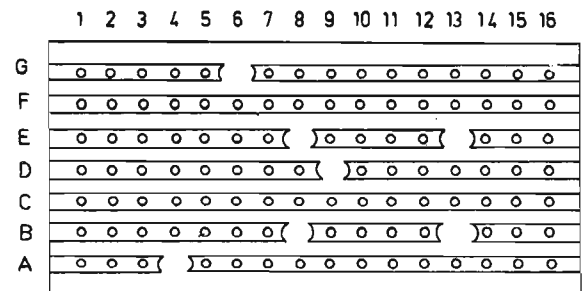


Fig. 3

LISTE DES COMPOSANTS

$R_1 = 1\text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert) D7-E7.

$R_2 = 1\text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert) B6-B10.

$R_3 = 470\ \Omega$ (jaune, violet, marron) B12-B14.

$R_4 = 1\text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert) D12-E12.

$R_5 = 2,2\text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge) B15-D15.

$R_6 = 10\text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange).

$R_7 = 4,7\text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge).

$C_1 = 200\text{ pF}$ mica A3-F3.

$C_2 = 10\text{ à }80\text{ pF}$ ajustable A2-F2.

$C_3 = 3000\text{ pF}$ céramique E5-G5.

$C_4 = 4\ \mu\text{F}/10\text{ V}$ tantale B11+, F11.

$C_5 = 3000\text{ pF}$ céramique D8-E9.

$C_6 = 120\text{ pF}$ céramique B6-B10.

$C_7 = 3000\text{ pF}$ céramique D13-G13.

$C_8 = 3000\text{ pF}$ céramique E16-F16.

$C_9 = 4\ \mu\text{F}/10\text{ V}$ tantale C14-E14.

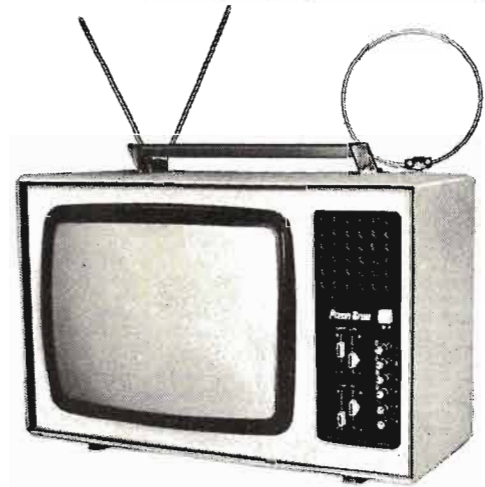
$C_{10} = 4\ \mu\text{F}/10\text{ V}$ tantale extérieur au montage.

$T_1 = \text{BC107}$ émetteur F6, base E6, collecteur D6.

$T_2 = \text{BC107}$ émetteur F10, base E10, collecteur D10.

$D_1 = \text{OA91}$ F12 +, G12.

PIZON BROS



GÉNÉRALITÉS

DEPUIS vingt-cinq ans que la firme française Pizon-Bros réalise des équipements « tout-transistors », elle a toujours su se placer à l'avant-garde des techniques nouvelles; que ce soit la transistorisation intégrale dès 1953 avec les fameux Translitors — portables comme on les appelait naguère — que l'emploi commercial des circuits imprimés sans oublier le Portacolor, premier TV couleur portable à être mis sur le marché en 1968.

Avec le Portaviseur (1), on innove encore par l'emploi de circuits intégrés.

Enfin, avec le **Porta-couleur 42** c'est la transistorisation intégrale, alliée à la recherche électronique des programmes qui doivent être mises en avant. En fait, ce nouveau téléviseur résulte d'un intelligent compromis car il faut compter sur des aspects extérieurs à la fabrication pour que la durée de vie d'un appareil soit valable. Il a donc été conçu

de façon à satisfaire les quatre conditions suivantes :

- Grande fiabilité.
- Performances poussées.
- Grande accessibilité pour le S.A.V. (2).
- Encombrement et poids réduits.

Hors les problèmes de fabrication, les contrôles en cours de chaîne de montage, le choix des composants, la fiabilité d'un téléviseur dépend surtout de sa température de fonctionnement. Or, pour faire dévier les faisceaux cathodiques, il faut une certaine puissance, ce n'est un secret pour personne... Le tout était donc de placer d'un côté les circuits qui « chauffent » et, de l'autre, ceux qui craignent la chaleur. Par ailleurs, dans le cas d'un récepteur « portable », les seules conditions initiales pour réunir les exigences d'une fiabilité acceptable, le poids et l'encombrement réduits, sont évidemment la transistorisation intégrale et l'emploi judicieux de circuits intégrés.

Mais il fallut faire une sélection sévère parmi les circuits intégrés présents sur le marché, car la plupart étaient conçus pour les normes C.C.I.R. ou américaines et leur emploi, pour les normes françaises, présentait souvent plus d'inconvénients que d'avantages.

RÉALISATION

Des semi-conducteurs sélectionnés judicieusement ont permis la transistorisation des étages de puissance avec une fiabilité supérieure de celle à « lampe ». Puis on évite, volontairement, des solutions trop révolutionnaires (alimentation secteur par thyristors ou par le transformateur de lignes, balayage ligne par thyristors, etc.) afin de rendre l'appareil plus accessible au S.A.V., étant donné le manque d'expérience de ces montages par la grande majorité des techniciens.

Enfin, toujours pour le S.A.V. — car quelle que soit la perfection

de la technique, des pannes sont toujours à craindre — l'appareil a été conçu de façon « modulaire » (grands circuits imprimés).

Ces modules sont facilement échangeables car ils sont fixés sur un cadre métallique par des rivets en nylon démontables. Toutes les interconnexions sont effectuées par des connecteurs enfichables; aucune soudure n'est nécessaire pour l'échange des modules.

Un toron central, comportant toutes les liaisons, donne au récepteur un aspect clair et net et améliore l'accessibilité de tous les organes.

Une parenthèse doit être ouverte pour évoquer le système de contrôle du toron : il est évident que l'emploi de connecteurs sur lesquels aboutissent des câbles de toutes natures entraîne des mauvais contacts. Pour éviter cela, Pizon Bros a imaginé un

(1) Voir le « Haut-Parleur » de juillet 1973.

(2) S.A.V. : service après-vente.

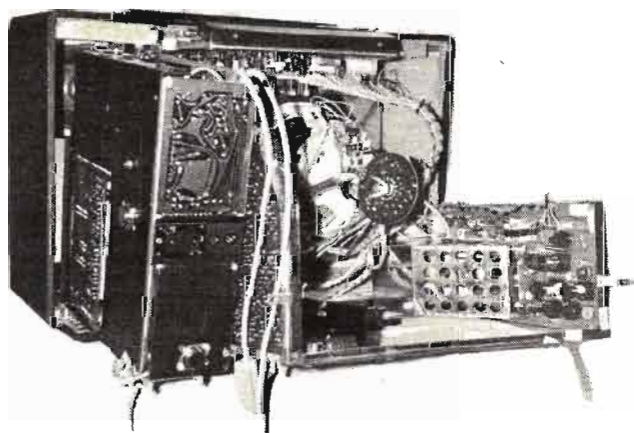


Photo A. — Vue arrière du berceau support et du tiroir non tourné mais sorti.

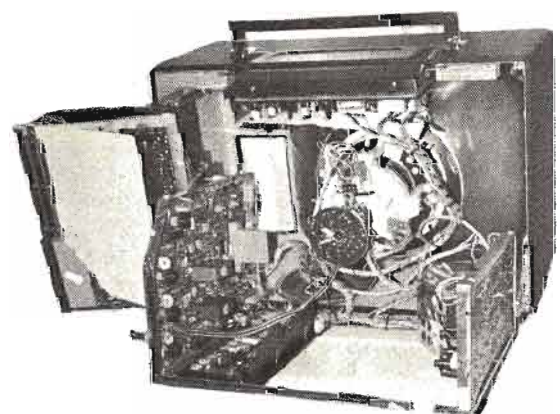


Photo B. — Le tiroir est tourné et l'on voit l'unité de déviation et de convergence.

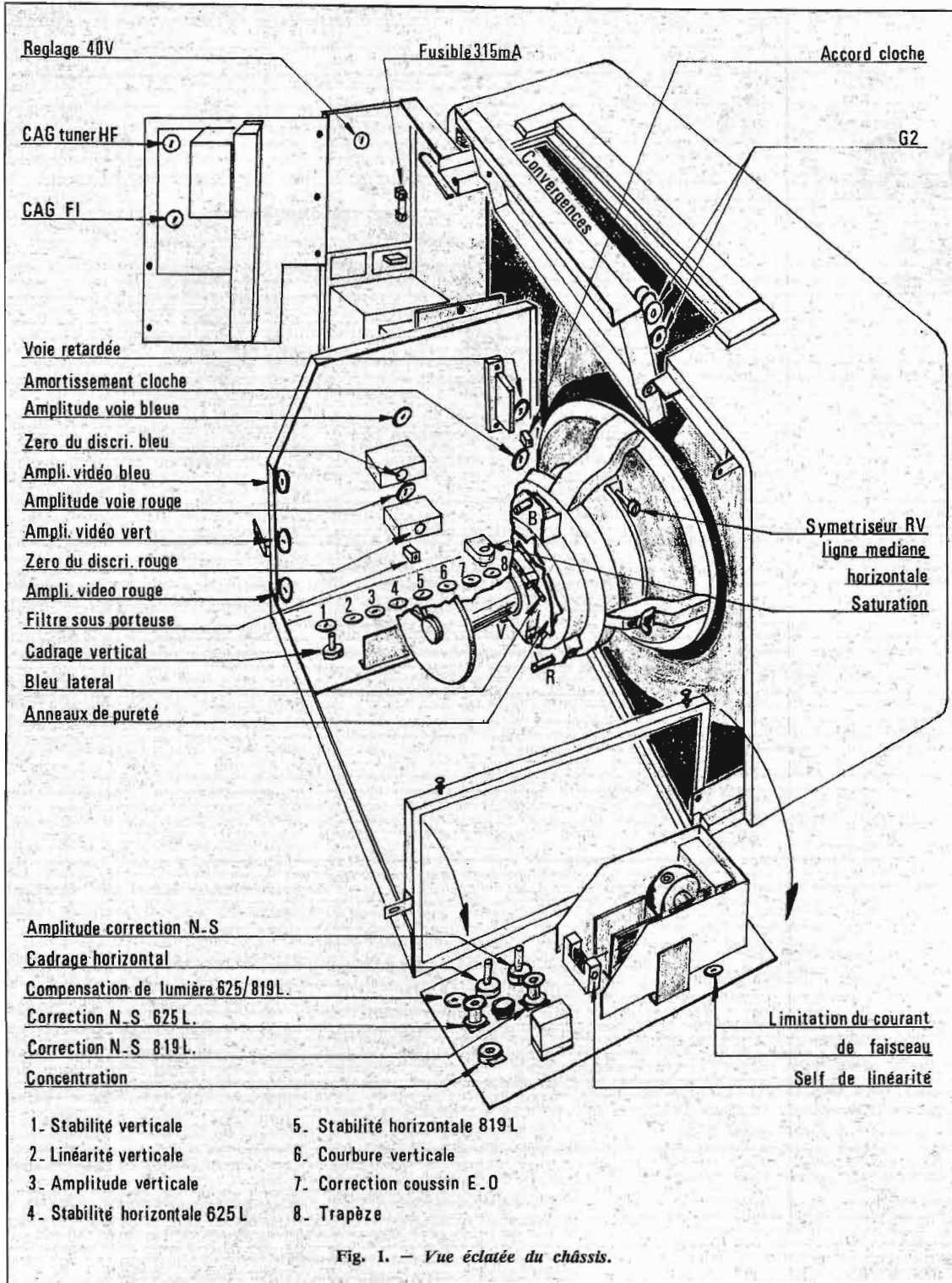


Fig. 1. - Vue éclatée du châssis.

banc de contrôle automatique qui vérifie un à un chaque fil du toron. Si une anomalie est constatée, un compteur affiche directement le numéro du câble ou de la prise du connecteur à vérifier.

La conception mécanique du châssis est simple, légère et robuste : voir photographies A, B et C.

Un châssis basculable en arrière dégage complètement la base de temps « image », la base de temps « lignes », la « chroma » et le déflecteur. Un tiroir

glissant comporte : l'alimentation, le tuner Varicap avec son sélecteur, la BF et l'amplificateur FI ainsi que les potentiomètres de réglage. Ce tiroir s'ouvre après avoir glissé hors de l'ébénisterie et tous ses circuits sont accessibles des deux côtés. (Voir plus particulièrement les photographies A : berceau tiré, puis B : tiroir tourné à gauche.)

Le châssis comporte les 7 modules suivants :

1. Platine chroma : comportant les sorties « vidéo » attaquant

directement les cathodes du tube, l'effacement et le limiteur du courant de faisceau.

2. Platine de base de temps « image » : comportant l'oscillateur ligne, la séparation de la synchro et la correction de lignes verticales pour compenser l'influence de la correction est-ouest.

3. Platine de balayage lignes : comportant la correction nord-sud.

4. Circuit du culot du tube (directement disposé sur le socle du tube).

5. Tiroir à glissières composé de :

- circuit alimentation avec le transformateur ;
- circuit façade ;
- circuit Varicap comportant le CAG ;
- circuit sélecteur comportant le CIBF et le CI de stabilisation de tension Varicap ;
- circuit d'amplification FI.

6. La platine de convergences (voir photographie D : cette platine est accessible sur le dessus de l'ébénisterie).

7. L'ébénisterie comportant le tube couleur à masque de 42 cm, la démagnétisation, le déflecteur avec l'étoile de convergences et deux HP dont le tweeter frontal.

L'ensemble des platines ainsi que tous les réglages afférents seront mieux repérés sur la vue éclatée de la figure 1 ; les platines sont abaissées pour la facilité de représentation.

Nous allons étudier ci-après chacune des platines. Quant à l'ébénisterie qui supporte un tube trichrome de 42 cm avec son blindage, elle regroupe également les éléments suivants :

a) Le déflecteur avec son étoile de convergence, avec des aimants réglables et le bleu latéral, comporte un symétriseur des bobines lignes et les aimants de pureté.

b) Les deux HP dont un frontal prévu pour les fréquences aiguës (10 cm). Sa gamme de reproduction est d'environ 500 à 6 000 Hz. En-dessous de ces fréquences, c'est le grand HP qui rayonne le son.

c) Une bobine de démagnétisation rétablit la pureté de chaque mise en route du récepteur. Cette boucle est parcourue par un courant alternatif très élevé au moment du branchement. Par l'échauffement d'une CTP et un effet cumulatif d'une VDR, ce courant diminue rapidement pour devenir pratiquement nul après quelques secondes.

SCHÉMA SYNOPTIQUE

Le schéma synoptique de la figure 2 est à l'image des explications précédentes : nous trouvons-regroupées les parties essentielles du téléviseur avec les connexions de raccordement (toron).

Tout d'abord, nous remarquons le tube cathodique avec, associée, son unité de convergence, laquelle est alimentée par les bases de temps « image » et « lignes ». A la platine « image »

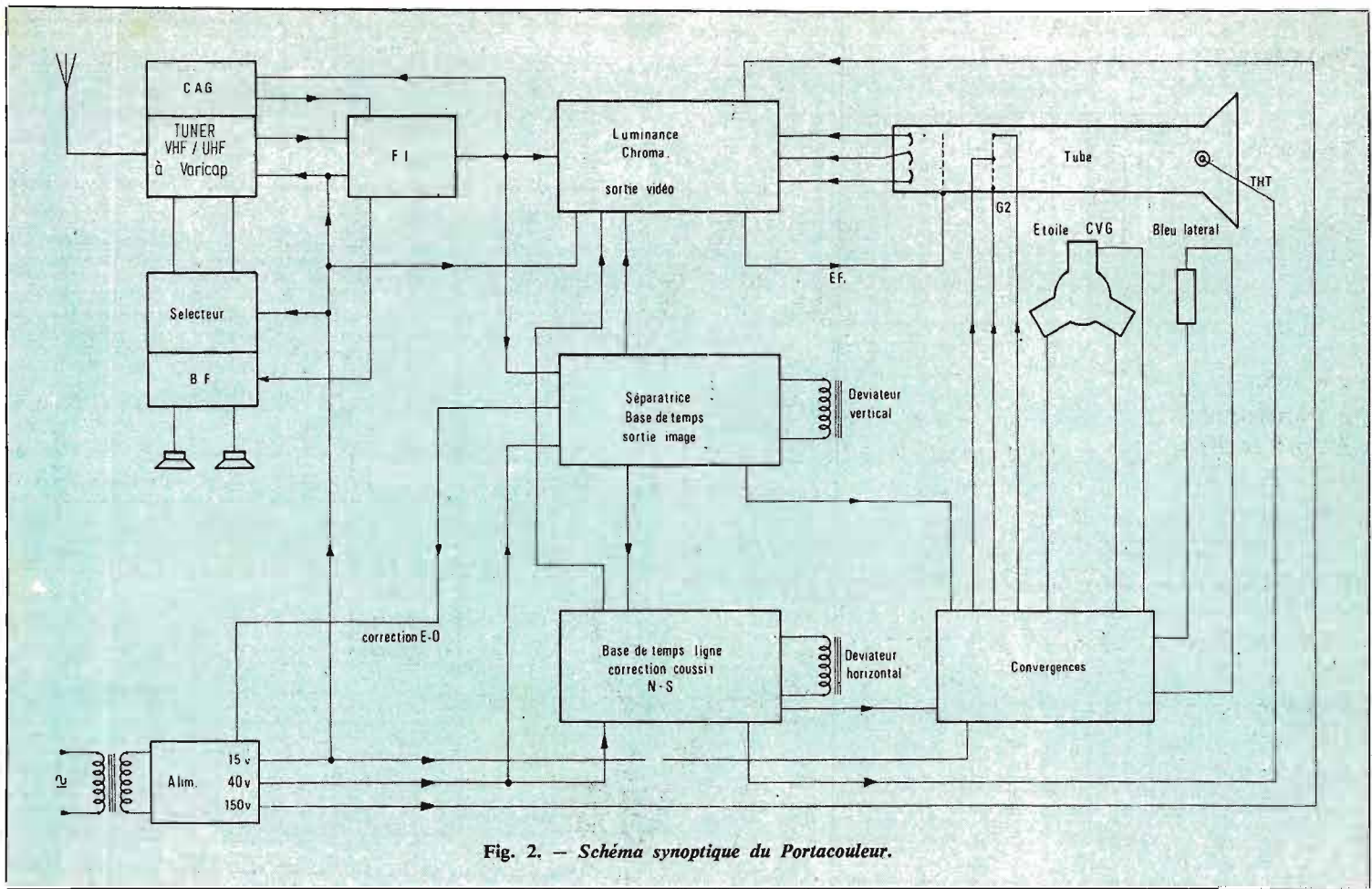


Fig. 2. — Schéma synoptique du Portacouleur.

est ajoutée la partie séparatrice « synchro » image et lignes à circuit intégré TCAS11. La luminance « chroma » regroupe les étages vidéo et le système d'attaque du tube.

La platine FI, comportant le canal « son » et celui « vision », se trouve encadrée des circuits accessoires — mais indispensables — de sélection de programme et de CAG. Le sélecteur supporte aussi le microcircuit AF de puissance (TBA621) tandis que les circuits de CAG sont montés contre le tuner VHF/UHF dont ils maîtrisent le gain.

TUNERS VHF-UHF

Ces deux fonctions de réception sont regroupées dans un même sélecteur d'entrée.

La partie UHF comporte deux transistors :

- 1 AF239 monté en base commune à faible bruit pour le circuit d'entrée,
- 1 AF139 pour le changeur de fréquence auto-oscillant à ligne.

La réalisation est compartimentée pour recevoir plusieurs lignes $\lambda/4$. Le couplage et l'amortissement de ces lignes sont effec-

tués par des tronçons de lignes traversant les cloisons au moyen de petites fenêtres.

Le premier transistor reçoit une partie du CAG et son émetteur supporte un filtre à composants discrets.

Les lignes sont accordées au moyen de diodes Varicap shuntées en padding continu par L_3 et L_4 . Les trimmers sont réalisés en bout de ligne par des ajustables CA_1 et CA_2 . Le couplage au changeur de fréquence s'effectue par l'émetteur de l'AF139 ; un filtre série RLC dérive la fréquence intermédiaire vers la masse. La tension de base est stabilisée en température par une résistance CTN.

L'oscillateur local utilise une ligne $\lambda/4$ placée dans le collecteur et couplée pour l'oscillation avec une petite tige soudée sur l'émetteur du transistor.

La FI est prélevée en parallèle sur la ligne oscillatrice et est filtrée au moyen du filtre en T $L_8-L_9-L_{10}$.

Dans le tuner VHF, sont prévus 4 transistors :

- 1 AF239 pour l'étage d'entrée, également monté en base commune,
- 2 AF139/2F pour l'injection de l'oscillation locale et le chan-

gement de fréquence (fonctions séparées),

- 1 AF106 servant d'oscillateur local.

On utilise en effet un transistor supplémentaire pour séparer le transistor changeur de fréquence de celui créant l'oscillation.

On remarquera la juxtaposition de plusieurs circuits et filtres de bande, lesquels sont sélectionnés par des diodes polarisées et commutés par le circuit sélecteur de la figure 5. L'accord est effectué

par des diodes Varicap pour le filtre de bande et l'oscillateur local. Les circuits d'entrée sont apparemment aperiodiques : les diodes qui s'y trouvent ne servent qu'au passage de la bande I à la bande III ou vice-versa.

La seconde chaîne est injectée en M et provient de la sortie D du tuner UHF : l'interconnexion est visible sur le socle de branchement de la figure 4.

La sortie FI vient en F où l'on remarque une partie du filtre en

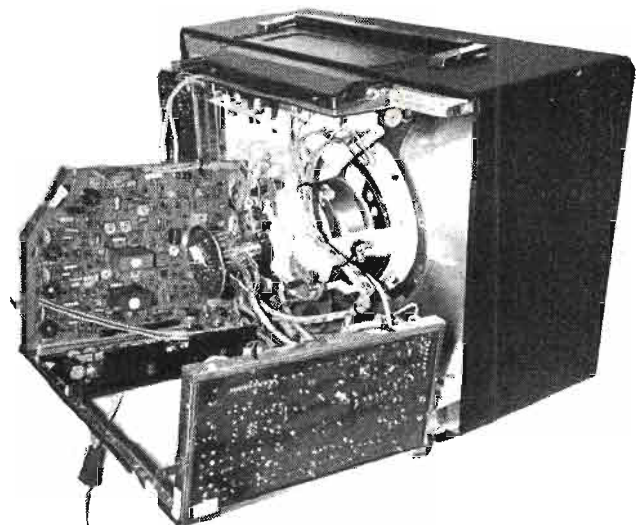
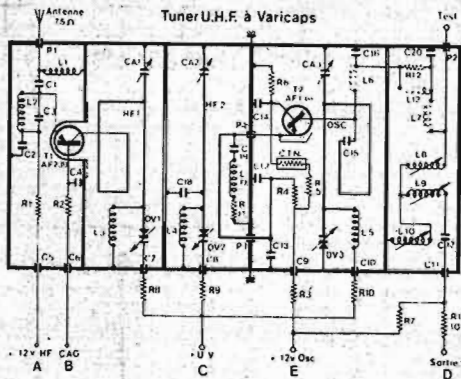
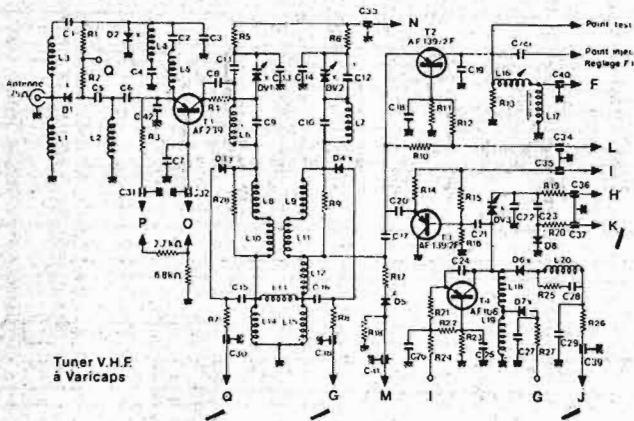


Photo C. — Vue des circuits imprimés.



(A) TUNER UHF



(B) TUNER VHF

Fig. 3. — Schéma des tuners UHF et VHF.

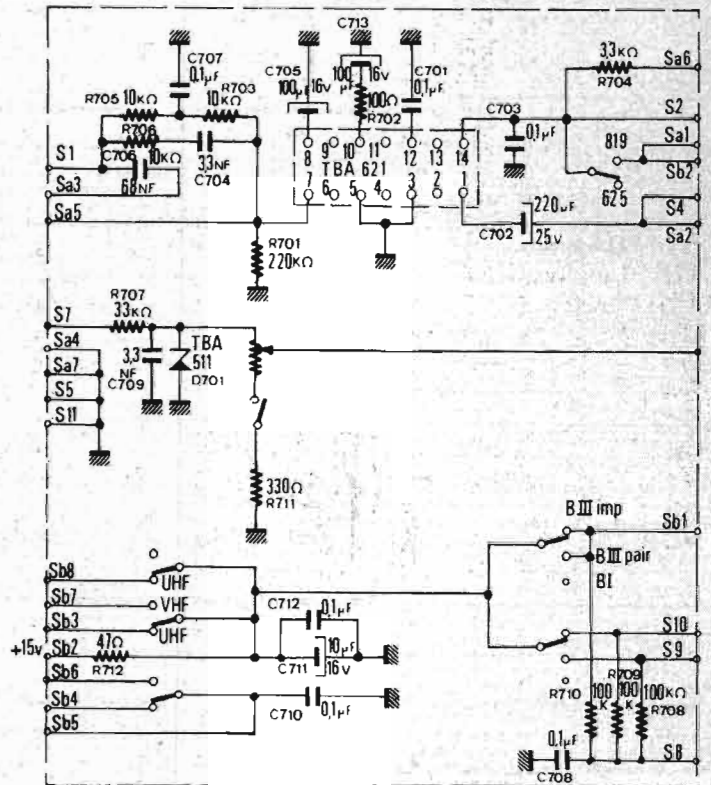
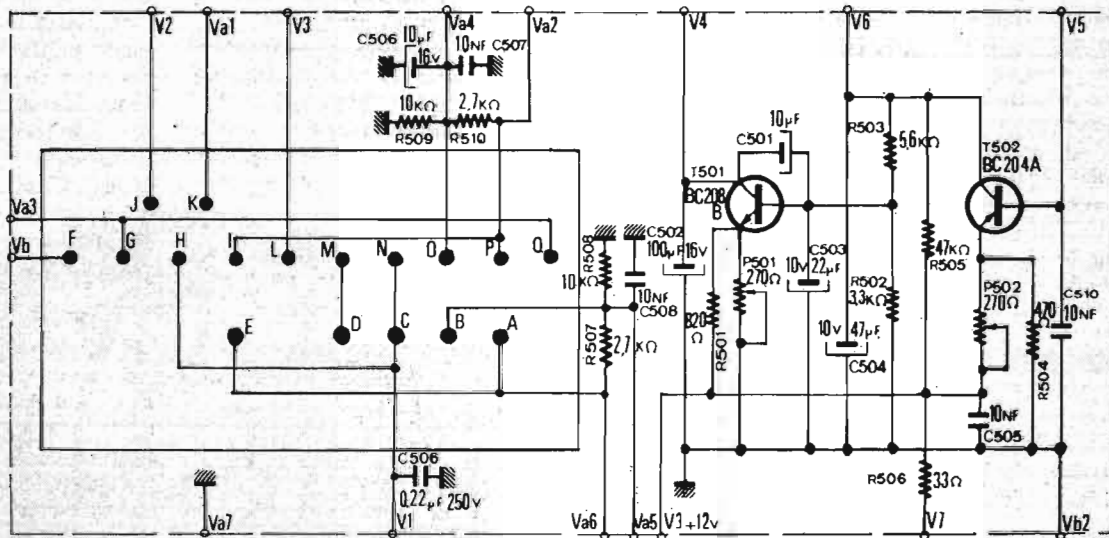
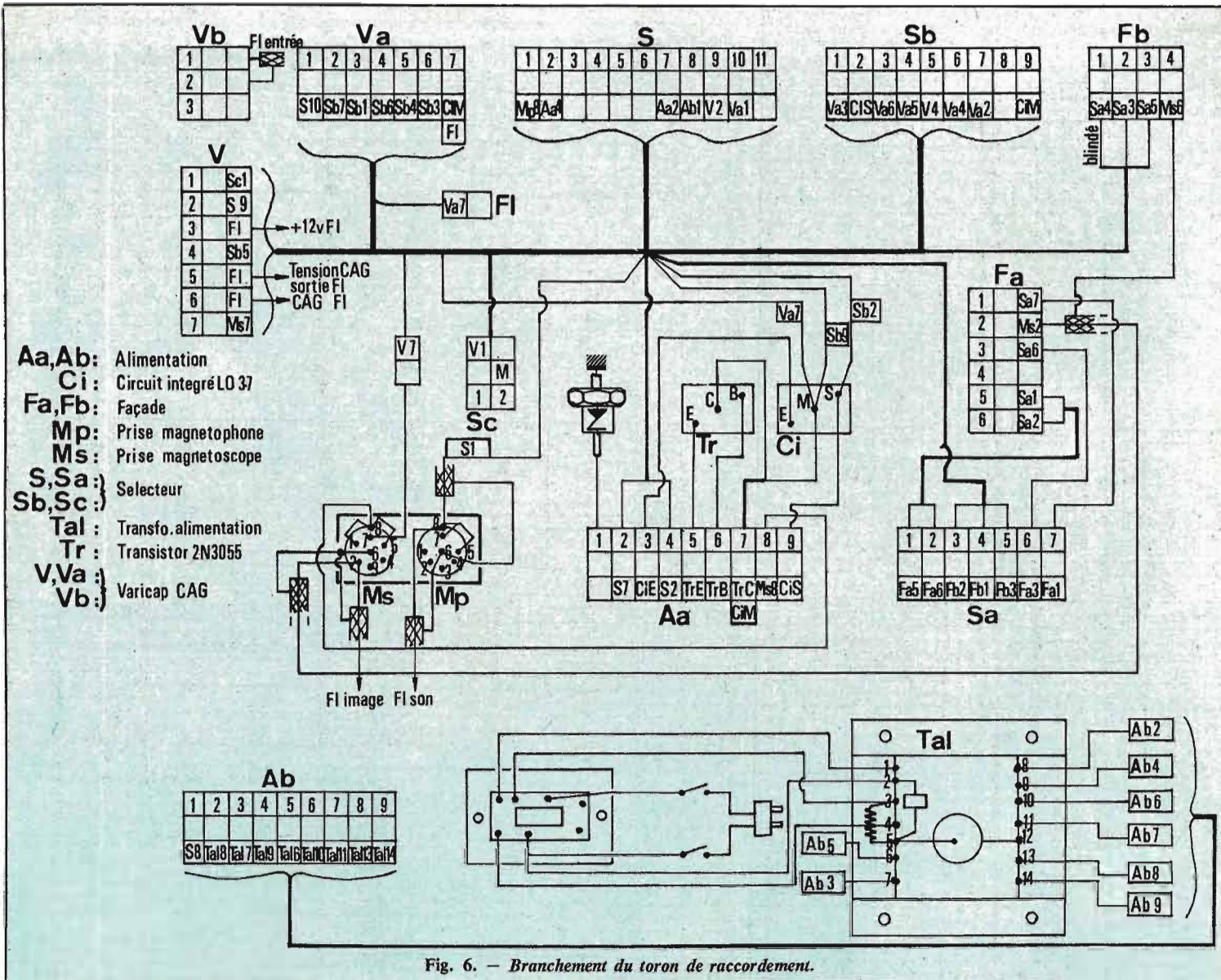


Fig. 5. — Circuit sélecteur de bande TV et étage BF.



- | | | | | |
|-------------|--------------------|--------------------|-------------------------|---------------|
| A +12V HF | E +12V oscillateur | I +12V oscillateur | M Entree Ft UHF | Q Commutation |
| B CAG | F Sortie Ft | J Commutation | N U varicap | |
| C +U V | G Commutation | K Commutation | O Pont de base et U CAG | |
| D Sortie Ft | H U varicap | L +12V melangeur | P +12V emetteur | |

Fig. 4. — Circuit d'alimentation des varicaps et du CAG.



T traditionnel. Des sorties « Test » sont prévues dans l'un et l'autre des tuners.

CIRCUIT VARICAP ET LE CAG

Le Varicap couvre toutes les bandes utilisées en France : Bd1 - Bd3 pair - Bd3 impair - UHF. Le CAG est constitué par deux transistors actionnés par la composante continue de la détection FI vidéo. L'ajustable dans l'émetteur du T502 règle l'amplitude de la sortie FI. L'ajustable dans l'émetteur du T501 règle le retard HF, le gain de boucle étant très important, la tension de sortie vidéo reste constante à 1 dB pour environ 55 dB de variation de la tension d'entrée.

Pour comprendre le fonctionnement du système il convient d'associer les étages au moyen des interconnexions par le toron de la figure 6.

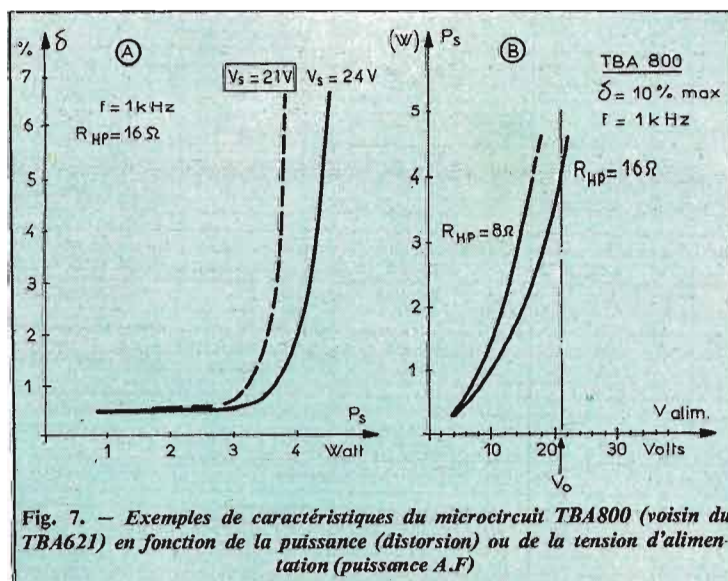
CIRCUIT SELECTEUR ET BF

Le circuit sélecteur permet d'affecter à chaque bouton n'importe quelle bande de fréquence

et n'importe quel lignage. Un commutateur à huit positions choisit les combinaisons. Un circuit intégré stabilise la tension de 30 V qui est dérivée

d'une tension de 150 V préalablement stabilisée par une diode Zener. Cette tension de 30 V est appliquée par l'intermédiaire des potentiomètres aux diodes « Varicap ». L'ensemble assure une dérive minimale avec la température (voir Fig. 5).

Le circuit intégré BF est un TBA621 ou TBA800. Il est alimenté sous 21 V non stabilisés. Comme ces circuits ont une réjection de ronflement de 50 dB, le filtrage peut être sommaire. La puissance de sortie est aux environs de 3 W. Voir figure 7 ce qu'on est susceptible d'espérer du microcircuit, BF.



AMPLIFICATEUR FI VISION

L'amplificateur vidéo fréquence FI se compose de quatre transistors, trois étages FI donc les réjecteurs et les circuits de couplage permettent d'obtenir un

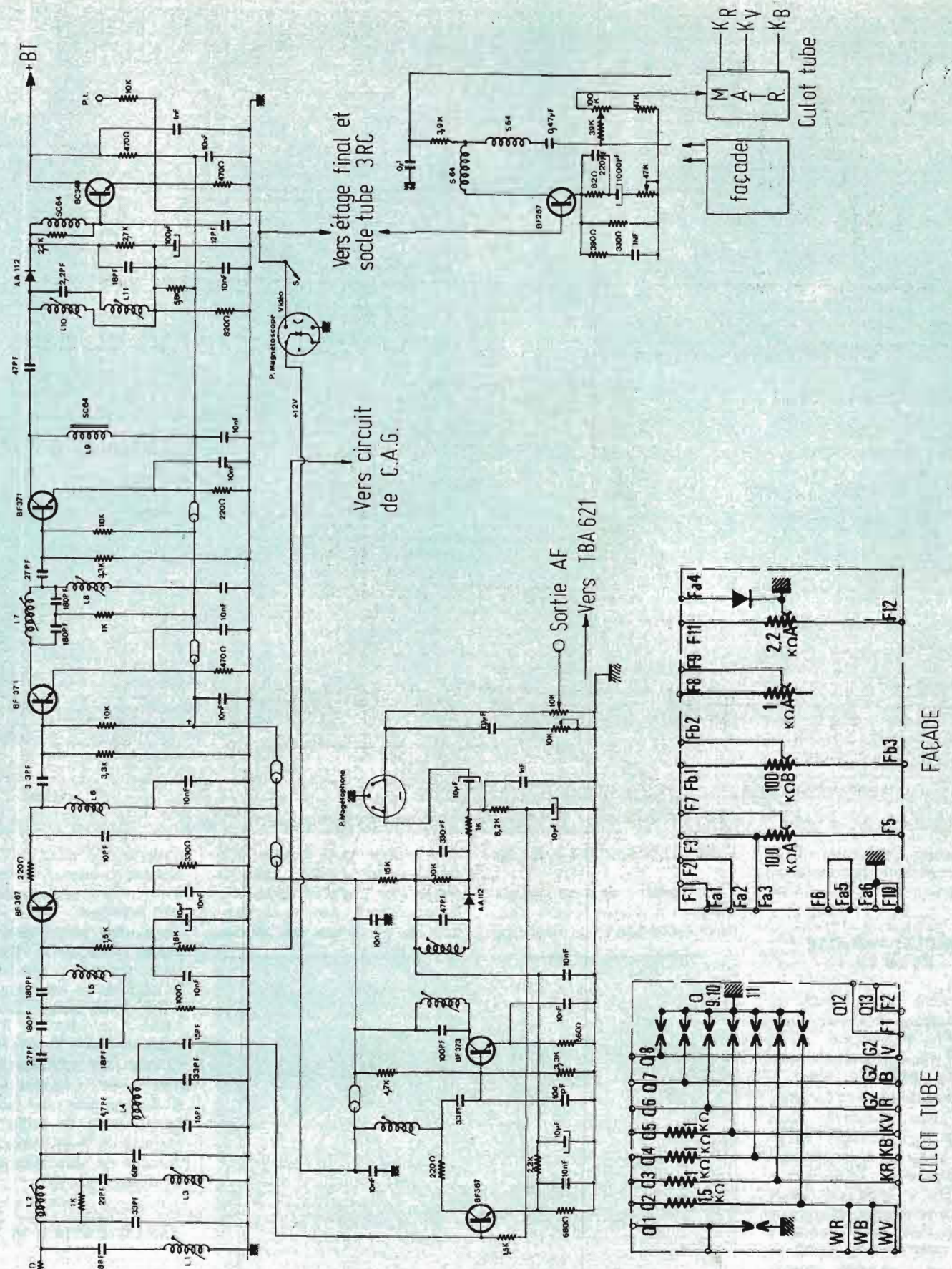


Fig. 8. — Platine FI avec circuits annexes.

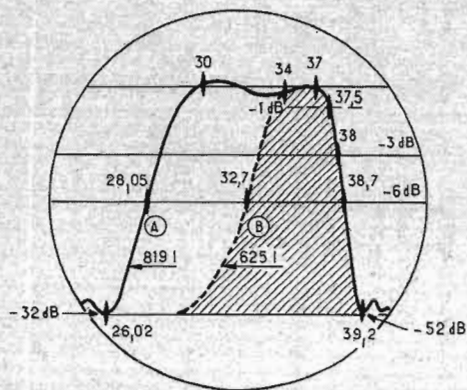


Fig. 9. - Courbe de réponse FI 1^{re} et 2^e chaîne.

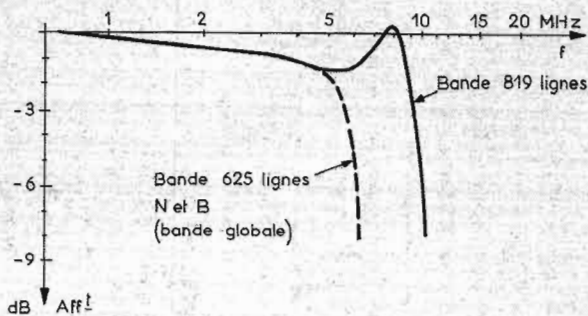


Fig. 10. - Courbe de réponse vidéo du Portacouleur.

gain élevé avec une bande très large. En 625 lignes, l'excursion extrême de la sous-porteuse se trouve au maximum à 2 dB par rapport au sommet, ce qui suppose, comme nous allons le voir, une bande passante globale voisine de 6 MHz en 2^e chaîne.

Sur le plan de la sélectivité, la circuiterie comporte un nombre suffisant de réjecteurs : L_1 , L_3 , L_4 qui dérivent le son vers le BF367 du canal son, le T ponté L_7 (voir Fig. 8). L_2 constitue le troisième élément du premier filtre en T, les deux premiers étant dans le tuner VHF.

L_5 , avec ses composants associés, travaille aussi en T ponté et modèle la courbe dans ses flancs d'atténuation.

L_6 est un circuit « concordant » qui arrondit le sommet de la courbe.

Le transformateur de détection est original car composé d'un filtre de bande L_{10}/L_{11} couplé en tête par un condensateur de 2,2 pF mais n'alimentant la détection que par le primaire, afin de bénéficier d'une plus large bande passante.

Le collecteur du transistor précédent BF371 est donc alimenté par une self de choc L_9 . La détection est compensée par une self de correction vidéo SC64 et alimente directement le premier transistor vidéo monté en collecteur commun afin de prévoir une jonction par câble blindé. L'étage de puissance vidéo se trouve près du socle d'alimentation du tube 3RC et n'est pas représenté sur la figure 8. La courbe de réponse FI 1^{re} et 2^e chaînes est reproduite figure 9. Les bandes passantes sont respectivement égales à 10 et 6 MHz à -3 dB (à ± 2 dB près). La bande passante de la voie vidéo se voit surcompensée par les selfs de correction S64 (correction mixte); aussi la courbe montre une bosse assez marquée à 8 MHz (Fig.

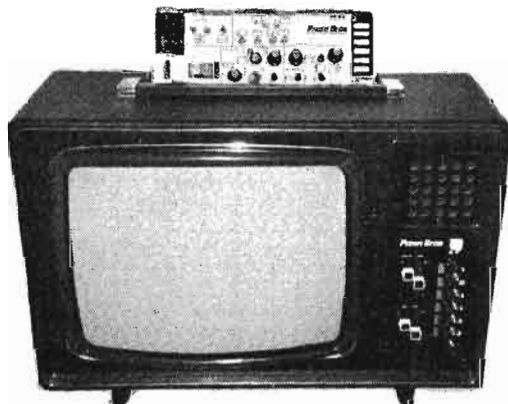


Photo D. - Vue de l'unité de convergence dynamique avec les réglages accessibles de l'extérieur, côté écran.

10). En seconde chaîne la bande globale tombe évidemment à 6 MHz par suite de la sélectivité de la courbe B de la figure 9. En TV couleur, à cause de la réjection « chroma » sous-porteuse, la bande « luminance » est encore réduite, la voie « chroma » prenant le relais de la définition « couleur ».

AMPLIFICATEUR FI SON

L'amplificateur FI son est composé de deux étages avec un CAG indépendant. La largeur relative de la bande passante maintient le niveau de son constant malgré les petites dérives dues à l'échauffement, même pour les canaux UHF élevés. L'amplificateur FI permet de sortir environ 4 V crête à crête d'un signal modulé à 100% avec une linéarité excellente.

CIRCUIT DE SOCLE

Le circuit de socle comporte les éclateurs pour la protection contre les flashes dans le tube ainsi que les résistances de protection des étages finaux R-B-V.

CIRCUIT FACADE AVEC LES RÉGLAGES

Quatre potentiomètres linéaires permettent les réglages de contraste-luminosité-volume-balance rouge-bleu. Une diode électroluminescente indique la mise sous tension du récepteur.

(à suivre)

Prochainement : **La platine de décodage.**

Roger-Ch. HOUZÉ, professeur à l'E.C.E.

N.B. : Nous remercions le service technique de la Sté Pizon-Bros, en la personne de M. Nissen, directeur technique, pour sa contribution à la rédaction de cet article.



vous pouvez aussi les nettoyer au trichlo ou avec n'importe quel solvant. Cela marche... pas longtemps.

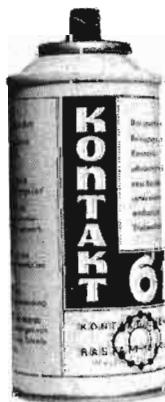
Mettre un solvant du commerce en bombe, c'est facile. KONTAKT ne le fait pas. KONTAKT fabrique des produits très élaborés; c'est pour cela qu'il les vend dans le monde entier.

Les produits KONTAKT sont les plus efficaces (prenez un milliohmètre et comparez, allez-y)... et Tunner 600 est le seul qui ne pose pas de problèmes en TV et en mesure.

Alors ?

KONTAKT fabrique toute une gamme de produits pour nettoyer, isoler, protéger, lubrifier, dégripper, refroidir, souder, etc. Ils sont tous de très haute qualité.

KONTAKT, c'est autre chose. On le trouve chez tous les gens sérieux.



slora

importateur exclusif

B.P. 41 - 57602 FORBACH - (87) 85 00 66

du magnétophone au magnétoscope

une longue évolution

LE magnétoscope peut être considéré comme un magnétophone destiné à enregistrer les images et les sons correspondants sur un support magnétique. Ses principes et ses éléments sont donc les mêmes que ceux d'un magnétophone, mais son montage électro-mécanique et électronique est, en fait, très différent, parce que le but à atteindre n'est pas du tout le même.

Les premiers chercheurs de l'époque héroïque, il y a une vingtaine d'années, s'imaginaient qu'il suffisait de modifier un magnétophone pour lui permettre d'enregistrer les images; ils se sont bien vite rendu compte que la transformation de détail était absolument insuffisante, et que des modifications plus radicales étaient indispensables.

Le magnétophone enregistre des signaux à fréquence musicale, de 30 à 20 000 Hz, tandis qu'il est nécessaire pour inscrire les images d'enregistrer des fréquences jusqu'à 2,5 MHz au minimum et même de 4 à 5 MHz. C'est ce problème de fréquence qui offre la difficulté essentielle; il nécessite l'emploi de bandes magnétiques plus larges, et de qualité spéciale, de vitesses d'entraînement plus élevées, de têtes magnétiques particulières, disposées de façons très différentes,

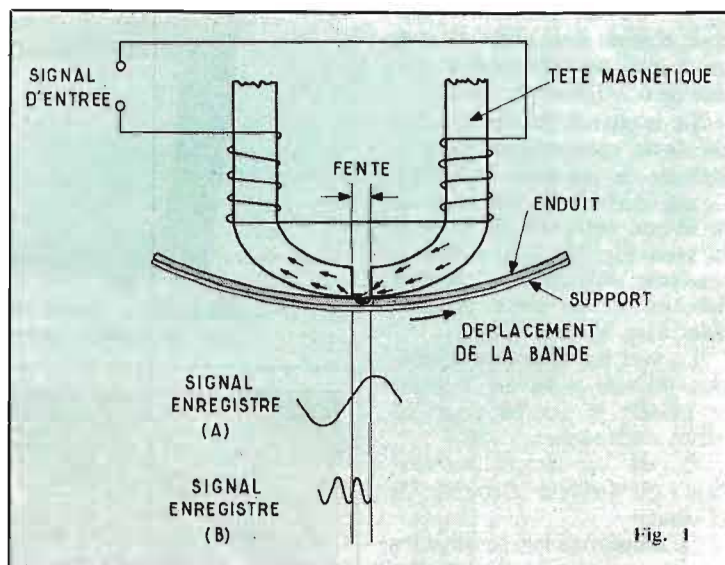
de montages électroniques particuliers, bien que simplifiés relativement par la suppression de la pré-magnétisation à fréquence ultra-sonore de la tête d'enregistrement (tableau 1).

Ces modifications et les transformations subies par le magnétophone pour en arriver aux modèles actuels de magnétoscopes à bobines et à cassettes, ne sont pas encore toujours suffisamment connues par la majorité des praticiens.

LE PROBLEME GENERAL DES FREQUENCES

L'inscription des signaux d'images d'une fréquence de 2,5 à 5 MHz est beaucoup plus complexe que l'inscription des fréquences sonores; on ne peut pas établir des têtes magnétiques, en particulier, dont la largeur de fente soit inférieure à $2 \mu\text{m}$ et, le plus souvent, on se contente de 3 à $5 \mu\text{m}$.

Pour augmenter la fréquence limite inscrite, on peut agir, en principe, soit sur la largeur de cette fente, soit sur la vitesse de défilement de la bande, mais la tête de lecture ne restitue pas de signal électrique pour un signal enregistré de longueur d'onde égale à la largeur de la fente. Avec le procédé de défilement classique, même avec une vitesse très élevée de 50 m/s, un signal de



10 MHz correctement enregistré ne pourrait être reproduit par une tête de lecture à fente de $5 \mu\text{m}$ et, même si ce résultat était obtenu, deux autres difficultés se présenteraient :

1° Il n'y a pas à considérer uniquement l'inscription des signaux d'images, mais ceux de synchronisation; avec une trame de synchronisation d'une fréquence de 50 Hz, correspondant à une longueur d'onde de l'ordre du mètre, il se produirait un effet de shunt magnétique dans la tête elle-même et dans la machine, des difficultés insurmontables pour restituer les fréquences basses.

2° Avec la méthode de défilement linéaire de la bande, un enregistrement d'un quart d'heure nécessiterait l'emploi d'une bande de 45 km de longueur, sans compter évidemment l'usure très rapide des têtes magnétiques et des bandes magnétiques elles-mêmes !

Lorsqu'on enregistre, d'ailleurs, un son de fréquence fixe à une vitesse uniforme, la fréquence reproduite devient directement proportionnelle à la vitesse linéaire, d'où la nécessité de la stabilité absolue des systèmes de défilement et de la fente elle-même; les variations ne doivent pas dépasser 0,1 %.

La fréquence maximale enregistrée est limitée par la largeur effective de la fente magnétique, qui ne se confond pas, la plupart du temps, avec la largeur mécanique, et par la vitesse de défilement. A un moment donné, la fente magnétique agit sur la partie de la bande qui se trouve en face d'elle et, pendant ce passage, il doit y avoir variation du flux d'aimantation. Si l'oscillation complète a le temps de se produire pendant le passage de la bande sur la fente, la valeur moyenne des deux alternances du signal s'annule, et le signal recueilli devient nul (Fig. 1).

Tableau I

| | | | | |
|-----------------------|--------|--------|--------|--------|
| NOMBRE DE LIGNES | 405 | 525 | 625 | 819 |
| FREQUENCE IMAGE (Hz) | 25 | 30 | 25 | 25 |
| FREQUENCE LIGNES (Hz) | 10 125 | 15 750 | 15 625 | 20 475 |
| BANDE PASSANTE (MHz) | 3 | 4 | 5 | 10 |

Avec une fente de 12 μm , on peut inscrire et restituer des signaux d'une fréquence maximale de 7 500 Hz à la vitesse de 19 cm/s, ce qui correspond à une longueur d'onde magnétique de 25 μm ; avec une fente de 6 μm , on peut enregistrer et reproduire à la même vitesse un signal d'une fréquence de 15 000 Hz correspondant à une longueur d'onde de 12 μm . Pour une inscription d'image et non plus de sons musicaux, il faudrait, avec cette même tête, une vitesse de l'ordre de 50 m/s pour enregistrer un signal d'une fréquence maximale de 4 MHz; avec une bobine de 37 cm de diamètre, on pourrait obtenir un enregistrement de 30 secondes.

La réduction de la fente produit, d'ailleurs, une diminution du niveau de sortie, une augmentation du souffle et une diminution de la durée de service. Dans les meilleures conditions, il faudrait envisager des longueurs d'onde de 5 à 10 μm et ramener la vitesse de défilement entre 20 et 40 m/s, et les difficultés demeurant très grandes.

L'adoption des vitesses de défilement élevées rend, d'ailleurs, très difficile l'enregistrement et la reproduction des signaux musicaux, parce qu'il est pratiquement impossible de reproduire d'une manière satisfaisante un signal de très grande longueur d'onde par rapport à la largeur de la fente. Dans une machine magnétique défilant à 40 m/s, l'inscription des signaux deviendrait ainsi presque impossible pour des fréquences inférieures à 4 000 Hz seulement.

LES PROBLEMES PRATIQUES

La force magnétomotrice disponible aux extrémités d'un barreau magnétique dépend de la force de l'aimant et devient d'autant plus réduite que le rapport au diamètre diminue.

Or, on peut considérer le support magnétique comme formé d'un grand nombre de petits barreaux élémentaires mis en mouvement au moment de l'enregistrement. Lorsque la fréquence des oscillations augmente, la longueur de ces petits barreaux diminue, d'où une diminution des signaux utiles recueillis au moment de la lecture.

Il y aurait ainsi intérêt, en principe, à adopter un support magnétique très mince, mais le phénomène n'est pas toujours vrai. Ce fait est dû à un effet de pénétration dû à la variation de la profondeur de magnétisation suivant la fréquence des signaux enregistrés. Pour des supports très minces, la pénétration complète est assurée pour une gamme de fréquences étendue, sans effet sélectif, suivant la largeur de la fente et la perméabilité de la matière.

Les supports magnétiques présentent deux caractéristiques essentielles : la force coercitive, qui favorise l'enregistrement des fréquences élevées mais rend plus difficile l'effacement, et la rémanence, qui favorise la conservation de l'enregistrement, élève le niveau de reproduction, et permet de diminuer le niveau d'amplification.

Le facteur de qualité d'un support magnétique pour les fré-

quences élevées peut ainsi être représenté sous une forme simplifiée par le rapport :

$$Q = \frac{\text{Force coercitive}}{\text{Rémanence}}$$

Les résultats sont d'autant meilleurs que ce facteur est plus grand.

La longueur d'onde magnétique enregistrée pour une certaine fréquence f donnée, est fonction de la vitesse de défilement du support par rapport à la fente, et elle est exprimée par la relation :

$$\lambda = \frac{V}{f}$$

Dans laquelle, V est la vitesse linéaire du support. Un signal à 10 000 Hz, inscrit sur une bande à 19 cm/s, a une longueur d'onde de 19 μm ; le même signal enregistré à une vitesse de 10 cm/s a évidemment une longueur d'onde encore plus faible de 10 μm .

La stabilité et l'adhérence de la bande sur les têtes ne sont pas moins importantes; si le support subit des variations, la longueur d'onde augmente et la fréquence reproduite décroît, la gravité de ces variations augmente avec la fréquence moyenne. Il en est de même des signaux parasites.

Avec une tête à fente de 6 μm , on peut enregistrer et reproduire à 19 cm/s un signal de 15 000 Hz, correspondant à une longueur d'onde de 12 μm environ; avec une vitesse de 50 m/s, on devrait pouvoir inscrire un signal d'une fréquence maximale de 4 MHz.

Les têtes magnétiques actuelles peuvent sans doute être améliorées grâce à l'emploi des ferrites,

mais la précision nécessaire pour établir une tête magnétique dont les deux faces de la fente sont séparées sur toute leur longueur par une distance de 2 à 3 μm devient extrême. On se heurte forcément à des limites et le matériel employé devient fragile et coûteux.

La diminution de la largeur des fentes permet d'envisager des longueurs d'onde de 5 à 10 μm et même inférieures. Mais les largeurs de piste habituelles sont de l'ordre de 2 à 6 mm; lorsqu'on réduit cette largeur, on diminue en même temps le rapport signal-bruit. Lorsqu'il s'agit d'une inscription sonore on envisage une dynamique de l'ordre de 50 à 60 dB. Dans le cas de l'inscription des images, on peut se contenter de beaucoup moins et en fait de 0,5 à 1 mm; c'est pourquoi dans les magnétoscopes on adopte normalement des pistes étroites sur des supports magnétiques défilant à grande vitesse.

Mais, pour obtenir des images satisfaisantes, il faut reproduire aussi des fréquences très basses et de quelques centaines d'hertz, ce qui amènerait théoriquement à considérer des longueurs d'onde de l'ordre de 10 cm. Il y a aussi des impulsions de synchronisme indiquées plus haut, qui doivent être injectées exactement au moment nécessaire, en même temps que les signaux de l'image, soit sur une piste spéciale de contrôle, soit en les mélangeant au signal d'image lui-même, comme on le fait pour les signaux habituels de télévision.

LES TRANSFORMATIONS INDISPENSABLES

Les premiers techniciens de magnéscope ont songé, évidemment, à modifier pour l'inscription des images, les magnétophones de qualité professionnelle qu'ils avaient à leur disposition, ou même des magnétophones d'amateurs.

Ils ont tenté ainsi d'employer des magnétophones comportant des têtes magnétiques classiques à fente étroite, disposées de la manière rectiligne habituelle, et avec la bande standard défilant à grande vitesse.

Dès 1950, on a ainsi effectué des essais en France avec des magnétophones de haute qualité à vitesse de défilement de 4 m/s en utilisant des têtes d'enregistrement à fente de 5 μm et des têtes de lecture à fente de 2 μm .

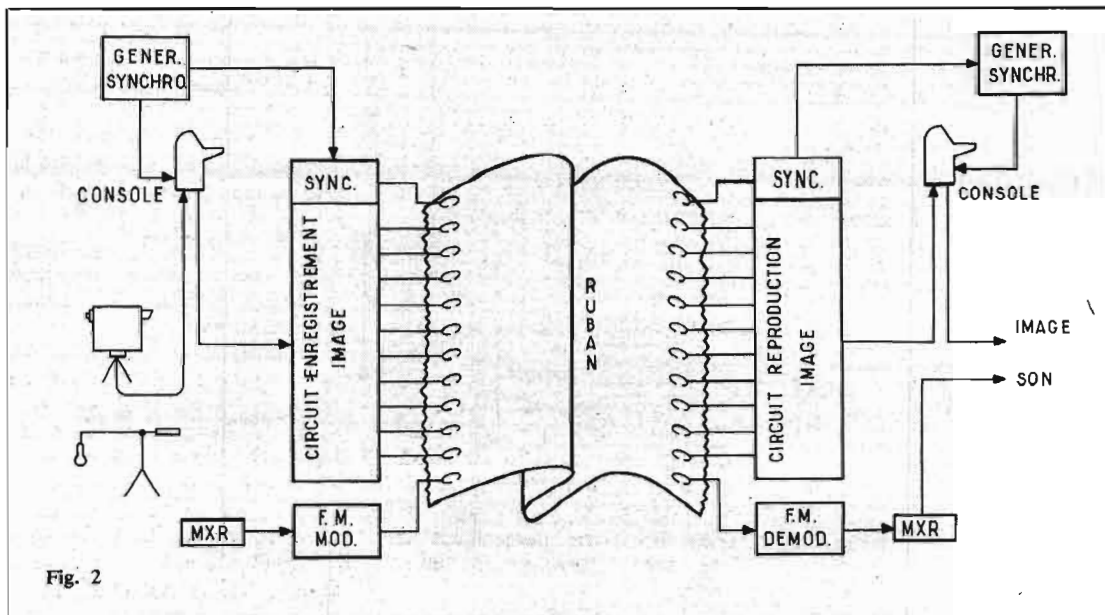


Fig. 2

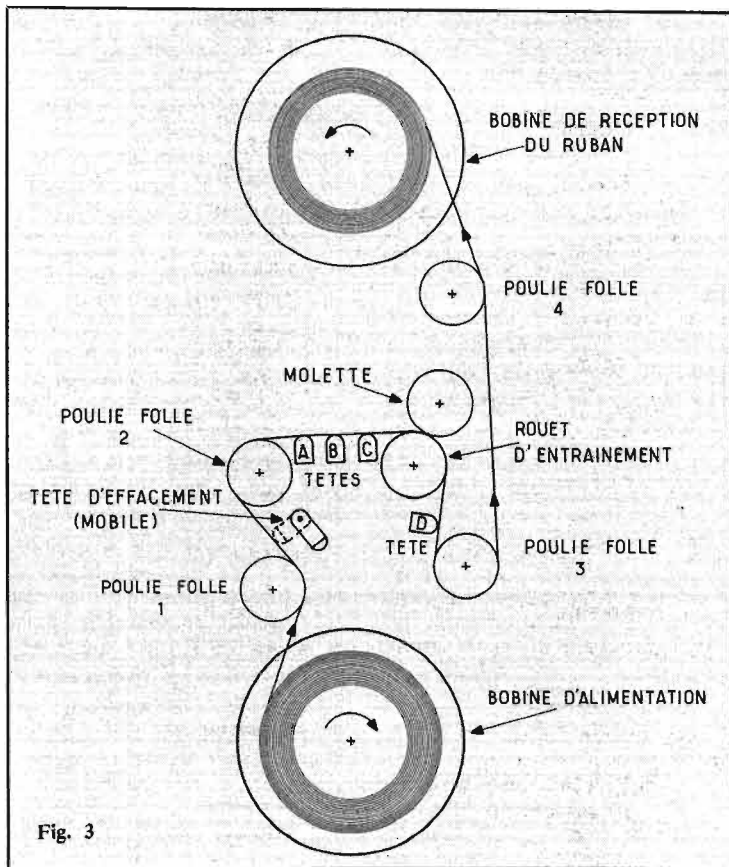


Fig. 3

Le rapport signal/bruit atteignait 30 dB pour une bande de fréquences de 1 MHz seulement, mais la difficulté principale résidait dans la nécessité d'une précision mécanique absolue du réglage de la distance des têtes magnétiques par rapport à la piste linéaire.

A la même époque, nous avons vu apparaître en Angleterre les premiers magnétoscopes d'amateurs, même quelquefois présentés sous la forme d'ensembles de pièces détachées ou « Kits ». Il s'agissait de magnétophones classiques modifiés, simplement à défilement rapide. Les résultats pratiques se sont révélés évidemment très décevants; les images manquaient de résolution, les déformations étaient nombreuses et inévitables, en raison des variations de vitesse de la bande, l'usure mécanique était rapide. Les praticiens ont donc compris la nécessité de modifications beaucoup plus profondes des principes d'enregistrement, sans se contenter simplement de modifier la vitesse de défilement, et d'utiliser des têtes à fentes étroites.

Une première idée ingénieuse a ainsi consisté, tout en conservant le principe du défilement rectiligne et des têtes fixes, à découper, en quelque sorte, la bande de fréquences d'images en plusieurs bandes plus étroites que l'on pou-

vait enregistrer sur plusieurs pistes parallèles. Dès avril 1948, les techniciens américains des Ets Bing Crosby ont ainsi étudié la possibilité d'une modification

de ce genre et réalisé un premier appareil baptisé « Video Tape Recorder » ou, en abrégé, VTR.

Au lieu d'enregistrer une piste unique sur toute la longueur de la bande, ils inscrivaient simultanément des signaux vidéo sur dix pistes parallèles. Une onzième piste était réservée aux signaux de signalisation verticale et horizontale et une douzième piste au son. A la reproduction, les signaux provenant des dix pistes vidéo étaient combinés pour produire le signal unique d'une image à haute définition. Il n'était pas nécessaire d'utiliser une polarisation, car l'amplitude du signal était suffisamment élevée pour obtenir une réponse en amplitude pratiquement linéaire. Le ruban était entraîné à la vitesse de 2,50 m/s, et la machine pouvait recevoir des bobines assurant chacune environ 16 mn de programme. La bande était du type standard à oxyde magnétique brun, mais déjà d'une largeur de 12,7 mm, au lieu de 6,35 mm (Fig. 2).

L'enregistrement magnétique des signaux vidéo était alors possible, mais la qualité était insuffisante; la limite de fréquence obtenue était de l'ordre de 1,6 MHz.

La Société RCA (Radio Corporation of America) a étudié

depuis 1953 des solutions intéressantes bien qu'aujourd'hui périmées. Le dispositif d'entraînement était vertical, mais les têtes magnétiques étaient disposées de la manière classique. Dans les premiers appareils, la vitesse de la bande était presque vingt-cinq fois plus grande que dans les appareils ordinaires et chaque amplificateur d'enregistrement comportait un signal de polarisation spécial. Les résultats n'étaient évidemment pas suffisants (Fig. 3).

Le procédé étudié en 1956 était beaucoup plus remarquable, car il permettait déjà l'enregistrement magnétique des images en couleurs, en utilisant une bande vidéo d'environ 3,5 MHz, découpée en deux bandes, d'une largeur de l'ordre de 1,5 MHz. La bande des fréquences basses s'étendait de 400 Hz à 1,5 MHz; elle était enregistrée sur une piste avec une vitesse de défilement de 6 m/s; la longueur d'onde minimale était donc de 4 μ m.

La bande des fréquences élevées s'étendait de 1,5 MHz à 3 MHz, elle était enregistrée également sur une piste, et les longueurs d'ondes enregistrées, variaient de 4 μ m à 2 μ m. Le problème de l'inscription et de la reproduction des signaux

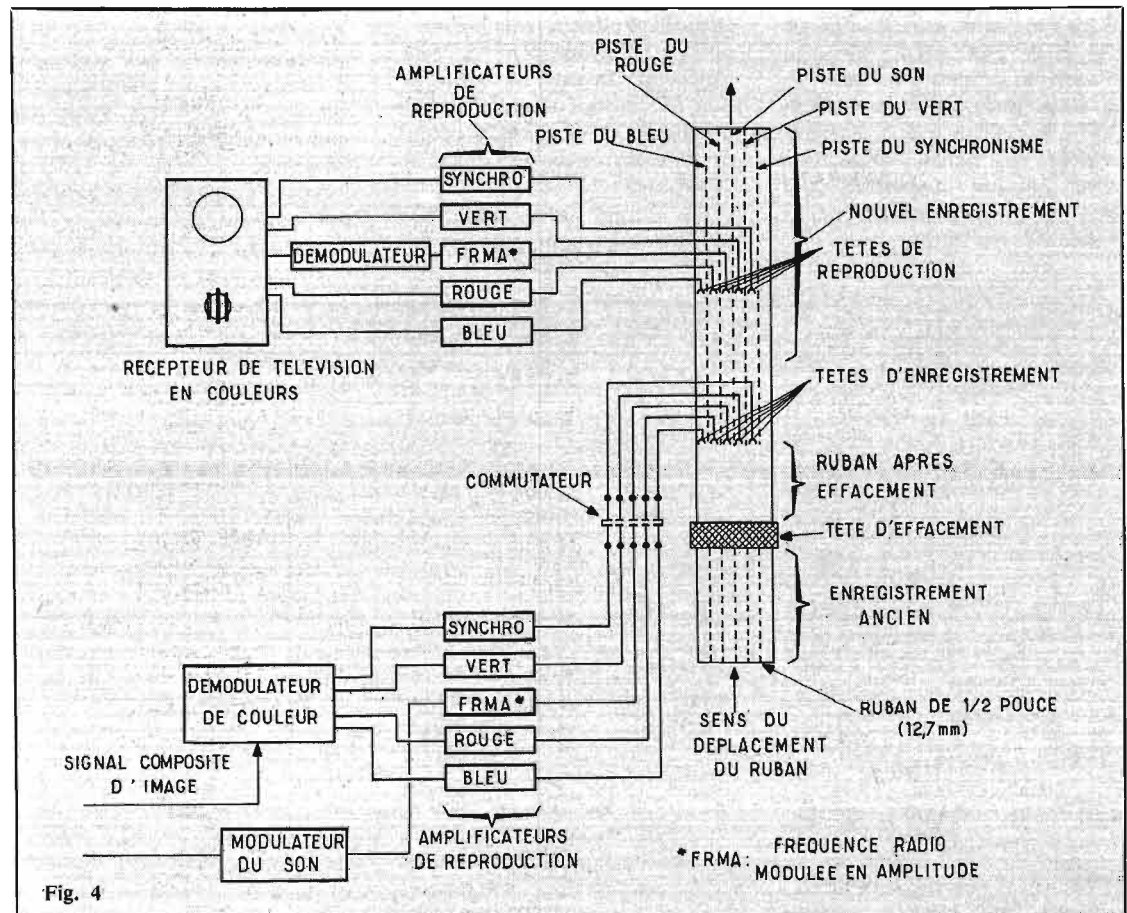


Fig. 4

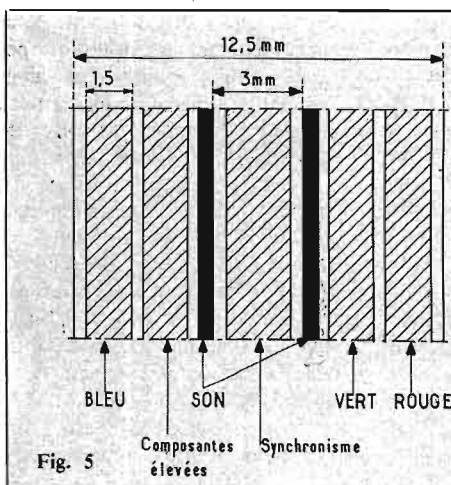


Fig. 5

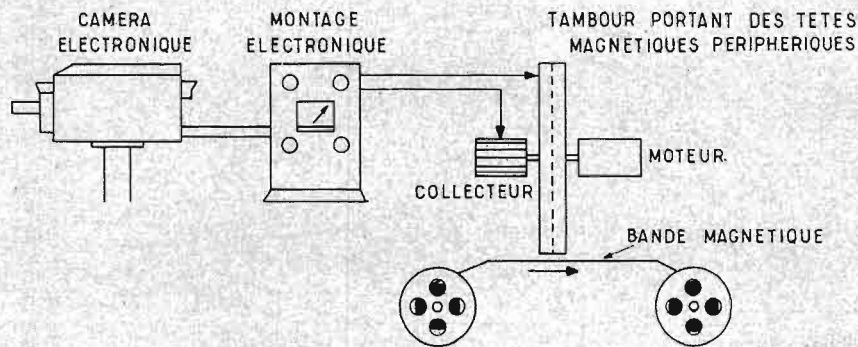


Fig. 6

de si courtes longueurs d'ondes, par la méthode habituelle, avait nécessité la réalisation de têtes magnétiques originales, à fentes extrêmement fines, réalisées en appliquant l'une sur l'autre les deux pièces polaires. Le coefficient de définition obtenu était cinq à dix fois plus grand que celui d'une tête ordinaire à fréquence musicale.

L'inscription des couleurs était obtenue suivant le procédé des « mixed highs », avec les basses fréquences de trois couleurs primaires inscrites sur trois pistes de bandes passantes de 400 Hz à 1,5 MHz, tandis que les hautes fréquences mélangées à ces trois couleurs, composant un signal noir et blanc, étaient inscrites sur une quatrième piste de 1,5 à 3 MHz (Fig. 4 et 5).

Pour tenir compte des conditions de stabilité particulièrement sévères imposées par le système de télévision en couleurs, le problème de l'enregistrement du film avait fait l'objet d'une étude très poussée, qui avait été résolue au moyen de servo-mécanismes ingénieux, agissant aussi bien sur la vitesse de défilement que sur la position des têtes magnétiques.

Malgré l'intérêt de ces recherches et les premiers résultats obtenus, ces appareils ne présentaient plus une véritable importance pratique et industrielle dès la mise en œuvre de procédés nouveaux, dans lesquels on a réussi, à l'aide d'artifices ingénieux, à diminuer la vitesse de défilement du support, tout en obtenant une gamme de fréquences enregistrées équivalente ou supérieure.

UNE TRANSFORMATION-ESSENTIELLE : LES TETES MAGNETIQUES MOBILES

Au lieu d'utiliser des têtes magnétiques fixes, on peut les rendre

mobiles par rapport à la surface du support ; si ce dernier est également animé d'un mouvement de translation ou de rotation, il devient possible de composer ces deux mouvements, de façon à obtenir une piste résultante, dont la forme peut être plus ou moins modifiée. On peut aussi envisager une série de pistes séparées, mais dont l'enregistrement et la reproduction s'effectuent successivement et sans interruption.

Un principe, déjà envisagé souvent par d'assez nombreux inventeurs d'appareils de télévision, consiste dans la division des transmissions et de l'enregistrement des éléments d'images. Dans le procédé habituel, il faut pouvoir enregistrer successivement dans un temps limité tous les éléments optiques constituant l'image complète, mais, en principe, on peut diviser les difficultés, séparer l'image en plusieurs tranches d'égale surface, et transmettre successivement les éléments d'images contenus dans ces différentes plages à des dispositifs d'enregistrement distincts. La reproduction est effectuée dans des conditions analogues, de façon à restituer simultanément l'image complète.

Les bandes de fréquences à considérer sont ainsi plus réduites, évidemment, en fonction même du nombre de ces tranches d'images élémentaires.

Un technicien français de recherches cinématographiques, M. André-Clément Coutant, en collaboration avec M. J. Mathot, a eu l'idée, le premier, d'utiliser un tambour à têtes magnétiques, tournant à grande vitesse, pour enregistrer des images sur la surface d'une bande magnétique sous la forme de pistes parallèles successives obliques, par rapport à l'axe du ruban. Ce procédé

original permet de réduire dans une proportion importante, la longueur du ruban à utiliser, pour une durée de projection donnée, en diminuant la vitesse de déplacement, et en améliorant la bande des fréquences enregistrées.

Les têtes d'enregistrement ou de reproduction sont mises successivement en circuit, à l'aide d'un collecteur axial, au fur et à mesure de leur passage sur la surface de la bande magnétique, défilant elle-même à une vitesse relativement lente que l'on peut fixer à 76 cm ou 1 m à la seconde.

L'axe de rotation du tambour est parallèle à l'axe de défilement de la bande, de sorte que le plan du tambour est perpendiculaire au ruban. Sur la surface enduite d'oxyde magnétique, on obtient une série de pistes successives parallèles et obliques, dont la longueur totale correspond, ce pendant, à un enregistrement continu de longue durée. Grâce à la vitesse de rotation du tambour, la vitesse linéaire de déplacement de chaque tête magnétique, par rapport à la surface de la bande, demeure très élevée. Le diamètre du tambour doit être assez grand pour assurer un contact convenable de la partie active des têtes (Fig. 6).

Un volant de 60 cm de diamètre comportant 100 têtes magnétiques tournant à une vitesse de 6 000 tr/mn, permettrait ainsi d'inscrire 400 lignes de 18 cm de longueur en 1/25 de seconde ; le déplacement de la bande doit être de la hauteur d'une ligne pendant qu'une tête parcourt la longueur de cette ligne. Comme nous l'avons indiqué plus haut, cette vitesse est relativement faible et ne dépasse guère celle qu'on envisage dans un magnétophone électro-acoustique (Fig. 7).

Par contre, la vitesse de rotation du tambour est très élevée, ce qui peut présenter certains inconvénients ; il est pourtant possible de la réduire, en principe, en remplaçant le tambour unique portant les têtes à sa périphérie par un ensemble de tambours accolés, solidaires les uns des autres, et dont les têtes sont mises successivement en action (Fig. 7-B).

On peut envisager, dans un dispositif de ce genre, la séparation de la mosaïque photosensible de la caméra électronique en plusieurs tranches ou colonnes successives reliées indirectement aux différents tambours successifs d'enregistrement. Dans le cas actuel des quatre tambours, les têtes magnétiques de chaque tambour sont ainsi reliées à toutes les colonnes d'images ce qui revient à l'idée du découpage de l'image en tranches ou plages élémentaires, transmises séparément, de façon à réduire les difficultés de transmission et d'enregistrement.

Il s'agit là, bien entendu, de dispositifs originaux et ingénieux, mais forcément complexes et d'une réalisation délicate. Leur étude et les premiers essais entrepris ont eu le grand mérite d'attirer l'attention des techniciens sur les possibilités de transformation des méthodes habituelles d'enregistrement magnétique, en vue d'applications particulières.

Les têtes disposées sur les tambours présentent un entrefer très réduit, avec une partie active ponctiforme et une largeur correspondant à celle d'une piste d'inscription. Elles sont mises successivement en circuit au moyen d'un collecteur, dont les lames sont reliées électriquement aux bobinages. Ces têtes sont montées dans des cavités circulaires calibrées et maintenues latéralement par des flasques.

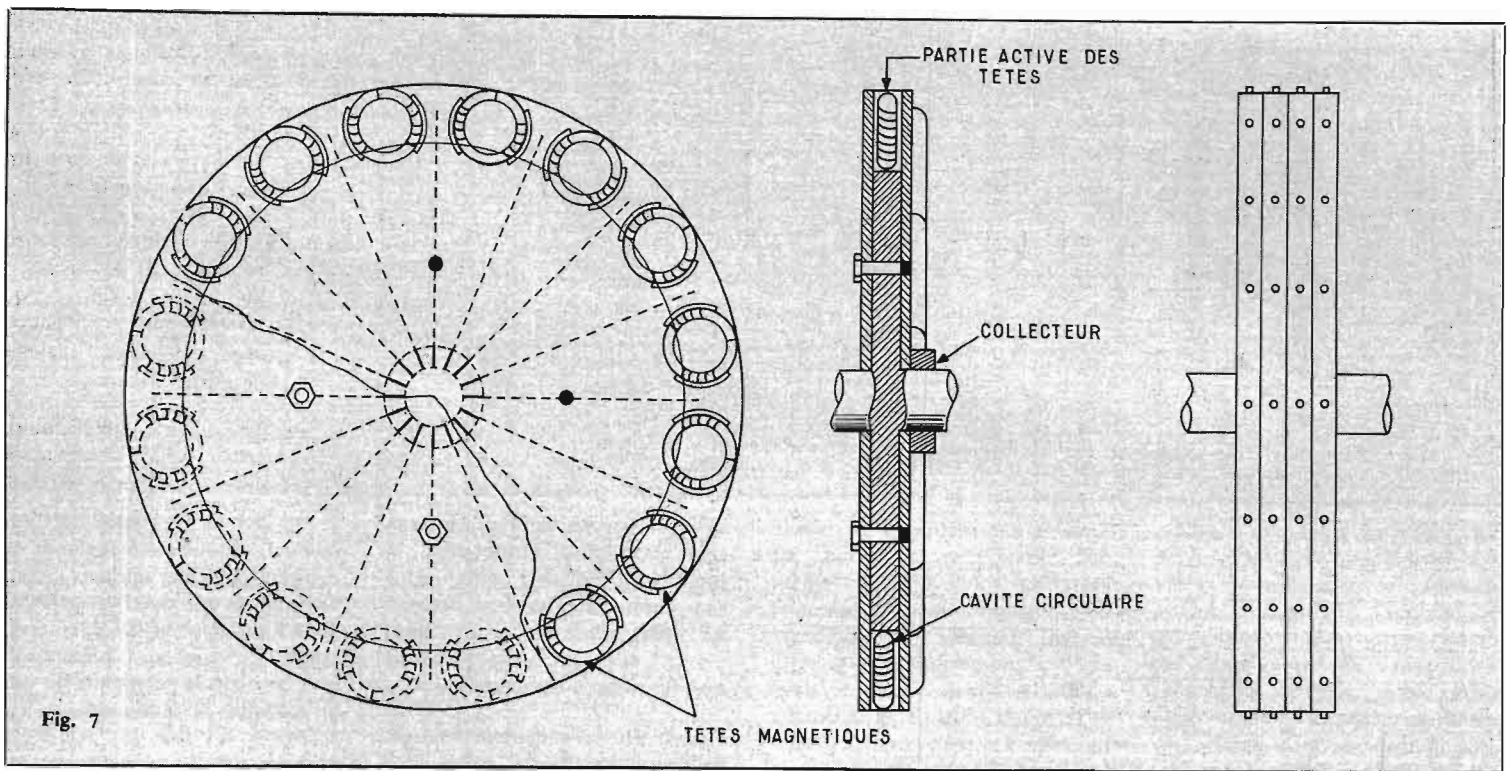


Fig. 7

TÊTES MAGNETIQUES

Il serait possible, évidemment, d'imaginer des variantes conçues suivant le même principe général, en montant, par exemple, les têtes sur des boucles de courroies en caoutchouc souple, se déplaçant perpendiculairement à l'axe de défilement d'un ruban magnétique. Les têtes viendraient alors s'appliquer sur la surface du support à l'aide d'une plaque presseur à ressort ; mais cette solution présente, en réalité, des difficultés de réalisation pratique, au moins aussi grandes (Fig. 8).

La distance entre les têtes, c'est-à-dire le pas circonférenciel, est égal à une ligne de largeur d'image. En raison des mouvements respectifs du ruban et du volant, les têtes magnétiques balaient constamment la surface du ruban, et inscrivent un grand nombre de lignes parallèles ; si le nombre des têtes magnétiques était égal au nombre de lignes de l'image télévisée, le nombre total des lignes tracées par un tour du disque correspondrait à la hauteur de l'image.

Lorsque le volant est légèrement conique et présente des flasques mobiles parallèlement à l'axe de rotation, il est possible de faire varier en marche le pas des têtes d'inscription ou de lecture, suivant les variations possibles de la bande, afin de conserver le synchronisme.

On voit immédiatement les avantages de ce procédé ; la vitesse de défilement du ruban est relativement faible, mais en te-

nant compte de la grande vitesse de déplacement des têtes par rapport à la surface du ruban, l'inscription des signaux de fréquence très élevée est également possible. Pour assurer une adhérence absolue du ruban sur les têtes, on utilise un souffle d'air comprimé, suivant une méthode adoptée, d'ailleurs, aussi dans certains magnétophones ordinaires. C'est ce principe révolutionnaire qui devait permettre la réalisation sous différentes formes des magnétophones pratiques, constamment perfectionnés depuis une vingtaine d'années.

LE PREMIER MAGNETOSCOPE INDUSTRIEL A TÊTES MOBILES

Un appareil d'enregistrement magnétique des images ou **Video-tape** permettant l'enregistrement des signaux à fréquence vidéo sur bandes par la méthode des têtes magnétiques mobiles, était étudié depuis 1951, par trois ingénieurs de la société américaine Ampex, Alexandre de Poniatoff, Walter Selsted et Myron Stolaroff. Dès décembre 1955, Charles B. Ginsburg, spécialiste de télévision de San Francisco, s'était joint à cette équipe de chercheurs.

Sa construction avait été prévue pour l'enregistrement des programmes de télévision dont une seconde diffusion était différée, en raison des différences d'horaires entre les côtes est et ouest des Etats-Unis.

Les premiers prototypes ont été présentés en fonctionnement à Chicago en avril 1956 ; ils ont suscité immédiatement un très grand intérêt et de nombreuses commandes étaient enregistrées, malgré le prix élevé de l'installation de l'ordre de 50 000 \$. C'était là, le premier prototype du magetoscope industriel de studio, qui est maintenant répandu universellement avec les résultats que l'on connaît, et qui a remplacé les appareils optiques à kinescope. D'ailleurs, le terme « **Ampexer** » est devenu désormais, dans les studios, synonyme de prise de vues en « video ».

Pour la première fois, on appliquait, au lieu de l'analyse longitudinale de la bande magnétique, un balayage transversal, supprimant la relation directe entre la limite de fréquence enregistrée et la vitesse de défilement effective de la bande. Le défilement uniforme devait être simplement assez rapide pour éviter les interférences et les superpositions entre les pistes successives.

La vitesse longitudinale dépend alors de la largeur nécessaire pour chaque trace individuelle, de la vitesse de rotation du tambour portant les têtes magnétiques mobiles et de l'espace minimal entre les pistes adjacentes ; il s'agissait également d'assurer la stabilité de cette vitesse de défilement et d'éviter des erreurs de tracé des pistes.

La longueur de bande nécessaire pour un enregistrement donné devenait réduite par un

coefficient égal au rapport de la longueur de chaque trace individuelle, c'est-à-dire pratiquement la largeur de la bande, à l'espace séparant deux pistes individuelles et au nombre de ces pistes. En employant une vitesse de défilement longitudinale de 38 cm/s seulement, on obtenait ainsi un enregistrement de plus d'une heure, avec une bobine de bande magnétique en polyester mylar de 51 mm de large placée sur une bobine de 36 cm de diamètre.

L'appareil réalisé permettait d'obtenir une stabilité supérieure à 0,15 %, le tambour d'enregistrement portait quatre têtes magnétiques combinées et tournant à une vitesse de l'ordre de 14 400 tr/mn. Le mouvement du tambour était synchronisé avec l'entraînement de la bande magnétique assuré par un cabestan. La vitesse résultante de chaque tête magnétique par rapport à la surface de la bande correspondait à une vitesse centuple de celle du défilement latéral, soit 38 m/s (Fig. 9).

La bande magnétique était maintenue appliquée exactement sur le contour circulaire de la tête portée par le tambour, à l'aide d'un système de dépression à vide, assurant un contact constant. Les mouvements des têtes et de la bande étaient synchronisés ; chaque tête devait être reliée à son tour au circuit d'enregistrement à l'aide d'un dispositif de commutation électronique à synchronisme précis.

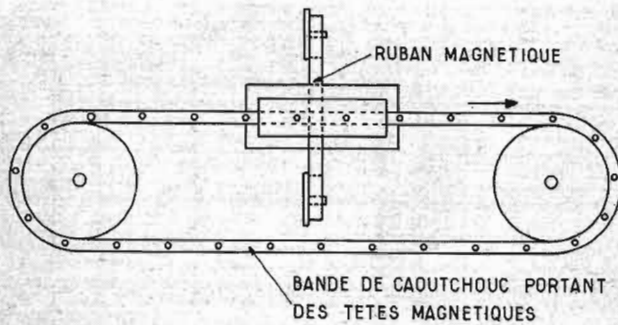


Fig. 8

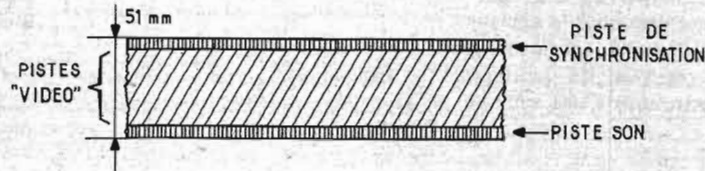
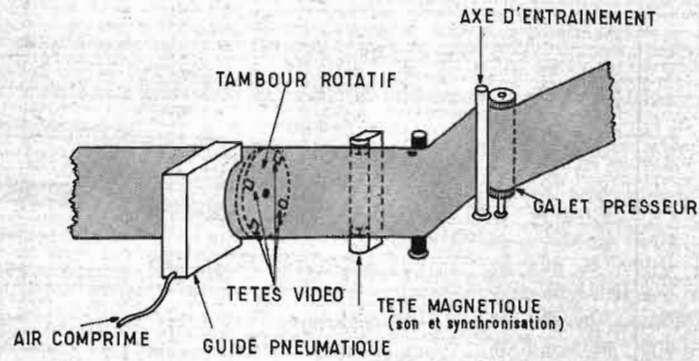
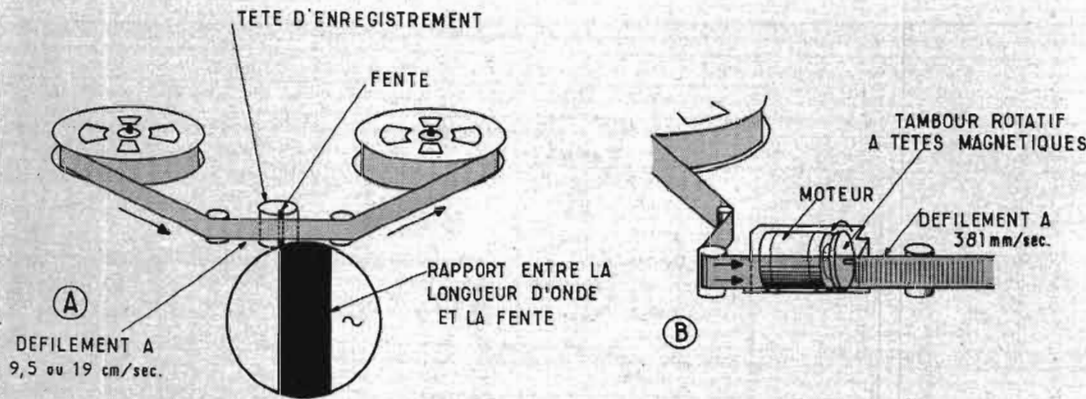


Fig. 9



DEFILEMENT A
9,5 ou 19 cm/sec.

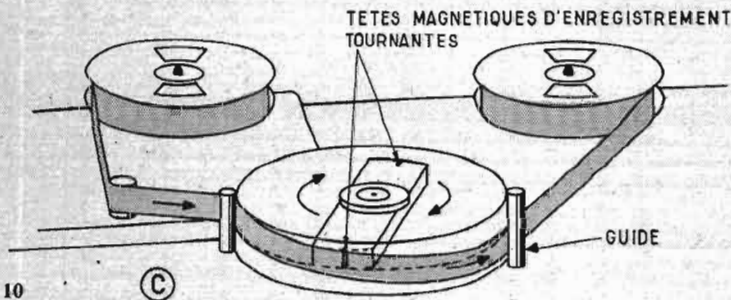


Fig. 10

Pendant la reproduction, le rapport entre la vitesse de rotation du tambour et celle de l'entraînement par cabestan, devait être maintenue uniforme dans des limites étroites, afin d'utiliser complètement, toute la longueur de chaque piste, sans interférence.

Ce résultat était atteint, à l'aide d'un signal de contrôle et de référence, enregistré séparément sur une marge de la bande magnétique dans le sens longitudinal. Au moment de la reproduction, ce signal de contrôle amplifié était utilisé pour maintenir la

vitesse relative du tambour et du cabestan.

La bande n'était pas perforée, mais la vitesse de défilement était contrôlée par des impulsions enregistrées sur les bords et qui assurait au moment de la reproduction une vitesse exactement

égale à celle de l'enregistrement.

La qualité dans la partie sonore était comparable à celle qu'on obtient avec un enregistreur sonore professionnel, et l'avantage essentiel du système consistait dans la possibilité de faire varier les caractéristiques en fixant la vitesse d'enregistrement et de lecture, la largeur de la bande et sa vitesse de défilement, ce qui permettait d'adapter l'appareil aux particularités du matériel d'enregistrement.

La possibilité d'une définition transversale et d'une définition longitudinale, la grande vitesse de rotation des têtes, permettent de résoudre les différents problèmes.

Pour augmenter la longueur d'onde enregistrée, on peut faire varier la vitesse de défilement ; pour faire varier la largeur des pistes, on peut modifier la vitesse de défilement de la bande. On modifie, enfin, la vitesse de rotation du tambour en faisant varier la largeur de la bande et la vitesse de défilement.

Une piste de balayage transversal correspondait à 16 lignes de l'image et occupait une longueur de 0,4 mm sur une largeur de 40 mm, une ligne correspondant à 2,5 mm. La surface d'une image complète était de $12,7 \times 40$ mm, mais, en restituant les lignes dans la position géométrique normale, la surface occupée par les 525 lignes standard était de :

$$2,5 \times 210 \text{ mm} = 525 \text{ mm}^2$$

En comparaison, les images cinématographiques sur les films ont, rappelons-le, une surface de 350 mm² pour le film standard, et de 78 mm² pour le 16 mm.

Cet appareil était ainsi réalisé, pour la première fois, suivant les principes adoptés pour la construction des magnétoscopes actuels professionnels de studio ; depuis lors, nous avons vu apparaître une autre catégorie de magnétoscopes plus réduits, généralement destinés à des usages semi-professionnels, et dans lesquels on utilise sous une autre forme le système des têtes magnétiques mobiles avec un balayage de la bande magnétique, non plus transversal mais hélicoïdal, en conservant d'ailleurs, les bases essentielles de la méthode (Fig. 10).

ALIMENTATION STABILISEE 0-30 V-3A

à limitation
d'intensité
règlable



L'ALIMENTATION AL 3-30 est un appareil sérieux dont les caractéristiques et les éléments qui la composent en font un élément de qualité pour l'équipement d'un laboratoire de recherche ou de maintenance ainsi que dans les écoles techniques où ses performances et ses possibilités rendront de grands services.

Ce « Kit » étudié et mis au point par les Ets R.D. Electronique de Toulouse permet la réalisation d'une alimentation stabilisée, sans difficultés. Aucun travail mécanique n'est à effectuer, tout est prêt pour le câblage et les différents schémas et figures permettent un montage aisé et l'assurance d'une réussite totale.

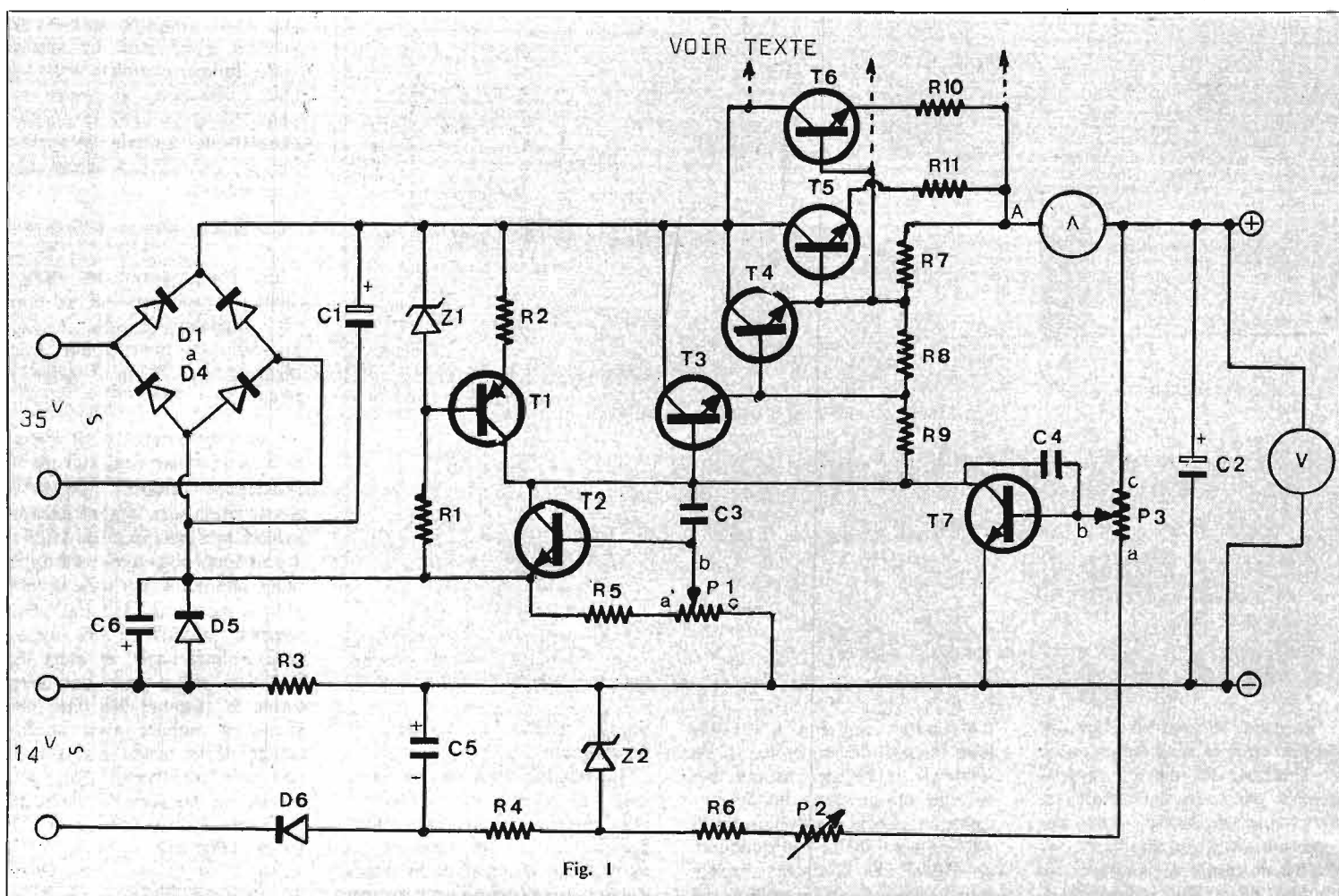
CARACTERISTIQUES

Alimentation : 110-220 V.
Stabilité : $5 \cdot 10^{-3}$ pour une variation de $\pm 10\%$ du secteur.
Utilisation : 600 mV à 30 V.
Intensité : 3 A max.
Protection : par limitation d'intensité réglable progressivement.

Taux d'ondulation résiduelle : 6 mV à pleine charge.
Présentation : coffret émaillé au four.
Appareils de mesure : 1 ampèremètre 0-3 A et 1 voltmètre 0-30 V.

ANALYSE DU SCHEMA

Sur le schéma de la figure 1 on peut voir que la tension est



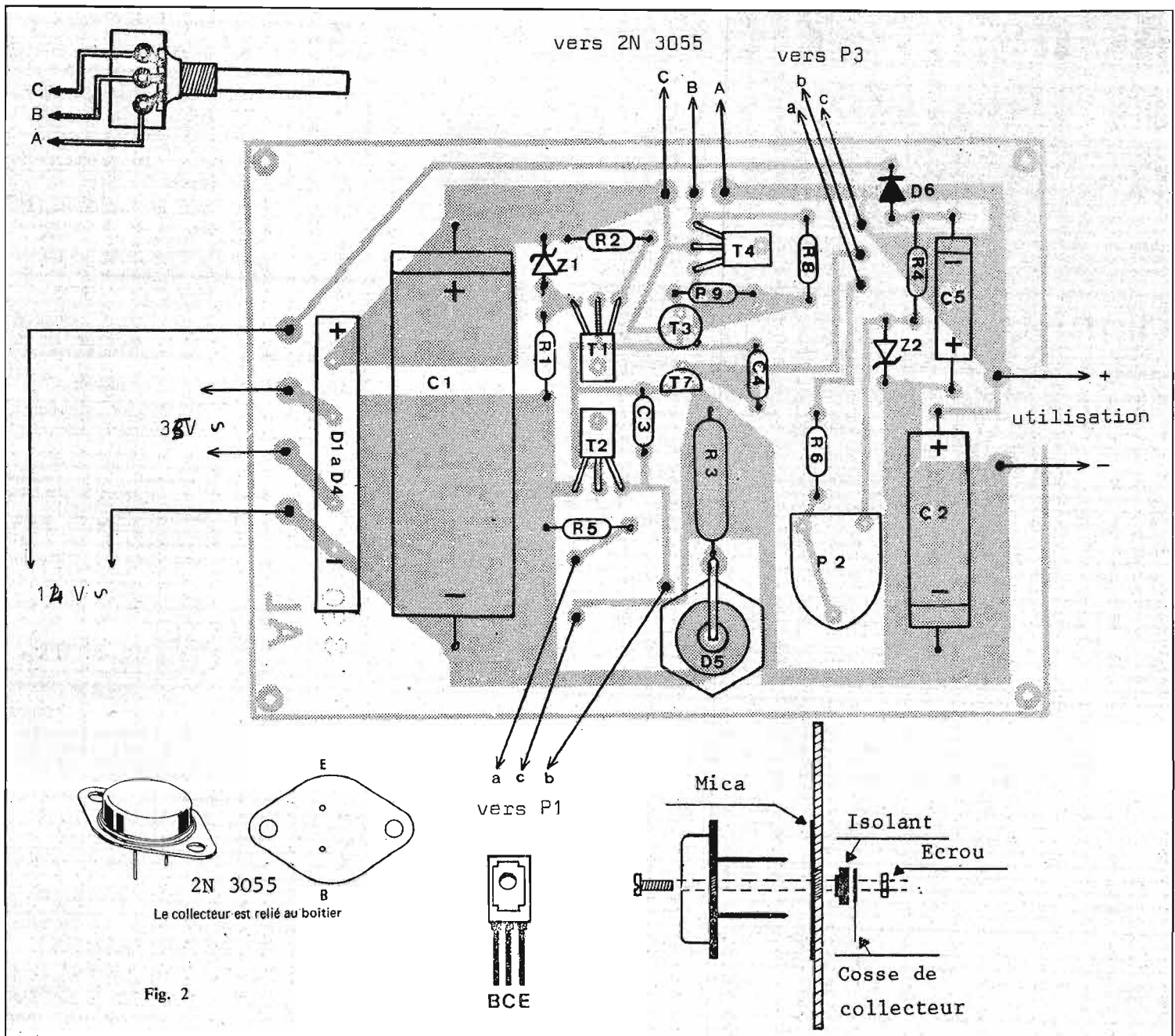


Fig. 2

fournie par un transformateur ayant deux secondaires qui fournissent respectivement :

- 1° Une tension de 35 V_~ avec une intensité max. de 4 A.
- 2° Une tension de 14 V_~ avec une intensité max. de 100 mA.

La tension fournie par le premier enroulement est redressée par les diodes D₁ à D₄ groupées en réalité dans un pont ITT B 80 C 5000.

La tension redressée et filtrée par C₁, composé de deux condensateurs électrochimiques de 2 200 μF, est appliquée aux collecteurs de T₅ - T₆ et T₆'.

Un générateur de courant constant composé de T₁, R₂, Z₁ et R₁ alimente le collecteur de T₇, qui joue ici le rôle d'apprécia-

teur. Les variations de tension apparaissant à la sortie sont appliquées par l'intermédiaire de P₃ à la base de T₇, modifiant ainsi la polarisation de ce dernier dont l'émetteur se trouve à un potentiel constant fixé par Z₂. Selon le courant appliqué à sa base, T₇ sera plus ou moins conducteur absorbant ainsi une partie plus ou moins grande du courant fourni par T₁, autrement dit si par exemple, la tension venait à augmenter en sortie, la base de T₇ deviendrait plus positive par rapport à son émetteur et T₇ deviendrait plus conducteur. On a déjà vu que le courant fourni par T₁ est constant donc, si T₇ laisse passer une intensité plus grande le courant dans T₃ diminuerait. Ce transistor étant monté en

darlington avec T₄ - T₅ - T₆ et T₆', ces derniers deviendraient moins conducteurs et la tension disponible sur les émetteurs de T₅, T₆ et T₆' aurait tendance à baisser rétablissant l'équilibre. Si la tension de sortie avait tendance à baisser, c'est le phénomène contraire qui se produirait.

La limitation d'intensité réglable par P₁ permet un ajustage précis du débit désiré et son fonctionnement est le suivant :

Le courant débité par l'alimentation passe dans la résistance R₃ et la différence de potentiel aux bornes de cet élément est appliquée à la base de T₂ par l'intermédiaire de P₁.

La base de T₂ est déjà portée à un potentiel de 0,6 V par rap-

port à son émetteur grâce à la chute de tension dans la diode D₅ et cette tension place T₂ normalement bloquée, à la limite de conduction. Dès qu'une faible tension positive apparaît aux bornes de R₃, T₂ conduit dérivant à la masse le courant fourni à T₇ par T₁. La tension de sortie chute alors et l'intensité reste constante et proportionnelle à la position de P₁.

La tension de 14 V fournie par le deuxième enroulement du transformateur est redressée par D₆ et filtrée par C₅, elle est maintenue constante grâce à Z₂ et sert de référence à T₇. On remarquera la présence de P₂ qui permettra lors des réglages finaux de limiter à 30 V la tension maximale de sortie.

REALISATION

Le circuit imprimé est fourni percé, et prêt à être câblé. En se référant au schéma d'implantation de la figure 2 et à la photo 3, exécuter les opérations suivantes :

1° Placer correctement et souder le pont D_1 à D_4 ;

2° Placer et souder R_1 , R_2 , R_4 , R_5 , R_6 ;

3° Mettre en place en respectant leur orientation : T_1 , T_2 , T_4 , T_3 et T_7 ;

4° Souder, fixer D_5 et relier son anode à R_3 par un fil dénudé ;

5° Placer et souder R_3 , P_2 ;

6° En respectant leurs polarités, positionner et souder D_6 , Z_2 , Z_1 , C_2 , C_1 et C_5 ;

7° Retourner le circuit imprimé et souder sur l'envers C_1' en parallèle sur C_1 et souder C_6 en parallèle sur D_5 . Le négatif de C_6 sera connecté au point commun D_5 , R_3 et le positif sera soudé au même point que le côté négatif de C_1' . Souder également R_7 entre le point C et A (vers 2N3055) ;

8° Souder 3 longueurs de fil de 20 cm de long aux points A-B-C (vers P_3) et 3 longueurs de fil de 20 cm de long aux points A-B-C (vers P_1) ;

9° Souder le fil rouge de 15 cm de long et de 12/10 de diamètre au point marqué + et 1 fil bleu de 15 cm de long au point marqué - ;

10° Souder 2 fils noirs aux points marqués 35 V et 2 fils verts aux points marqués 14 V.

11° En se référant à la figure 4, exécuter le montage mécanique des différents éléments après avoir collé la face avant en « Scotchcal », ce travail doit être exécuté avec minutie.

On remarquera que la plaque faisant office de refroidisseur, se monte à l'extérieur du boîtier et qu'elle n'est fixée que par les vis des 3 transistors qui sont isolés grâce à des intercalaires en mica (M) et à des isolateurs (I). Près de chaque transistor est fixée une cosse relais sur laquelle viendront R_{10} , R_{10}' et R_{11} . Avant de continuer le montage, s'assurer à l'aide d'un ohmmètre que les 3 transistors T_5 , T_6 et T_6' soient bien isolés de la masse.

On remarquera que sur le schéma seuls T_5 et T_6 sont représentés ; ces deux transistors sont suffisants si l'on ne dépasse pas 2 A en utilisation courante mais, pour un débit de 3 A, il faudra ajouter T_6' et R_{10}' .

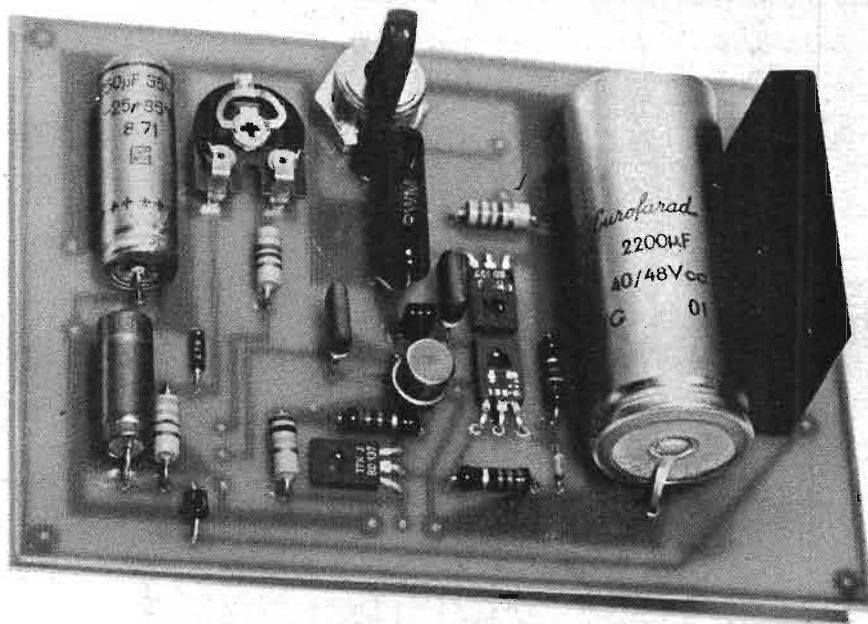


Fig. 3

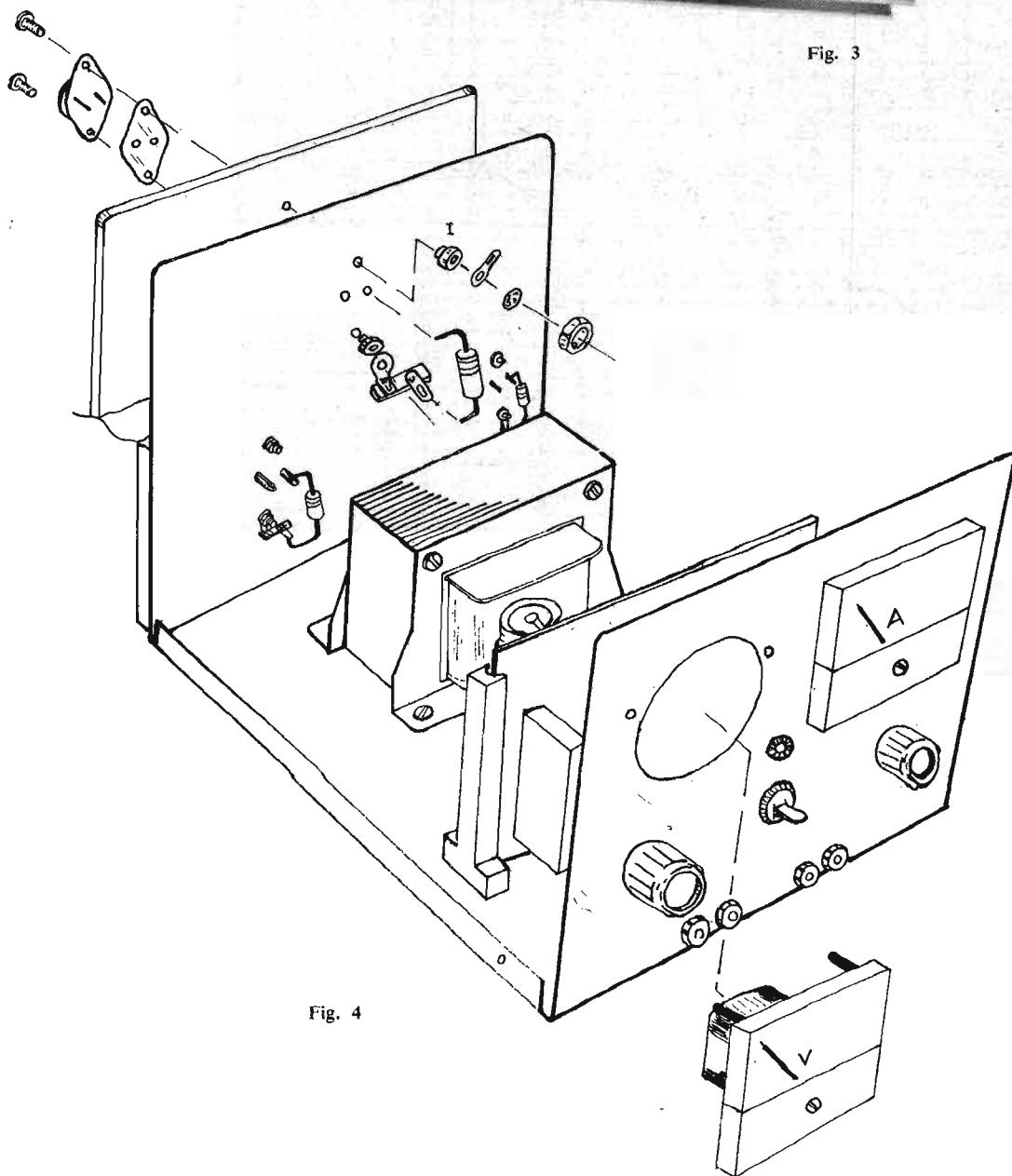


Fig. 4

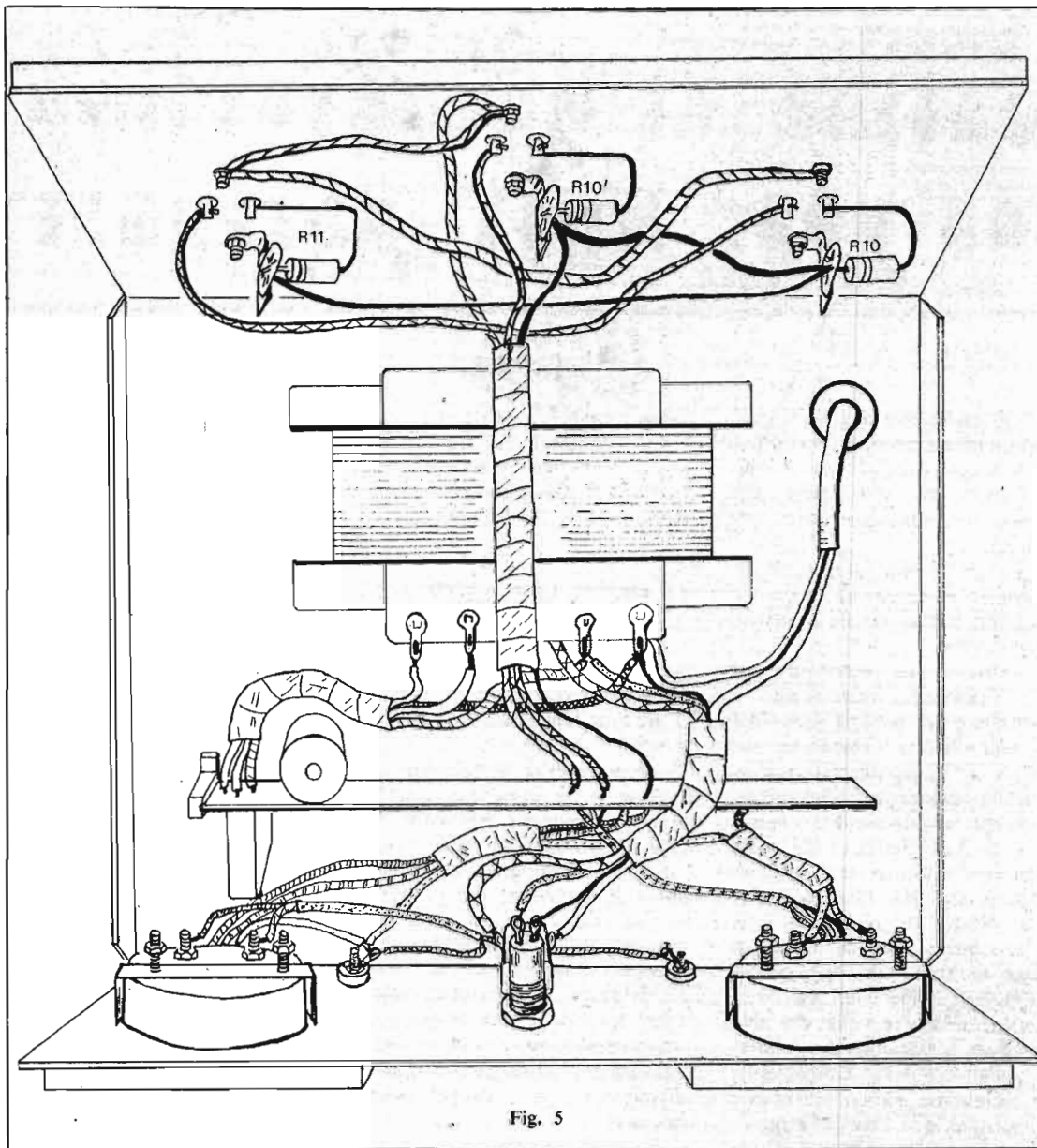


Fig. 5

12° En se référant à la figure 5, exécuter le câblage de l'appareil et fixer la plaquette de C₁ dans le châssis grâce aux 2 colonnettes à glissières fournies dans le « kit ». Placer les boutons, le cordon secteur (Fig. 5) et après une vérification générale, brancher l'appareil sur le secteur.

13° Tourner à fond le bouton marqué sur la face avant « volts », si tout va bien, l'aiguillage du voltmètre doit indiquer environ 30 V. A l'aide de P₂, amener l'aiguille de ce voltmètre sur 30 V.

14° Régler l'alimentation à 10 V puis tourner le bouton marqué « AMP » à fond. Brancher à la sortie de l'alimentation, une résistance bobinée de 10 Ω 10 W l'ampèremètre doit marquer 1 A environ. Tourner le bouton marqué « AMP » lentement dans le sens inverse des aiguilles d'une montre ; si

le limiteur d'intensité fonctionne correctement, à un certain moment l'aiguille du voltmètre doit chuter et si l'on continue, les aiguilles du voltmètre et de l'ampèremètre doivent descendre régulièrement.

15° Mettre le couvercle et le fixer à l'aide des vis « Parker ».

Cette alimentation est maintenant prête à vous rendre de grands services et nous espérons que vous ne regretterez pas cet investissement.

Alimentation de Laboratoire AL 3-30

Prix complet en kit à câbler avec notice 539,50 H.T.
650,00 T.T.C.
En état de marche 647,50 H.T.
780,00 T.T.C.

Catalogue général contre 5,00 F

Schémathèque contre 5,00 F

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier

31000 TOULOUSE

Allo ! 21-04-92

- 1 coffret.
- 1 Scotchcal.
- 1 radiateur.
- 4 pieds caoutchouc.
- 1 cordon secteur.
- 1 interrupteur.
- 1 voyant 12 V.
- 1 support-fusible avec fusible.
- 4 fiches femelles (2 rouges - 2 bleues).
- 2 boutons.
- 1 voltmètre 0-30 V.
- 1 ampèremètre 0-3 A.
- 1 transformateur 35 V - 4 A + 14 V 100 mA.
- 1 circuit imprimé.
- 2 colonnettes de fixation.
- 3 transistors 2N3055 (T₅ - T₆ - T₆').
- 2 transistors BD230 ou 237 (T₂ - T₄).
- 1 transistor BD231 ou 238 (R₁).
- 1 transistor 2N2219 (T₃).
- 1 transistor BF257 (T₇).
- 1 pont B 80 C 5000-3200 (D₁ à D₄).
- 1 diode 20 ou 40 HF 10 (D₅).
- 1 diode 10 D 1 (D₆).
- 1 diode Zener 4,7 V 400 mW (Z₁).
- 1 diode Zener 6,3 V 400 mW (Z₂).
- 2 condensateurs de 2 500 μF 48 V (C₁).
- 1 condensateur de 220 μF 25/30 V (C₂).
- 1 condensateur de 220 μF 45/50 V (C₅).
- 1 résistance 0,2 Ω 10 W (R₃).
- 3 résistances 0,1 Ω 6 W (R₁₀ - R₁₁ - R₁₀').
- 2 condensateurs polycarbonate 1 000 pF (1 nF) - (C₄ - C₃).
- 1 potentiomètre S.I. 4 700 Ω linéaire (P₃).
- 1 potentiomètre S.I. 2 200 Ω linéaire (P₁).
- 1 potentiomètre ajustable (GM) 4,7 kΩ (P₂).
- 1 résistance 2 200 Ω 1 W (R₁).
- 3 résistances 1 000 Ω 1/2 W (R₂ - R₈ - R₆).
- 1 résistance 470 Ω 1/2 W (R₄).
- 1 résistance 100 Ω 1/2 W (R₅).
- 1 résistance 10 kΩ 1/2 W (R₉).
- 1 résistance 47 Ω 1/2 W (R₇).
- 2 rondelles isolantes pour 3055.
- 4 passages isolants pour 3055.
- 10 vis et écrous de 3 mm.
- 8 cm de cosse relais.
- 3 m de fil 12/10.
- 4 cosses de masse.
- 4 cosses ∅ 6 mm.

Détermination et construction des filtres pour haut-parleurs

On sait que dans une chaîne à haute-fidélité, des résultats médiocres peuvent simplement être dus à un composant, à un circuit, à un seul « maillon » de la chaîne. Et cela va de l'organe de lecture jusqu'aux haut-parleurs.

C'est ainsi qu'un amplificateur et des haut-parleurs peuvent présenter **séparément** une excellente réponse jusqu'à plus de 20 000 Hz. Mais si, par exemple, on applique à chaque haut-parleur du groupement des fréquences incorrectes, des fréquences pour lesquelles il n'a pas été conçu, ou à des amplitudes excessives, il ne manquera pas d'en résulter une réduction de la largeur effective du registre transmis et des distorsions.

Si la grande énergie qui se situe généralement dans les fréquences basses, se trouve appliquée à un haut-parleur tweeter, il est certain que la bobine mobile de ce dernier va être soumise à un sévère régime et que de désagréables vibrations risquent fort de se manifester (sans parler d'une destruction possible du tweeter).

En conséquence, et dans le cas particulier faisant l'objet de cet article, on voit tout de suite le rôle important de l'utilisation de bons filtres passe-haut et passe-bas pour l'alimentation des haut-parleurs en signaux BF, à condition que ces filtres soient bien calculés et bien conçus.

On sait aussi que la construction d'un haut-parleur qui serait capable de reproduire correctement toute la gamme des fréquences audibles (et de leurs harmoniques) se heurte à des exigences **contradictoires** particulièrement difficiles à surmonter dans l'état actuel de la technique. Aussi, préfère-t-on souvent utiliser conjointement plusieurs haut-parleurs « spécialisés », chacun assurant la reproduction de la partie du registre sonore pour laquelle il a été conçu.

En général, on se limite à trois haut-parleurs ; souvent même, on se contente d'un groupement judicieux de deux haut-parleurs (par enceinte acoustique, bien entendu).

Le rôle du **filtre** est donc de déterminer la bande de fréquence qui doit être appliquée à chaque haut-parleur.

Certes, il faut reconnaître que l'on parvient maintenant à construire des haut-parleurs dont la reproduction s'étend sur une bande de fréquences déjà remarquablement étendue ; dans ce cas, la simple adjonction d'un tweeter (ou de deux tweeters) d'appoint permet d'améliorer le rendement sonore sur les fréquences les plus élevées du registre sonore.

Lorsqu'on cherche à reproduire une trop large bande de fréquences à l'aide d'un **seul** haut-parleur, il faut se méfier des phénomènes « mécaniques » d'intermodulation dus aux vibrations de la membrane. Expliquons-nous : Supposons que l'on ait à reproduire en même temps, par le même haut-parleur, une note très aiguë d'une petite flûte et une note très grave (bourdon de l'orgue, par exemple). Les vibrations à fréquence très basse de la membrane du haut-parleur (à grand déplacement) risquent fort d'intermoduler la note élevée donnée par la petite flûte. La reproduction de cette dernière ne sera pas fidèle et ressemblera approximativement à... un sifflet à roulette. Cela n'est qu'un exemple très simplifié, puisqu'on sait

qu'en réalité il existe un très grand nombre de fréquences (avec toutes leurs harmoniques) qui doivent être reproduites simultanément lors d'une audition.

LE FILTRE LE PLUS SIMPLE

Les filtres pour haut-parleurs peuvent prendre diverses formes, simples ou complexes.

Le type le plus simple consiste à utiliser un unique condensateur C en série avec le haut-parleur tweeter, le haut-parleur woofer étant alimenté normalement (Fig. 1). Ce montage apporte une atténuation progressive allant des aiguës vers les graves, avec une pente de l'ordre de 6 dB par octave, pour l'alimentation du tweeter. Par contre, ce seul condensateur ne modifie nullement le registre des fréquences appliquées au woofer (le woofer, haut-parleur principal de grand diamètre, est parfois appelé aussi **boomer**).

En quelque sorte, le tweeter prend progressivement le « relais » du woofer lorsque celui-ci commence à faiblir pour la reproduction des aiguës, puisque l'impédance offerte par le condensateur en série diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente.

Prenons par exemple un condensateur de 8 μF ; il présente approximativement une impédance de 2 Ω à 10 000 Hz, de 4 Ω à 5 000 Hz, de 8 Ω à 2 500 Hz, de 20 Ω à 1 000 Hz.

En pratique, l'influence du condensateur en série devient négligeable lorsque son impédance est égale ou inférieure au quart de l'impédance du haut-parleur (tweeter).

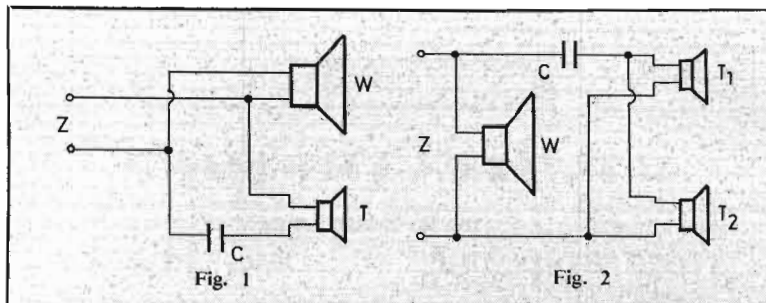
En d'autres termes, si l'on souhaite que le tweeter fonctionne pratiquement à plein rendement vers 5 000 Hz, on lui associera un condensateur d'une capacité telle que son impédance à 5 000 Hz soit égale au quart de celle du tweeter. C'est ainsi que pour la fréquence indiquée (5 000 Hz), avec un haut-parleur de 2,5 Ω , le condensateur C vaudra 50 μF ; avec un haut-parleur de 4 Ω , C vaudra 32 μF ; pour un haut-parleur de 8 Ω , C vaudra 16 μF ; et pour un haut-parleur de 16 Ω , C vaudra 8 μF .

Il est recommandé d'utiliser des condensateurs au papier, ou des condensateurs électrochimiques « non polarisés » (type basse tension, évidemment).

Si l'on désirait abaisser la fréquence de « reprise » ou de « raccordement » du haut-parleur tweeter vers 2 500 Hz (au lieu de 5 000), il faudrait doubler la valeur des capacités indiquées précédemment. Etc.

Il est un point capital à souligner et à respecter : l'impédance de la bobine mobile du tweeter T doit être égale à celle de la bobine mobile du haut-parleur principal W (woofer), cette impédance devant être par ailleurs égale à l'impédance de charge de sortie Z requise par l'amplificateur BF.

Dans le montage simple que nous venons d'examiner, on emploie parfois **deux** tweeters associés à un woofer. Les tweeters sont alors montés sur un support répartiteur à ouvertures bien orientées assurant ainsi une meilleure diffusion des aiguës. Dans ce cas, si les tweeters sont montés en parallèle (Fig. 2), l'impédance de chaque tweeter doit être à peu près le double de celle du haut-parleur principal (c'est-à-dire également le double de



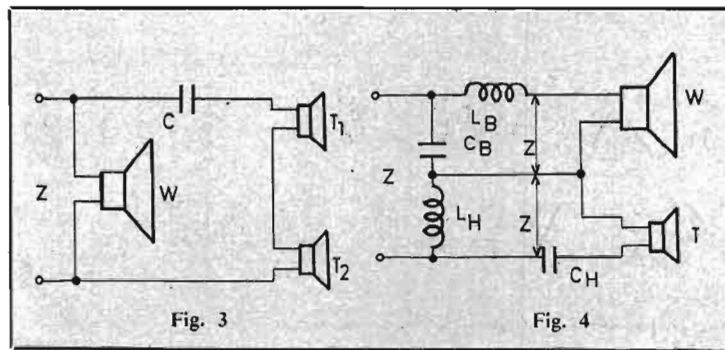
l'impédance de sortie de l'amplificateur); si les tweeters sont montés en série, l'impédance de chaque tweeter doit être à peu près la moitié de celle du haut-parleur principal (Fig. 3).

MISE EN PHASE DES HAUT-PARLEURS

Dès que l'on utilise deux haut-parleurs groupés dans une même enceinte (et à plus forte raison, trois ou quatre haut-parleurs), un autre problème est celui de leur mise en phase. En effet, il importe que toutes les bobines mobiles (et donc les membranes) exécutent simultanément leur mouvement dans le même sens; car si une membrane produit une compression et une membrane voisine une décompression, les effets acoustiques de chaque haut-parleur peuvent en partie s'annuler, au lieu de s'ajouter. Cela est évidemment plus particulièrement vrai vers les fréquences de raccordement. En conséquence, cette mise en phase est surtout impérative lorsqu'on utilise trois ou quatre haut-parleurs répartis dans le registre sonore; elle l'est un peu moins si l'on n'emploie qu'un woofer associé à un tweeter (montage simple de la Fig. 1, par exemple). Disons également que cette mise en phase est tout aussi importante en stéréophonie qu'en monophonie.

Voici un procédé simple de repérage du sens des connexions des bobines mobiles des différents haut-parleurs. Il suffit de déterminer sur chaque haut-parleur le sens des connexions de la bobine mobile produisant le déplacement de la membrane dans un sens donné. Pour cela, avec une pile de 1,5 ou de 4,5 V, on applique une courte impulsion de courant dans la bobine mobile et l'on note le sens du déplacement de la membrane (soit en avant, soit en arrière); choisissons par exemple, le déplacement en arrière. Tous les haut-parleurs à notre disposition pour le groupement à réaliser, sont soumis à la pile, et pour tous, le sens de branchement de la pile devra déterminer un déplacement en arrière de la membrane.

Les cosses de connexion des bobines mobiles seront alors toutes repérées par un point de peinture de couleur: par exemple, un point rouge pour chaque cosse correspondant au pôle positif de la pile, et un point bleu pour



chaque cosse correspondant au pôle négatif.

Les branchements pour le groupement à réaliser sont alors très faciles à exécuter:

a) Dans le cas le plus fréquent d'un branchement **en parallèle**, toutes cosses bleues sont reliées ensemble (ligne commune); quant aux cosses rouges, elles aboutissent aux divers éléments du filtre employé (selon le schéma adopté).

b) Si l'on utilise un groupement **en série** de deux haut-parleurs (c'est parfois le cas avec deux tweeters), la cosse bleue d'un haut-parleur est reliée à la cosse rouge du haut-parleur suivant.

FILTRES A DEUX OU TROIS VOIES

Dans ce genre de filtres, on rencontre parfois des assemblages relativement complexes de composants permettant d'obtenir des pentes d'affaiblissement assez rapides aux fréquences de coupure (filtre en T + filtre en π , par exemple). Néanmoins, comme à l'accoutumée (!), ce ne sont pas toujours les montages les plus complexes qui fonctionnent le mieux; en fait, ces types de filtres ne sont pas très répandus (et d'ailleurs assez peu recommandés), car ils provoquent d'importants déphasages (souvent excessifs) au-dessus et au-dessous de la fréquence de coupure choisie.

Un filtre à deux voies assez répandu est celui qui est montré sur la figure 4; il comporte deux filtres en L, un passe-bas avec L_B C_B et un passe-haut avec L_H C_H. Convenablement réalisé, un tel filtre donne satisfaction, sans déphasages excessifs, avec une atténuation de l'ordre de 12 dB par octave.

Les éléments L_B C_B L_H C_H qui composent le filtre peuvent être calculés à l'aide des formules simples suivantes:

$$L_B = \frac{Z}{2\pi F_C}$$

$$L_H = \frac{Z}{3,2\pi F_C}$$

$$C_B = \frac{0,8}{\pi F_C Z}$$

$$C_H = \frac{1}{2\pi F_C Z}$$

dans lesquelles nous avons:

F_C = fréquence de coupure;

Z = impédance de sortie et impédance (égale) de chaque haut-parleur, considérée comme une résistance pure.

On peut se passer de la résolution de ces formules en utilisant l'abaque représenté sur la figure 5 où il suffit de tracer deux droites.

De la valeur de la fréquence de coupure F_C repérée sur l'échelle correspondance (en hertz), on trace une droite aboutissant sur la valeur de l'impédance Z en ohms (échelle de gauche). Les valeurs en millihenrys des bobines L_B et L_H sont lues à l'intersection de cette droite avec les échelles respectives.

Les capacités C_B et C_H en microfarads sont obtenues de la même façon, mais en traçant une droite partant de la fréquence de coupure F_C et aboutissant sur l'impédance Z de l'échelle de droite.

Un exemple est d'ailleurs représenté sur l'abaque: soit une impédance de sortie de l'amplificateur de 8 Ω (et comme nous l'avons dit, deux haut-parleurs — un woofer et un tweeter — de 8 Ω chacun également). Supposons que les caractéristiques de réponse de ces haut-parleurs nous fassent choisir une fréquence de coupure F_C de 400 Hz. Nous voyons que le filtre de la figure 4 sera constitué par les éléments suivants:

$$C_H = 50 \mu F;$$

$$C_B = 80 \mu F;$$

$$L_H = 2 \text{ mH};$$

$$L_B = 3,1 \text{ mH}.$$

Notons cependant au passage que lorsqu'on utilise un groupement comportant un haut-parleur normal (woofer) et un ou deux tweeters, la fréquence de coupure (ou de raccordement) ne se situe généralement pas à 400 Hz; elle est bien plus élevée, disons de l'ordre de 1 500 Hz, et même souvent davantage. Mais il n'y a pas de règle strict dans ce domaine, et ce sont les bandes passantes respectives des haut-parleurs associés qui déterminent le choix et les caractéristiques du filtre à employer.

Les courbes de la figure 6 représentent l'atténuation relative obtenue en fonction du rapport de la fréquence considérée F à la fréquence de coupure F_C (rapport F/F_C), et ce, pour des atténuations de 6, 12, et 18 dB par octave. On note que ces atténuations sont ou doivent être symétriques de part et d'autre de la fréquence de coupure sur une échelle logarithmique des rapports F/F_C.

Comme nous le savons, la fréquence de coupure est déterminée par les caractéristiques des haut-parleurs utilisés. Naturellement, à la fréquence de coupure, il ne doit pas y avoir de « trou » dans la reproduction; on doit combler ce trou par un recouvrement convenable des deux courbes d'atténuation qui doivent se croiser à la fréquence de coupure avec un affaiblissement de l'ordre de 3 dB. Ces courbes sont générales et devraient être appliquées et vérifiées sur tout filtre quel qu'en soit le type. La courbe « 12 dB » est satisfaite avec le filtre de la figure 4, calculé sur l'abaque (Fig. 5) et correctement réalisé.

En d'autres termes, un filtre dont le fonctionnement est correct doit assurer le « relais » d'un haut-parleur par l'autre sans que le niveau général de reproduction autour de la fréquence de raccordement ne soit modifié (ni affaibli, ni renforcé). Cela veut dire que lorsque deux haut-parleurs fonctionnent simultanément au voisinage de la fréquence de raccordement, il faut que la puissance sonore totale qu'ils délivrent soit égale à celle que fournirait chaque haut-parleur s'il fonctionnait seul et sans filtre. Lorsqu'un haut-parleur commence à fonctionner au voisinage de la fréquence de raccordement, le niveau de l'autre doit commencer à diminuer, et il cesse de fonctionner lorsque

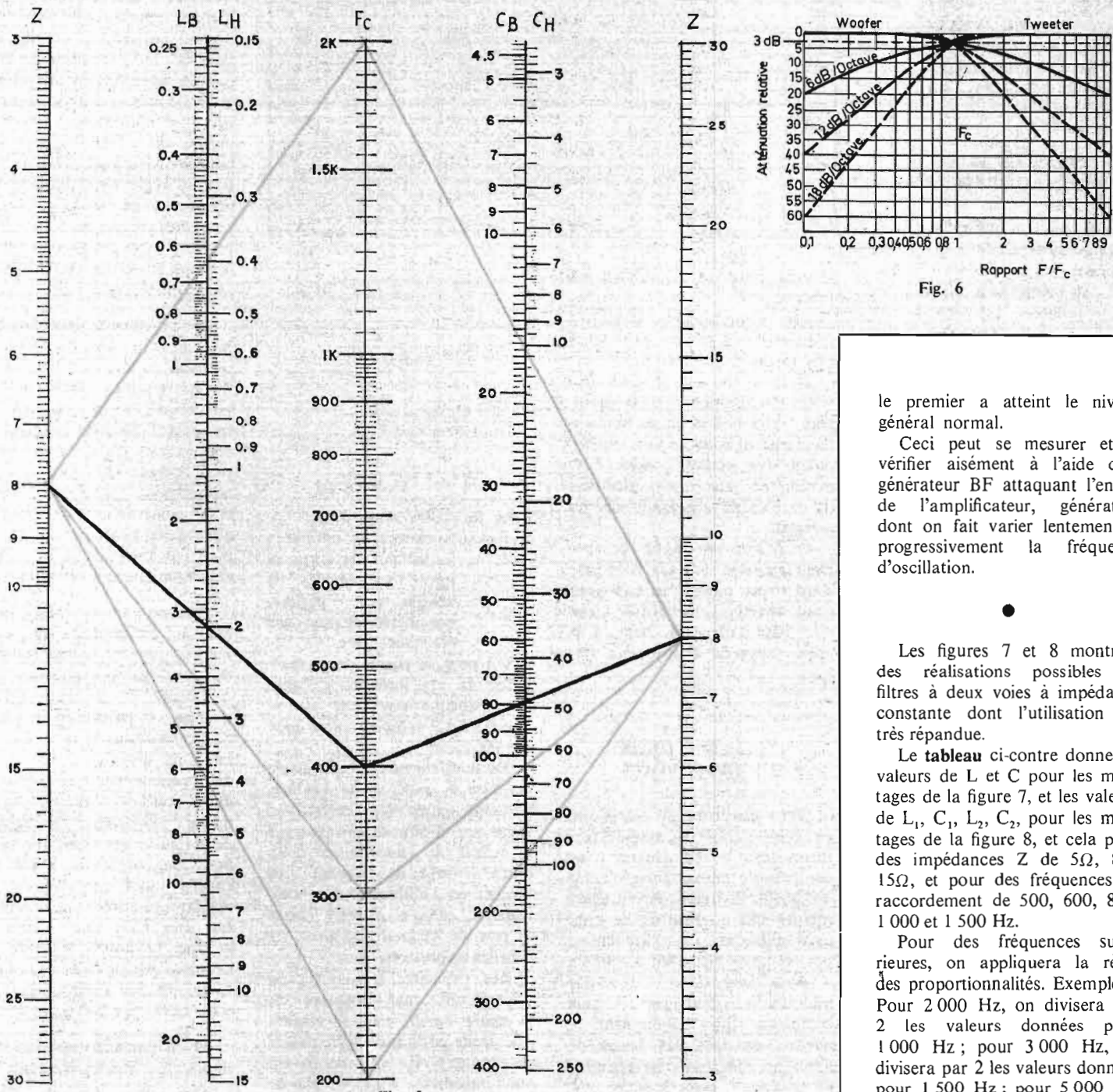


Fig. 5

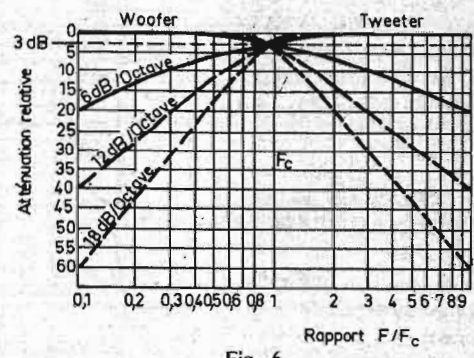


Fig. 6

le premier a atteint le niveau général normal.
 Ceci peut se mesurer et se vérifier aisément à l'aide d'un générateur BF attaquant l'entrée de l'amplificateur, générateur dont on fait varier lentement et progressivement la fréquence d'oscillation.

Les figures 7 et 8 montrent des réalisations possibles de filtres à deux voies à impédance constante dont l'utilisation est très répandue.

Le tableau ci-contre donne les valeurs de L et C pour les montages de la figure 7, et les valeurs de L₁, C₁, L₂, C₂, pour les montages de la figure 8, et cela pour des impédances Z de 5Ω, 8Ω, 15Ω, et pour des fréquences de raccordement de 500, 600, 800, 1 000 et 1 500 Hz.

Pour des fréquences supérieures, on appliquera la règle des proportionnalités. Exemples : Pour 2 000 Hz, on divisera par 2 les valeurs données pour 1 000 Hz ; pour 3 000 Hz, on divisera par 2 les valeurs données pour 1 500 Hz ; pour 5 000 Hz, on divisera par 5 les valeurs données pour 1 000 Hz, ou par 10 les valeurs données pour 500 Hz ; etc...

Les valeurs des composants sont issues de calculs ; mais il est bien évident que, le cas échéant, on pourra prendre des valeurs approchées voisines sans dommage. Exemple : Pour telle capacité indiquée comme étant de 21 μF, on pourra fort bien employer un condensateur de 20 μF. Dans d'autres cas, on arrivera à la capacité calculée par groupement de plusieurs condensateurs. En ce qui concerne les bobinages, le problème sera examiné plus loin.

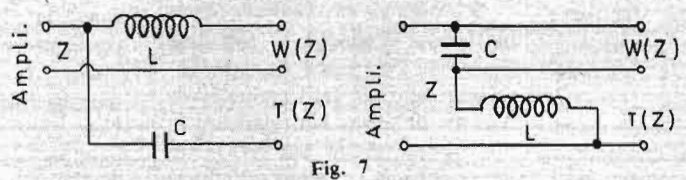


Fig. 7

| Impédances (en ohms) | Fréquence de raccordement | | | | | Unités | | |
|----------------------|---------------------------|-----|------|-------|-------|--------|------|----|
| | 500 | 600 | 800 | 1 000 | 1 500 | | | |
| Figure 7 | 15 | L | 4,8 | 4 | 3 | 2,4 | 1,6 | mH |
| | | C | 21 | 18 | 14 | 10 | 7 | μF |
| | 8 | L | 2,56 | 2,13 | 1,6 | 1,28 | 0,85 | mH |
| | | C | 40 | 33 | 25 | 20 | 13 | μF |
| | 5 | L | 1,6 | 1,3 | 1 | 0,8 | 0,53 | mH |
| | | C | 63 | 54 | 39 | 32 | 21 | μF |

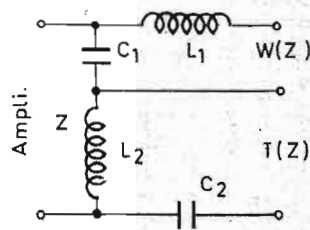
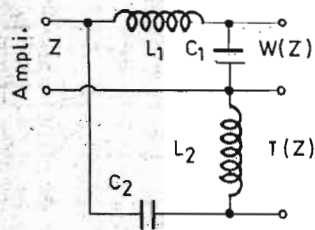


Fig. 8

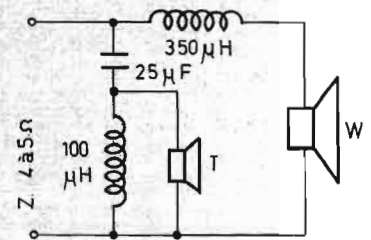


Fig. 9

| | | | | | | | | |
|----------|----|-------|------|------|------|------|------|---------|
| Figure 8 | 15 | L_1 | 6,8 | 5,6 | 4,2 | 3,4 | 2,27 | mH |
| | | L_2 | 3,4 | 2,8 | 2,1 | 1,7 | 1,13 | mH |
| | | C_1 | 15 | 12,5 | 9,5 | 7,5 | 5 | μ F |
| | | C_2 | 30 | 25 | 19 | 15 | 10 | μ F |
| | 8 | L_1 | 3,6 | 3 | 2,25 | 1,8 | 1,2 | mH |
| | | L_2 | 1,8 | 1,5 | 1,12 | 0,9 | 0,6 | mH |
| | | C_1 | 28 | 23 | 17 | 14 | 9 | μ F |
| | | C_2 | 56 | 46 | 35 | 28 | 18 | μ F |
| | 5 | L_1 | 2,27 | 1,9 | 1,4 | 1,13 | 0,76 | mH |
| | | L_2 | 1,13 | 0,95 | 0,7 | 0,56 | 0,38 | mH |
| | | C_1 | 45 | 37 | 28 | 22 | 15 | μ F |
| | | C_2 | 90 | 75 | 57 | 45 | 30 | μ F |

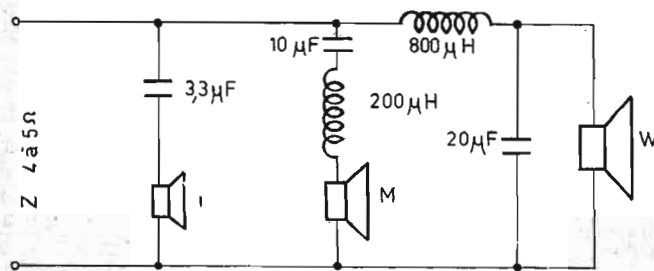


Fig. 10

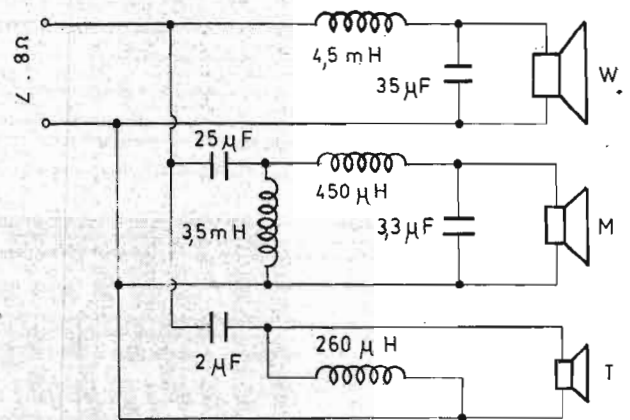


Fig. 11

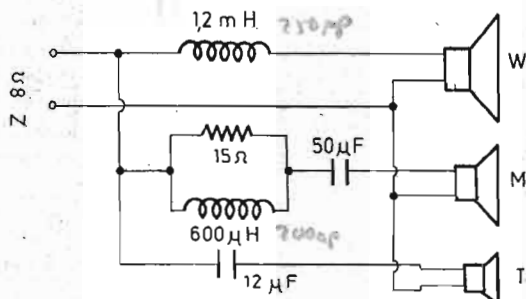


Fig. 12

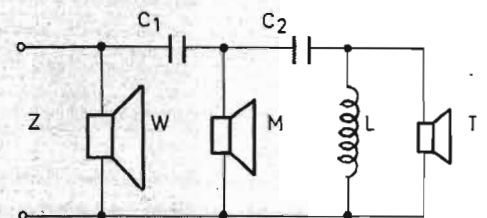


Fig. 13

Dans un but pratique et documentaire, nous allons examiner maintenant quelques réalisations de filtres de diverses conceptions pour haut-parleurs (W = woofers ; M = médium ; T = tweeter).

La figure 9 représente un filtre à deux voies pour une fréquence de raccordement de l'ordre de 1200 Hz convenant pour des haut-parleurs ayant une impédance de 4 à 5 Ω .

Le filtre de la figure 10 est à trois voies, pour des fréquences de raccordement de 400 et de

2000 Hz, et pour des haut-parleurs du type 4 à 5 Ω également.

Les figures 11 et 12 représentent également des filtres à 3 voies, mais de conceptions différentes, et pour des haut-parleurs de 8 Ω d'impédance.

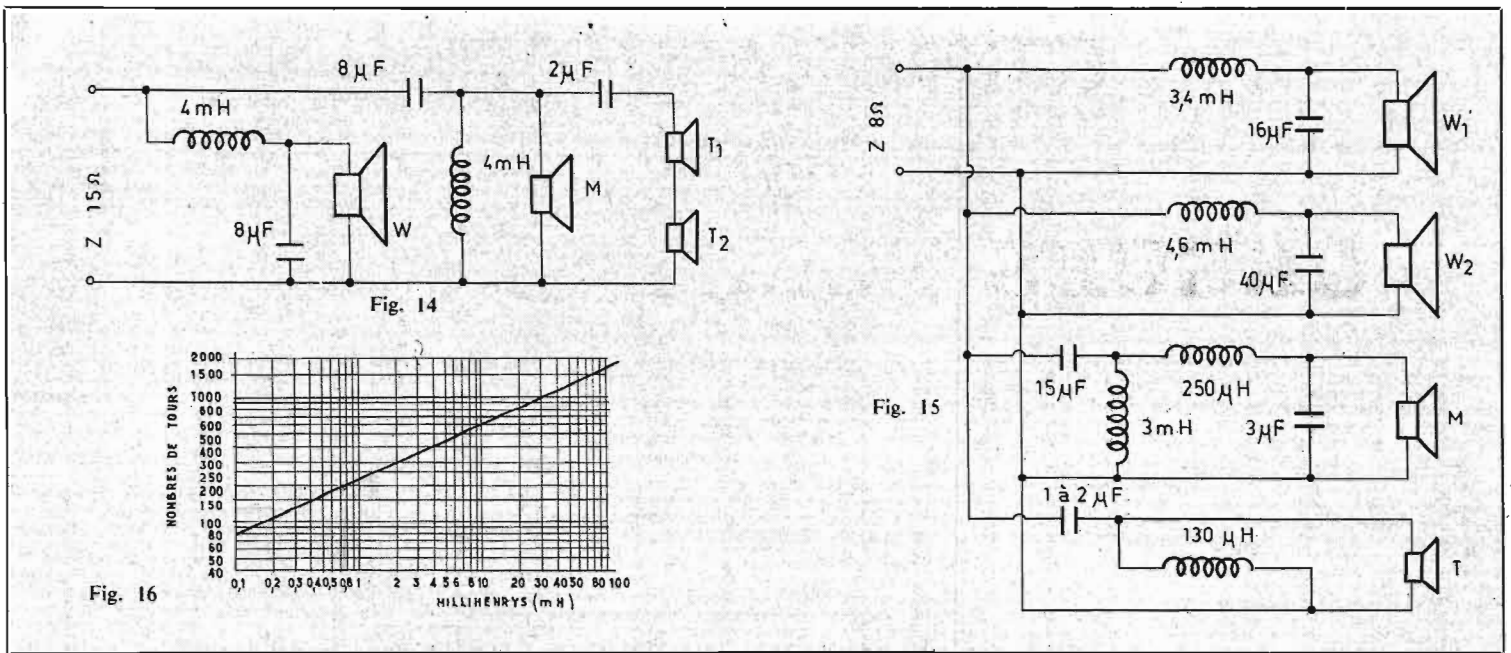
Le montage très simple du filtre à 3 voies préconisé par la firme Peerless pour ses haut-parleurs des types P825W, GT50MRC et MT20HFC est représenté sur la figure 13. Pour des haut-parleurs de 4 à 5 Ω d'impé-

dance, nous avons : $C_1 = 48 \mu\text{F}$; $C_2 = 10 \mu\text{F}$; $L = 220 \mu\text{H}$. Pour 8 Ω , nous avons : $C_1 = 24 \mu\text{F}$; $C_2 = 5 \mu\text{F}$; $L = 450 \mu\text{H}$. Enfin, pour 15 à 16 Ω , nous avons : $C_1 = 12 \mu\text{F}$; $C_2 = 2,5 \mu\text{F}$; $L = 900 \mu\text{H}$.

La figure 14 représente un filtre à 3 voies pour quatre haut-parleurs (deux tweeters en série) préconisé par la firme Audax. L'ensemble est établi pour une impédance Z de 15 Ω . Les haut-parleurs préconisés sont les suivants :

W = type WFR 15 (15 Ω) ;
M = type T19PA15 (15 Ω) ;
T₁ = T₂ = type TW9G (5 Ω).

Enfin, le schéma de la figure 15 est celui d'un filtre à 4 voies pour quatre haut-parleurs. Le haut-parleur W₁ est destiné à la reproduction de la gamme de 30 à 1200 Hz ; on lui adjoint le haut-parleur W₂ de même type, mais dont le filtre lui destine la reproduction de la gamme de 30 à 300 Hz seulement. Cela se traduit par une meilleure reproduction sonore des fréquences



très basses du registre musical. Le haut-parleur médium M reproduit la bande de 1000 à 12000 Hz ; enfin, la gamme de 10000 à 40000 Hz est confiée au tweeter T. Si l'on souhaite renforcer cette dernière gamme, on peut également utiliser deux tweeters.

Les valeurs des composants sont indiquées sur le schéma, le montage étant conçu pour une impédance de 8 Ω (et avec des haut-parleurs de 8 Ω, bien entendu). Quant aux haut-parleurs, on pourra, par exemple, utiliser les modèles suivants de chez Audax :

- W₁ = W₂ = type HIF24HS ;
- M = Médomex 15 ;
- T = TW8B.

**FABRICATION
DES BOBINAGES
PAR L'AMATEUR**

Naturellement, pour l'amateur, réaliser un bobinage de x millihenrys (mH) ou de x microhenrys (µH) est un problème ! Ce qui lui importe de savoir, ce sont surtout les caractéristiques de fabrication de la bobine. Evidemment, la solution idéale consiste à réaliser la bobine d'après les indications données et de la mesurer au pont afin de l'amener exactement au coefficient de self-induction souhaité (en ajoutant ou en enlevant des tours) ; mais en général, il n'est nullement nécessaire d'en arriver là. Nous ne travaillons pas sur UHF, mais au contraire en basse fréquence, et il n'est pratiquement pas nécessaire d'arriver juste à la valeur exacte calculée de l'inductance...

N'oublions pas, en effet :

- Qu'il est par ailleurs souvent difficile d'obtenir exactement la ou les capacités calculées (larges tolérances de fabrication dans ce domaine).
- Que les valeurs L et C sont calculées à partir d'une impédance Z supposée constante (alors qu'elle varie avec la fréquence).

- Qu'il n'y a pas une importance capitale que la fréquence de raccordement soit en fait à 2900 Hz ou à 3100 Hz... si elle a été calculée pour 3000 Hz (par exemple).

Il est donc superflu de se torturer l'esprit pour parvenir à des coefficients de self-induction rigoureusement exacts et conformes au calcul ; la tolérance est là aussi relativement large.

Tout cela étant admis, nous avons cependant établi un abaque, aussi précis que possible, permettant de déterminer le nombre de tours à bobiner pour obtenir tel ou tel coefficient de self-induction. Cet abaque fait l'objet de la figure 16 ; il couvre de 0,1 mH (soit 100 µH) à 100 mH, ce qui est très largement suffisant pour les problèmes de filtres pour haut-parleurs.

Cet abaque est valable pour des bobines réalisées de la façon suivante :

L'enroulement s'exécute sur un tube de carton bakérisé de 25 mm de diamètre (sans noyau) et entre deux joues circulaires de carton distantes également de 25 mm ; on utilise du fil de cuivre émaillé de 10 à 12/10^e de mm bobiné à spires jointives et en couches successives entre les deux joues.

Nous espérons que les renseignements de tous ordres contenus dans cet article auront pu aider nos lecteurs dans la conception, le calcul et la réalisation des filtres qui leur sont nécessaires, soit en adoptant purement et simplement les montages proposés, soit par modification des valeurs des composants (comme cela a été indiqué) pour les adapter à leur cas particulier. En fait, d'après nos statistiques, les questions se rapportant aux filtres pour haut-parleurs sont celles que nous retrouvons le plus souvent dans le courrier de nos lecteurs ; après cet exposé, nous pensons qu'elles seront moins nombreuses !

Roger A. RAFFIN.

**le renouveau
d'un best-seller**

5^e édition totalement refondue du

**cours
élémentaire de
mathématiques
supérieures**

par J. QUINET

Chaque tome broché de 264 pages : 28 F

Tome 1. Algèbre, Tome 2. Fonctions usuelles, Tome 3. Calcul intégral et séries, Tome 4. Equations différentielles, Tome 5. Géométrie, Tome 6. Probabilités et statistique (en préparation)

- Edition augmentée de sujets nouveaux : calcul matriciel, calcul opérationnel, séries de Fourier, probabilités, etc.
- Très nombreux exercices résolus et applications à l'électronique, l'électricité, la mécanique, etc.

B dunod éditeur : 24-26, bd de l'Hôpital - 75240 PARIS CEDEX 05
Salle d'exposition : 57, qual des Grands-Augustins - 75-PARIS 6^e

GÉNÉRATEURS POUR ORGUES ÉLECTRONIQUES

EMPLACEMENT DES GÉNÉRATEURS

UN orgue électronique, bien que simple au point de vue du principe général de son fonctionnement, contient un grand nombre de montages particuliers dont la plupart sont reproduits un grand nombre de fois. Voici à la figure 1 le schéma synoptique d'un orgue électronique à deux claviers manuels, un clavier de pédales, et divers dispositifs de formation des sons, de modification des timbres, de distribution et d'effets spéciaux, sans oublier l'amplificateur et le haut-parleur. Tous ces circuits de la figure 1 ne sont pas obligatoirement inclus dans un même orgue mais certains sont indispensables, comme par exemple les suivants : oscillateurs pour la formation des signaux de notes, claviers, distribution, amplificateurs et haut-parleurs. Bien entendu, on pensera aussi à l'alimentation, en général sur secteur et dont certaines parties devront être régulées, surtout associées aux oscillateurs.

Les oscillateurs se placent en tête des ensembles électroniques pour orgues, mais il existe de nombreux montages permettant d'obtenir les 12 n signaux, n étant

le nombre des intervalles d'octaves à obtenir, par exemple $n = 7$, le nombre 12 étant celui des notes, de demi-ton en demi-ton, d'un intervalle d'octave par exemple DO, DO #, RE... SOL, SOL #, LA, LA #, SI, la note suivante étant le DO, octave du précédent. Dans les orgues actuels, on n'engendre pas directement les 12 n signaux de notes, mais seulement les 12 signaux des notes de l'octave la plus élevée en fréquences.

Les autres signaux sont obtenus par division de fréquence. De ce fait, il faut, pour chaque note, un ensemble diviseur de fréquence, donc 12 ensembles diviseurs pour les 12 notes obtenues directement des oscillateurs, ce qui est montré à la figure 2.

En (A) à gauche, l'ensemble des 12 oscillateurs donnant chacun un signal transmis à un diviseur.

En (B), on donne à titre d'exemple, le montage du diviseur de fréquence destiné à la note « SOL », un signal à la fréquence f , la plus élevée pour cette note. Aux sorties de l'oscillateur et de chaque section du diviseur, on obtient des signaux aux fréquences divisées chaque fois par deux : f , $f/2$, $f/4$... $f/128$ si le diviseur a 7 sections. Les notes

correspondant à $f/128$ sont les plus graves. Toutes les notes créées par ce diviseur sont des SOL.

TYPES D'OSCILLATEURS

Les oscillateurs pour orgues électroniques sont réalisés selon les mêmes schémas que ceux des oscillateurs utilisés dans d'autres domaines de l'électronique : oscillateurs à bobines et capacités (LC) et oscillateurs et capacités (RC).

Dans les orgues actuels, on trouve encore beaucoup d'ensembles à 12 oscillateurs distincts mais pouvant être inclus dans un circuit intégré, par quatre oscillateurs dans un même boîtier, par exemple. Des oscillateurs à transistors individuels sont également très répandus, dont ceux à transistor unijonction (UJT).

Le dispositif générateur de signaux de notes le plus récent est toutefois celui représenté à la figure 3. Il comprend un seul et unique oscillateur suivi d'un diviseur de fréquences spécial, à ne pas confondre avec les douze diviseurs mentionnés plus haut. Nommons-le maître-diviseur.

Ce diviseur, donne, à partir d'un signal d'oscillateur, à la fréquence f_0 , douze signaux aux fréquences suivantes : $f_0/239$, $f_0/$

253, $f_0/268$... $f_0/426$, $f_0/451$ (cas du type AY-1-0212 8 de General Instruments).

Ces signaux remplacent ceux qui auraient été fournis par douze oscillateurs distincts.

En effet, il est facile de voir que deux signaux voisins tels que $f/253$ et $f/268$ par exemple, sont dans le rapport 1,059 qui est celui des fréquences de deux notes séparées par un demi-ton.

Ainsi on a : $\frac{f_0}{253} \pm \frac{f_0}{268} = \frac{268}{253} = 1,059 = a$

La valeur exacte du rapport a nécessaire est la racine d'ordre 12 de 2. On a, par conséquent : $a^{12} = 2$.

On obtient ainsi 12 signaux aux fréquences f_1, f_2 ... f_{12} , en progression géométrique de raison 1,059.

Soit f_0 la fréquence de l'oscillateur unique. Connaissant f_1 (donc également f_2, f_3 ... f_{12}), on peut déterminer la valeur de f_0 . Ainsi, supposons que la note la plus élevée de l'orgue considéré soit un SI à la fréquence 7 900,54 Hz, que nous arrondirons à 7 900 Hz pour simplifier le présent calcul de démonstration. La note la plus élevée correspond, par conséquent, à f_1 (et non à f_{12}) car $f_1 = f_0/239$. La note la plus basse correspond à $f_{12} = f_0/451$.

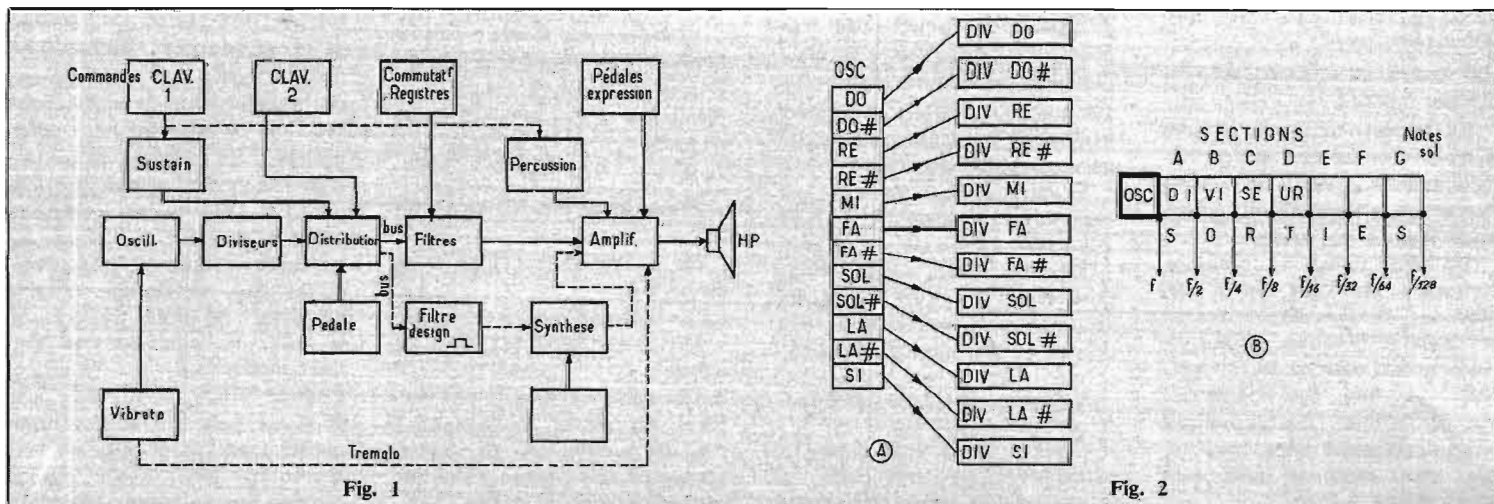


Fig. 1

Fig. 2

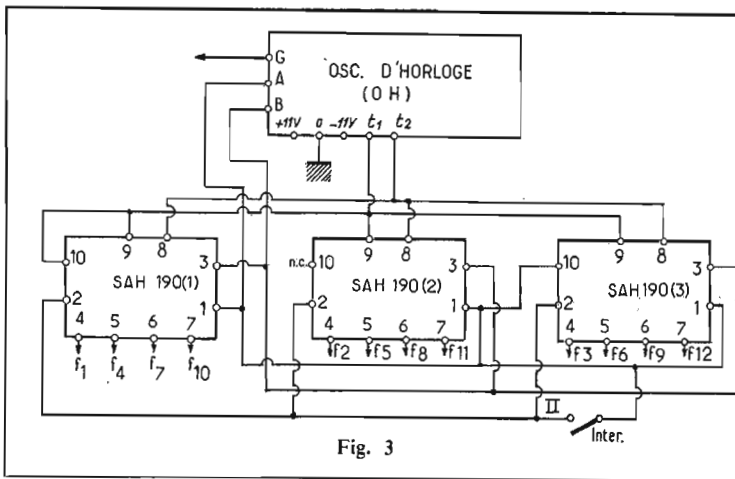


Fig. 3

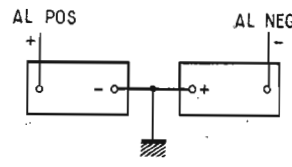


Fig. 4

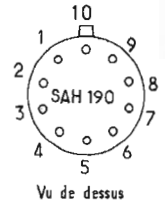


Fig. 5

En partant de l'expression de l'une des douze fréquences f_1 à f_{12} par exemple de $f_1 = f_0/239$, on peut déterminer f_0 .

En effet, on a :

$$f_0 = 239 f_1$$

Et si $f_1 = 7\,900$ Hz, il vient :
 $f_0 = 239 \cdot 7\,900 = 1\,888\,100$ Hz
ou $f_0 = 1,888... \text{ MHz}$

Selon les fabricants, le diviseur spécial ou maître-diviseur, est réalisé en trois circuits intégrés, ou en un seul, par exemple ITT propose le SAH190 qui contient un diviseur donnant quatre signaux donc, il en faut trois pour avoir les douze signaux requis.

Un autre diviseur spécial, le AY-1-0212 de General Instruments-Europe, donne à lui seul les douze signaux valables pour les notes les plus élevées de l'orgue.

Sur la figure 2 (A), l'ensemble OSC, serait alors remplacé par un diviseur spécial unique (AY-1-0212) ou trois (SAH-190), mais il devra être précédé de l'oscillateur unique accordé sur la fréquence f_0 à déterminer comme on l'a montré plus haut pour le cas particulier où $f_1 = 7\,900$ Hz.

On pourra, bien entendu, choisir toute autre valeur pour f_1 . Ainsi, si la note SI, la plus aiguë de l'orgue était SI₆ à 3 950,27 Hz, le calcul donnerait pour f_0 la valeur moitié de celle trouvée, car $3\,950 = 7\,900/2$.

Ce système de génération des signaux d'orgue est particulièrement intéressant car si on l'adopte l'orgue ne pourra en aucun cas jouer faux à elle seule.

En effet, toutes les notes ne dépendent plus que de la fréquence f_0 de l'oscillateur unique et même si f_0 variait, ce qui est parfaitement possible, les rapports $f_1/f_2, f_2/f_3, \dots$ etc., seront toujours de 1,059 donc, l'orgue pourrait jouer légèrement plus aigu ou plus grave mais pas faux, tant qu'il est seul à jouer.

La fréquence f_0 doit-elle être stabilisée ? Il y a des arguments pour et contre. En général, la réponse est oui.

Si f_0 est ajustable, on pourra accorder l'orgue, par une seule manœuvre, avec les autres instruments d'un orchestre chaque fois que cela sera nécessaire. L'opération ne durerait que quelques secondes, le temps de tourner un seul bouton.

Si f_0 est fixe, il faut stabiliser très soigneusement sa valeur par un des dispositifs adéquats bien connus.

Finalement, nous pensons que la meilleure solution est de faire en sorte que f_0 soit ajustable, mais que le réglage une fois fait, ne devra plus varier, grâce à un montage d'oscillateur bien stabilisé. Les éléments d'accord R, L, C, devront être eux aussi stabilisés en ce qui concerne les variations de température.

EMPLOI DU SAH-190

Avec trois SAH-190 ITT, on obtient des signaux f_0/x pour 12 valeurs différentes de x , en progression géométrique de raison 1,059 (racine d'ordre 12 de 2) également. Ces valeurs sont approximativement 176, 186, 197... 332 (nous avons omis les décimales). De plus, grâce à un commutateur, on pourra doubler les valeurs, ce qui équivaut à passer à l'octave inférieure pour toutes les notes de l'instrument.

En divisant 197 par 186, par exemple, on trouvera le rapport $a = 1,059... à peu de choses près.$

L'erreur relative la plus grande possible est de $29 \cdot 10^{-6}$ donc absolument imperceptible par l'oreille la plus musicale possible.

MONTAGE DES SAH-190

Voici d'abord, à la figure 3, le montage des trois SAH-190 en association avec l'oscillateur

unique donnant f_0 et avec les douze diviseurs de fréquence SAJ-110 à sept sections chacun. L'oscillateur unique se nomme oscillateur d'horloge et nous le désignerons en abrégé par OH.

Son schéma sera fourni plus loin. Pour le moment, il suffira de noter que OH est alimenté par deux sources d'alimentation de 11 V chacune et à « cheval » sur la masse, comme suit :

Source 1 : + 11 V et le - à la masse.

Source 2 : - 11 V et le + à la masse (voir Fig. 4).

Les signaux des signaux, dits « d'horloge » sont aux points désignés par t_1 et t_2 et deux autres points A et B devront être connectés aux trois SAH-190.

Le montage de l'oscillateur d'horloge OH, se fait à l'aide de composants individuels, R, C, L et transistors.

Celui des diviseurs spéciaux, sur circuits intégrés SAH-190, présentés en boîtier cylindrique à 10 fils, comme on l'indique à la figure 5. Les 10 fils sont numérotés de 1 à 10 et se connecteront, d'une part à OH, et d'autre part aux douze diviseurs de fréquence SAJ-110.

Branchements à OH : tous les points 1 à A, tous les points 3 à B, tous les points 9 à t_1 , tous les points 8 à t_2 . Les points 2 seront réunis à un point 11 (voir plus loin).

Enfin, les points 10 seront reliés :

Le 10 de SAH (1) au 9 du même CI.

Le 10 de SAH (2) à rien (NC).

Le 10 de SAH (3) au 1 du même.

Les points 4, 5, 6, 7 des trois SAH, fourniront les signaux à ces fréquences et ils seront connectés aux douze SAJ-110, comme indiqué plus loin.

OSCILLATEUR D'HORLOGE

Son schéma est donné à la figure 6. Il est différent de celui publié dans un article de notre revue traitant de ce montage.

Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur le système. Voici les semi-conducteurs à utiliser, tous des ITT : $Q_3 = Q_4 = BC252B$; $Q_1, Q_2, Q_3, Q_6 = BC172B$, $D_1 à D_4 = AA143$, $D_5 = ZPD3$. L'accord est déterminé par L_1 et C_1 . On prendra $C_1 = 330$ pF, ce qui permettra de calculer L_1 en fonction de f_0 et de C_1 à l'aide de la formule de Thomson.

L'alimentation est du type ± 11 V, autrement dit il y a deux alimentations, l'une « positive » et l'autre « négative ». Chaque alimentation bénéficie d'un filtrage par résistance de 10Ω et condensateurs de $47 \text{ F} + 4,7 \text{ F}$. Le point A se trouve sur la ligne positive et le point B après la diode Zener D_3 .

Des impulsions d'horloge de durées t_1 et t_2 sont fournies par cet oscillateur. La forme des signaux t_1 et t_2 est donnée à la figure 7. On voit que $t_1 = t_2$ et que les signaux sont de forme trapézoïdale, leur amplitude crête à crête étant de 20 V environ et leur durée de période, de $1 \mu\text{s}$ environ. Remarquons que la forme des deux signaux est la même, mais ils sont décalés l'un de l'autre d'une demi-période. Le vibrato provenant d'un oscillateur spécial peut être introduit au point « vibrato » et on le retrouvera sur toutes les notes de l'orgue. Si la tension de vibrato est de 15 V crête à crête, la note variera de $\pm 0,25$ ton, donc ce sera bien une modulation de fréquence. Comme bobine on propose celle de Vogt type KK-2593, primitivement prévue pour la convergence en TVC. Cette bobine possède un réglage de sa valeur

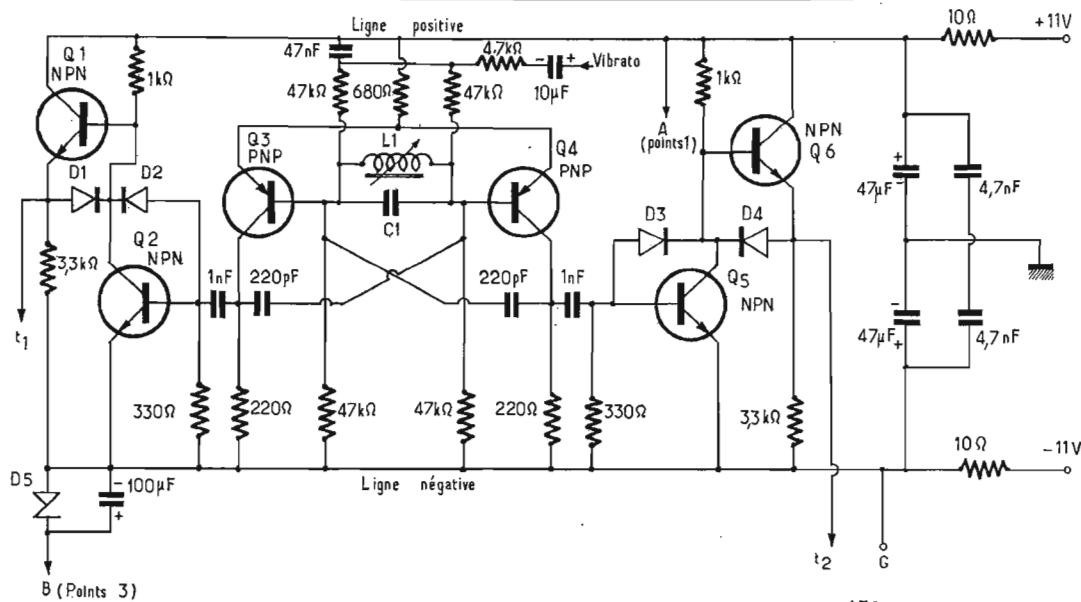


Fig. 6

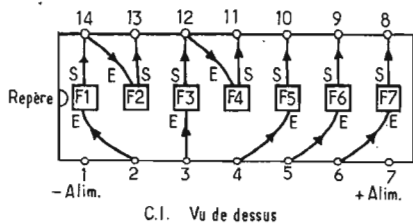


Fig. 7

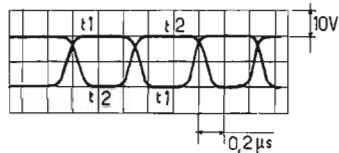


Fig. 9

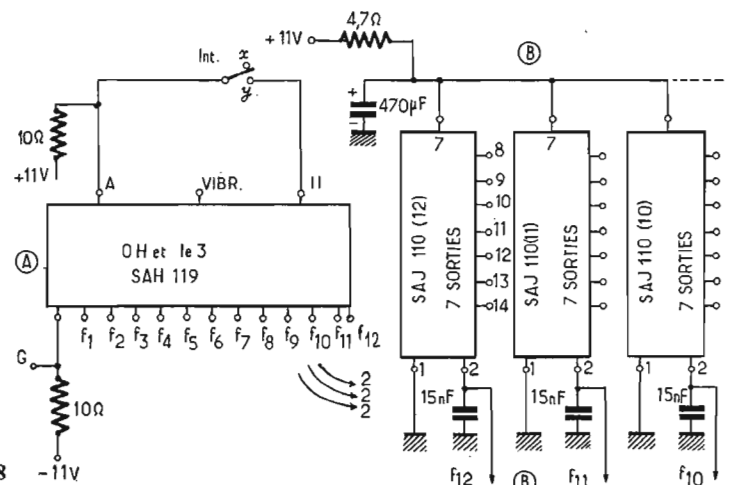


Fig. 8

qui deviendra le réglage d'accord, donc le montage d'horloge. Toutes autres bobines stables à réglage ajustable conviendront, pourvu que l'accord requis soit obtenu.

Les deux signaux de l'oscillateur sont écrêtés par les transistors Q_1 et Q_2 , Q_3 et Q_6 , des NPN, BC172-B tandis que les transistors de l'oscillateur, Q_3 et Q_4 sont des PNP BC252-B.

BRANCHEMENT DES 12 DIVISEURS

A la figure 8, on donne le branchement de douze SAJ 110 au montage de la figure 6.

Le SAJ-110 est en boîtier rectangulaire à 14 broches. Sur la figure 8, on en a représenté trois, les neuf autres étant montées de la même façon.

Voici quelques explications sur ce montage qui donne aux 7.12 points de sortie des diviseurs SAJ-110 des signaux de notes utilisables tels quels, dans

un montage simplifié dépourvu de dispositifs de timbres et d'effets spéciaux.

A gauche de la figure 8 en (A), on a représenté l'ensemble de la figure 3 : l'oscillateur d'horloge et les trois SAH-190. Le détail de l'oscillateur d'horloge est donné à la figure 6.

Les points de sortie de l'ensemble de la figure 8 (A) sont les suivants :

A = ligne positive après filtrage par la résistance de 10Ω et les condensateurs de $47 \mu F$ et $4,7 \mu F$;

B = extrémité de D, opposée à celle reliée à la ligne négative; G = ligne négative reliée par la résistance de 10Ω à $-11 V$;

II = ligne reliée aux points 2 des trois SAH-190.

f_1 à f_{12} = sorties des SAH-190 selon les branchements indiqués à la figure 3. Les fréquences f_1 à f_{12} sont désignées par f_k . Il suffira, par conséquent, de relier ces sorties f_1 à f_{12} aux douze diviseurs de fréquence SAJ 110 indiqués en (B) figure 8.

Chaque SAJ 110 est désigné par l'indice de f qui correspond, ainsi, SAJ 110 (12) sera relié par le point 2, au point f_{12} de l'ensemble des SAH 190. En général, SAJ-110 (K) sera relié à f_k .

LE MONTAGE DES SAJ-110

Les CI sont montés dans des boîtiers à 14 broches. Vus de dessus, ils se présentent comme le montre la figure 9. Ce circuit intégré contient les sept diviseurs, dont les entrées et les sorties sont indiquées par des flèches et par les lettres E et S. Remarque que les diviseurs F_1 et F_2 , d'une part et le diviseur F_3 et F_4 d'autre part, sont reliés entre eux. La sortie de F_1 est reliée à l'entrée de F_2 ; la sortie de F_3 est reliée à l'entrée de F_4 .

Les trois autres diviseurs ont des entrées et des sorties indépendantes. Il faut donc effectuer extérieurement les branchements qui n'ont pas été faits à l'inté-

rieur du CI, comme le montre la figure 10.

Sur cette figure, on a représenté en pointillé les connexions extérieures à effectuer : 13 à 3, 11 à 4, 10 à 5, 9 à 6.

Le 1 est à la masse, le 2 reçoit le signal à la fréquence f_k ($k = 1, 2, 3, \dots, 12$) du SAH A90. Les sorties du diviseur inclus dans le SAJ-110 donnent dans l'ordre indiqué par la figure 10, les signaux $f_k/2, f_k/4, \dots, f_k/128$ donc, à fréquence de plus en plus basse, mais tous donnant des notes de même nom. Le SAJ-110 est représenté vu de dessus, donc avec les broches sur la face opposée à celle que voit l'observateur. Le 1 est alors à gauche du repère et le 14 à droite.

CHOIX DES NOTES

Voici un exemple des notes pouvant être obtenues avec le montage de la figure 8 dont le détail des parties qui le composent, est donné aux figures 3, 6, 9 et 10.

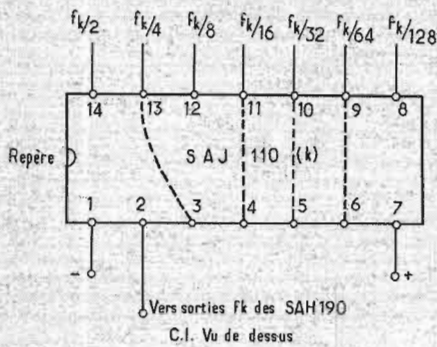


Fig. 10

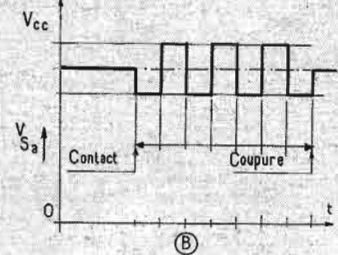
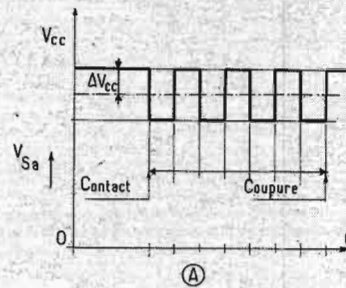


Fig. 11

Partons de la fréquence de l'oscillateur d'horloge, f_0 .

Si $f_0 = 1,39077$ MHz (ou 1,39 MHz en arrondissant), les diviseurs des trois SAH 190 donneront les douze fréquences des notes de la gamme la plus « aiguë ». De ce fait, on aura : $f_{12} = 4185,5$ donne la fréquence du signal à appliquer au SAJ-110 (12). Cette fréquence correspond à la note DO_7 (ou c^5 en terminologie « universelle »).

Vérifions-le.

On a vu plus haut que $f_0/332$ (environ) doit donner f_{12} . Comme $f_{12} = 4185,5$ Hz, on trouve $f_0 = 4185,5 \cdot 332 = 1389429$ Hz = 1,389...MHz donc, compte tenu des nombreux arrondis adoptés, la valeur de f_0 annoncée est bien obtenue. De la même manière, on verra que le SAJ-110 (12) donnera aux points de sortie (celui indiqué plus haut est la fréquence d'entrée au point 2) les notes **octaves inférieures** de f_{12} :

Avec $k = 12 : f_{12}/2 = 2092,75$; $f_{12}/4 = 1046,37 \dots f_{12}/128 = 32,69$ correspondant aux DO_6 à DO_0 (ou, en terminologie universelle, aux c^4 à C_1 (c minuscule **exposant** 4 à C majuscule **indice** 1)).

Avec $k = 11$, on prendra le signal f_{11} de l'ensemble de SAH 190 et on l'appliquera au point 2 du CI SAJ-110 (11).

De cette manière, on obtiendra de ce CI, le signal de note immédiatement **supérieure** au DO , donc $DO \#$. Le $DO \#$ d'entrée sera le $DO_7 \#$ à $f = 4432,44$ Hz. Il sera disponible au point 2 du SAJ-110. Le $DO \#$ à octave inférieure sera alors le $DO_6 \#$ ($f = 2216,22$ Hz) ou $c^4 \#$) et on l'obtiendra au point 14 du CI et ainsi de suite jusqu'au $DO_0 \#$ au point 8 du CI.

En continuant ainsi, le dernier CI SAJ-110 (1) donnera, en 2, le SI_7 (b^5 : b minuscule exposant 5) à $f = 7900,54$ Hz

et, au point 8, $f_1/128$, donc le SI_0 à $f = 61,73$ Hz. Finalement on constatera que les douze SAJ-110 donneront $8 \cdot 12 = 96$ signaux, depuis 32,69 Hz (DO_0) jusqu'à 7900,54 Hz (SI_7) ce qui représente huit intervalles d'octaves.

Ce choix est valable lorsque l'interrupteur « INT » (figures 3 et 8) est ouvert (pas de contact). Si « INT » est fermé, **tous** les sons passent à une octave plus haute : l'interrupteur donne, en y , une octave plus haute qu'en x , possibilité intéressante pour certains effets spéciaux, à laquelle s'ajoute celle de faire varier f_0 .

EMPLOI DES SIGNAUX

Comme on l'a indiqué dans de précédents articles, les signaux fournis par les SAJ-110 sont rectangulaires, d'assez bonne forme pour pouvoir compter sur les harmoniques **impairs** et pas d'harmoniques **pairs**. On a indiqué dans un autre article le montage de sortie du SAJ-110 déformant le signal rectangulaire, permettant ainsi d'obtenir les harmoniques pairs et ceux impairs.

La plupart des spécialistes préconisent toutefois, de se baser sur les signaux rectangulaires de fréquences d'octaves supérieures pour créer des signaux en « escalier » assimilables aux signaux en dents de scie.

D'après ce qui a été exposé plus haut, on peut voir que l'on disposera de huit intervalles d'octaves : de 32,69 Hz à 7900,54 Hz (avec INT ouvert) ou de 65,39 Hz à 15 801,08 Hz (avec INT fermé).

Il est clair que l'octave des notes les plus élevées, même dans la version INT ouvert, n'est pas très utile pour donner des notes fondamentales. Par contre, elle sera nécessaire pour fournir des

octaves supérieures aux fondamentales plus basses en vue de créer les formes en dent de scie par synthèse. L'article traitant de ce procédé de synthèse a été publié dans le « Haut-Parleur » de septembre 1973.

SUPPRESSION DU CLAQUEMENT

Lorsqu'on provoque le contact à l'aide d'une touche actionnée (en général abaissée) on entend un claquement dans le haut-parleur. Ce « click » peut être supprimé à l'aide du montage que nous décrirons dans le prochain article.

Les claquements ne peuvent être complètement supprimés à l'aide de filtres passe-haut, bien qu'ils soient à très basse fréquence, car leur composition est complexe et comprend aussi des sons à fréquence élevée, ce qui peut être vérifié à l'oscilloscope.

Ils se produisent aussi bien à l'établissement des contacts qu'à leur coupure.

Dans les montages à circuits donnant les courbes enveloppes, publiés précédemment (voir « Haut-Parleur » octobre et novembre 1973) le dispositif de suppression des claquements est nécessaire.

Lorsqu'on utilise le montage à circuits intégrés TBA 470 comme intermédiaires électroniques de contact (portes), la tension de signal comporte deux composants, l'une, continue et l'autre alternative qui sont transmis aux BUS.

A la figure 11 (A) on monte le signal rectangulaire lorsqu'il n'y a pas de suppression du « click ».

Si l'on adopte le schéma de la figure 3 de notre article du « Haut-Parleur » de septembre 1973, lorsque la touche est abaissée (contact) le signal appliqué

aux BUS a la forme (A) figure 11 et est transmis aux BUS.

Après que la touche ait établi le contact, la valeur moyenne positive de la tension de collecteur, au point 1 du TBA 470, est réduite d'une tension ΔV_{cc} . L'amplificateur connecté à la suite du circuit reçoit, alors, une tension continue qui s'ajoute à celle alternative et, de ce fait, la tension continue produit le « click » dans le haut-parleur. Pour éliminer la composante continue $-\Delta V_{cc}$ dans le BUS, il est nécessaire d'augmenter la tension V_{cc} par une tension $+\Delta V_{cc}$ aussi longtemps que la touche est abaissée de façon à ce que la valeur moyenne du signal se maintienne constante comme le montre la figure 11 en B.

Ce résultat sera obtenu avec le montage décrit précédemment (voir Fig. 3 du Haut-Parleur de septembre 1973, page 190) en adoptant un circuit commandé par les conducteurs de touches TL, de sorte que des tensions continues soient commutées par les contacts de touches, comme on le verra au cours de l'analyse du montage de suppression des « clicks ».

On peut constater que les montages des orgues électroniques peuvent devenir assez compliqués du moins par le nombre important des circuits spéciaux qui s'ajoutent à ceux qui sont indispensables.

Ne pas perdre de vue, toutefois, que la bonne et vraie musique, vaut surtout par la qualité de l'exécution et par le talent ou le génie du compositeur et que les effets spéciaux ne pourront en aucun cas, suppléer aux exécutions médiocres et au manque d'imagination des compositeurs.

ELECTRONIQUE



ET AVIATION

LES RADIOCOMMUNICATIONS

(Suite, voir N° 1 429)

§ 5. — DESCRIPTION D'UN ÉMETTEUR- RÉCEPTEUR HF DE BORD (AVION DE LIGNE)

Les avions « longs courriers » sont également pourvus de deux installations émettrices et réceptrices HF de radiocommunication désignées par HF 1 et HF 2 ; elles sont destinées à assurer les communications radiotéléphoniques à **grande distance** entre l'avion et les stations terrestres.

Dans le cas de l'installation sur avion DC-8 (Fig. I-6), l'antenne HF est constituée par le tiers supérieur de la dérive et de la gouverne de direction, parties isolées de la structure par une bande de fibre de verre et de matière plastique d'une hauteur de 35 cm environ. Cette antenne est commune aux deux installations HF 1 et HF 2, auxquelles elle est couplée par un ensemble comportant un parafoudre, les relais émission-réception HF 1-HF 2, et une boîte d'accord d'antenne pour chaque émetteur.

Chaque installation est contrôlée séparément et à distance à partir du panneau de commandes, et permet d'émettre et de recevoir sur 144 fréquences à partir d'un quartz « émission-réception » unique pour chaque fréquence dans une bande pouvant s'étendre de 2 à 25 MHz. La puissance HF est de 90 à 100 W.

L'accord de l'émetteur-récepteur et des circuits d'antenne est entièrement automatique. La mise en service d'une nouvelle fréquence nécessite seulement la mise en circuit du quartz correspondant.

Les deux installations sont alimentées par le réseau de bord 115/200 V triphasé 400 Hz.

La figure I-7 représente la composition d'un émetteur-récepteur Collins type 618S-4 et son diagramme de fonctionnement simplifié. Comme on le voit, cet appareil utilise un certain nombre de circuits communs à l'émission et à la réception ; sa conception ne permet pas d'émettre sur une fréquence et de recevoir sur une autre.

Des diagrammes fonctionnels plus détaillés sont donnés sur la figure I-8 pour la fonction « émission » et sur la figure I-9 pour la fonction « réception ».

À l'émission, la sortie de l'oscillateur à quartz à 144 positions (de fréquences FV comprise entre 1,75 et 3,5 MHz) est mélangée avec le signal de l'autre oscillateur à quartz 250 kHz donnant ainsi une moyenne fréquence variable MFV située entre 2 et 3,75 MHz. Cette fréquence MFV est appliquée au deuxième mélangeur qui reçoit d'autre part, sauf en gamme 1, la fondamentale ou un harmonique de rang X de la fréquence FV. La fréquence obtenue à la sortie de ce second mélangeur est la fréquence d'émission utilisable FU. La valeur de X est donc fonction de la gamme dans laquelle doit se trouver la fréquence d'émission ; ces gammes et cette valeur de X sont les suivantes :

Gamme 1 : 2 à 3,75 MHz.
Gamme 2 : 3,75 à 7,25 MHz :
 $X = 1$.
Gamme 3 : 7,25 à 14,25 MHz :
 $X = 3$.

Gamme 4 : 14,25 à 25 MHz :
 $X = 7$.

La fréquence d'émission utilisable FU est donnée par la formule :

$FU = (FV + 0,25) + (X \times FV)$
(Pour la gamme 1, on fait $X = 0$.)

À la sortie du second mélangeur, le signal disponible est amplifié par l'étage à tube 5749, par l'étage driver (2 x 5686), puis appliqué à l'étage final PA (3 tubes 6159 en parallèle). Le circuit anodique est un circuit accordé en π et commuté selon les gammes.

À la réception, le signal incident correspondant à la fréquence de réglage FU, est capté par l'antenne, amplifié par deux étages HF, puis appliqué au premier mélangeur-réception qui reçoit (sauf en gamme 1) la fréquence du multiplicateur XFV et délivre une moyenne fréquence MFV ; cette dernière est amplifiée, puis appliquée au second mélangeur-réception qui reçoit la fréquence FV et délivre la moyenne fréquence fixe sur 250 kHz.

La conversion de la fréquence

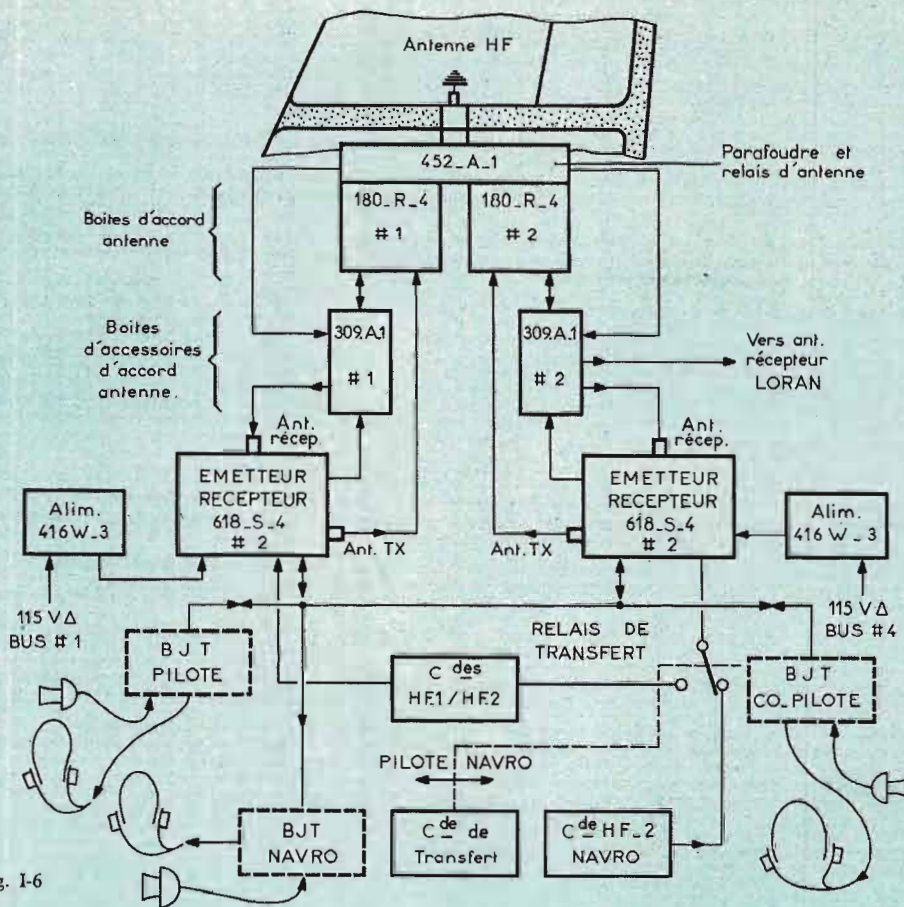


Fig. I-6

tion d'une bande passante à grande sélectivité.

Nous notons ensuite l'étage détecteur et C.A.G. (ou A.V.C.), un B.F.O. (oscillateur de battement), un limiteur de parasites, et enfin l'amplificateur BF alimentant les circuits d'écoute.

D'autre part, l'amplificateur BF modulateur de l'émetteur (Fig. I-8) comporte cinq étages dont un étage écrêteur-limiteur ; l'étage final modulateur proprement dit est un push-pull de tubes 6159. La modulation est appliquée sur les anodes et les écrans des tubes de l'étage final HF-PA.

§ 6. - CIRCUITS COMPLEMENTAIRES (AVION DE LIGNE)

Outre les installations de radio-communications que nous venons de voir, un avion de ligne comporte des circuits annexes complémentaires qui sont essentiellement :

- l'installation de sonorisation ;
- l'interphone de service ;
- l'interphone de vol.

**

L'installation de sonorisation a pour rôle principal de permettre au pilote (en priorité) et au personnel complémentaire de bord, de transmettre des informations ou des consignes aux passagers par l'intermédiaire de nombreux haut-parleurs répartis dans l'avion.

Accessoirement, et pour augmenter ses possibilités, cette installation peut être dotée de dispositifs complémentaires (magnétophones, lecteurs de cassettes) qui permettent de diffuser de la musique enregistrée pour distraire les passagers au cours des longs voyages.

Une telle installation comporte essentiellement :

- un amplificateur BF entièrement transistorisé d'une puissance de l'ordre de 40 W avec une réponse de 40 à 10 000 Hz à - 6 dB ;
- des haut-parleurs répartis dans la cabine « passagers », le salon et les toilettes ;
- des indicateurs de volume sonore ;
- des interrupteurs de coupe des haut-parleurs ;
- un relais commandant automatiquement le niveau sonore (qui doit être différent en vol ou au sol).

Pour la transmission des informations ou consignes, l'installation utilise les microphones des combinés téléphoniques de l'interphone de service qui sera vu ci-après. Ces microphones sont généralement placés dans le poste de pilotage, dans le poste

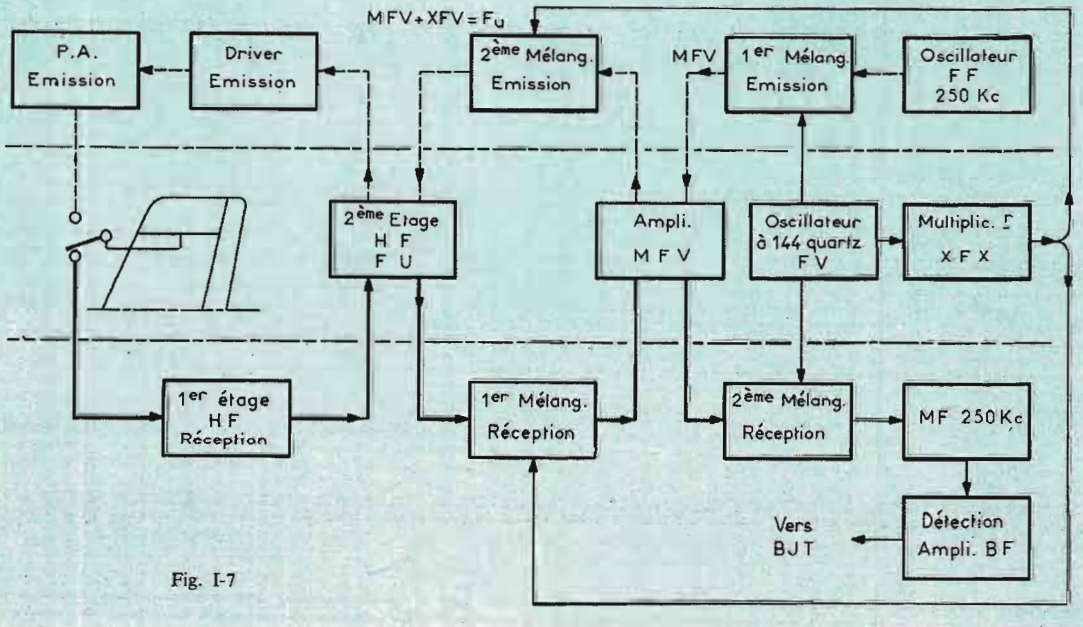


Fig. I-7

reçue (FU) est donnée par la formule :

$$(FU - XFV) - FV = MF$$

(soit 0,25 MHz)

La fréquence propre du quartz « émission-réception » FV à utiliser en fonction de la fréquence de trafic désirée FU est donnée par les formules suivantes :

Gamme 1 :
 $FV = FU - 0,25$

Gamme 2 :
 $FV = (FU - 0,25) : 2$

Gamme 3 :
 $FV = (FU - 0,25) : 4$

Gamme 4 :
 $FV = (FU - 0,25) : 8$

L'accord automatique de l'appareil effectue les opérations suivantes :

- Sélection du quartz et de la gamme désirée ;

- Accord des circuits à bas niveau HF de l'émetteur et du récepteur ;

- Accord du circuit anodique de l'étage final PA de l'émetteur.

A la sortie du second mélangeur du récepteur, nous avons un amplificateur MF 250 kHz à trois étages dont l'entrée comporte un filtre mécanique à six sections permettant l'obten-

Fig. I-8

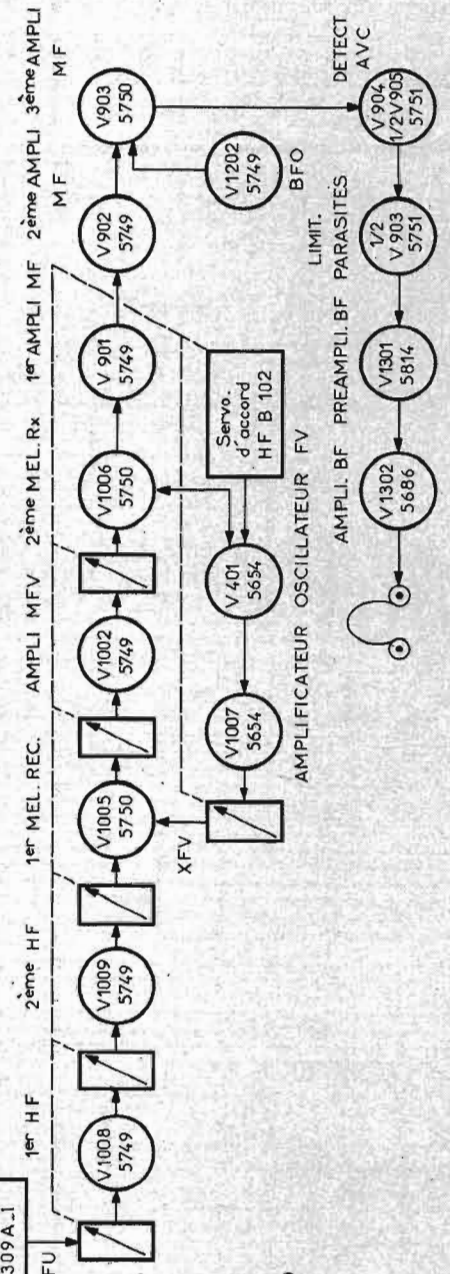
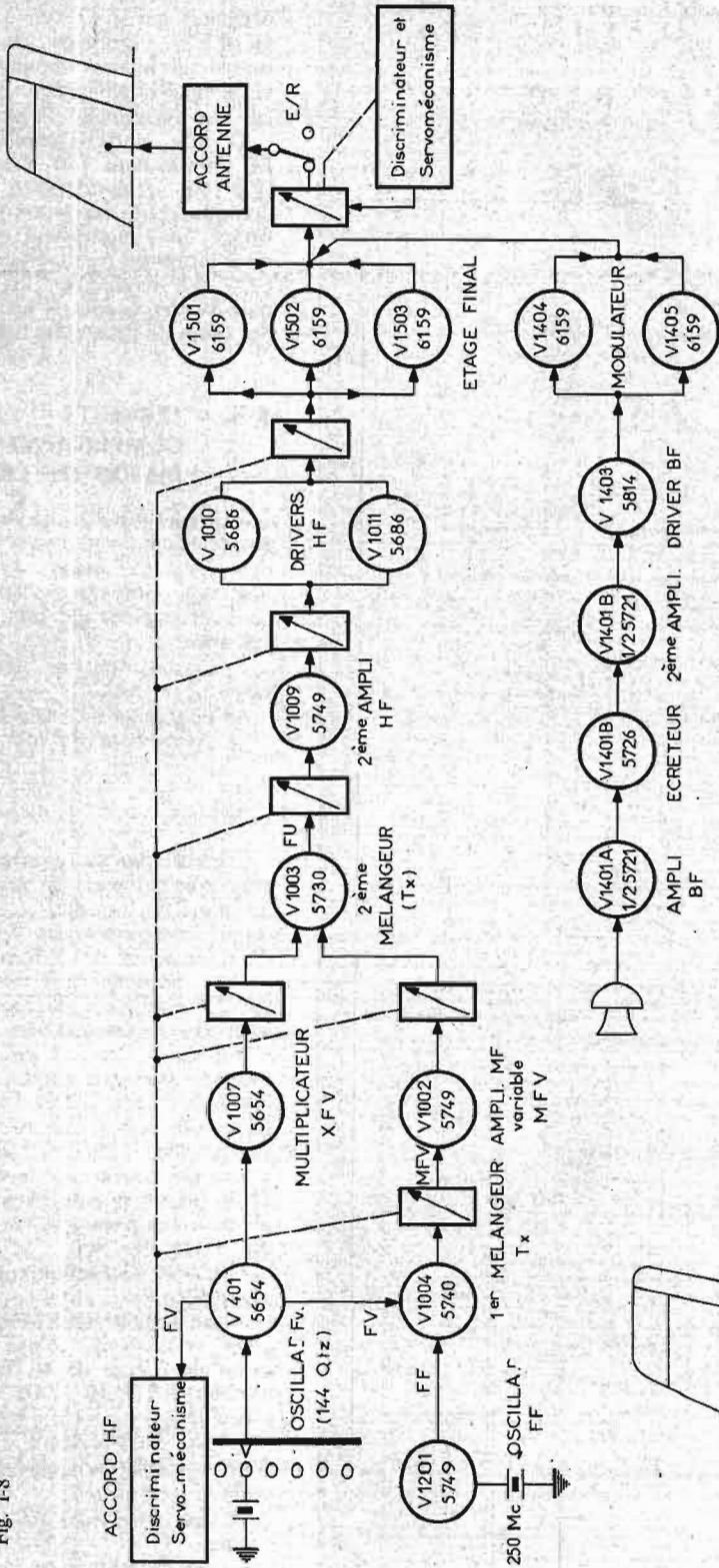


Fig. I-9

du personnel navigant complémentaire et dans le bloc hôtelier. Chaque entrée microphonique est contrôlée par un relais de verrouillage qui détermine l'ordre prioritaire : c'est ainsi qu'une annonce faite par une hôtesse coupe automatiquement la musique enregistrée; mais une annonce faite par le pilote coupe

aussi bien la musique enregistrée que l'annonce d'une hôtesse...

**

L'interphone de service consiste en un circuit téléphonique permettant d'assurer les deux fonctions suivantes :

- En vol, il permet au pilote de communiquer, à l'aide d'un combiné téléphonique, avec les stewards ou hôtesse de la cabine « passagers » (ou réciproquement)
- Au sol, il permet aux équipes techniques d'entretien de communiquer entre de nombreux points de l'avion et le poste de pilotage afin de faciliter les réglages des circuits, des instruments ou appareillages les plus divers.

Le circuit utilisé en vol est, en fait, un interphone de cabine, alors que celui utilisé au sol correspond plus exactement à l'interphone de service. Cette installation comporte essentiellement :
- un amplificateur BF transis-

(Suite page 242)

LE CODE DES INFORMATIONS HORAIRES DIFFUSÉES PAR DCF 77

L'ÉMETTEUR de signaux horaires DCF 77, déjà mentionné à plusieurs reprises dans notre revue (n° 1420, p. 193), travaille sur la fréquence de 77,5 kHz et peut être capté assez facilement dans une grande partie de l'Europe. Depuis juin 1973, ses émissions habituelles de signaux horaires se trouvent complétées par un code donnant, une fois toutes les 60 secondes, les valeurs numériques de la minute, de l'heure, du jour de calendrier, du jour de la semaine, du mois et de l'année. Ce code est destiné à la commande d'horloges à affichage automatique.

Il a été conçu de façon que la diffusion habituelle de signaux horaires ne se trouve pas modifiée. Ainsi, la porteuse de l'émetteur se trouve toujours interrompue au début de chaque seconde, sauf à la 59^e seconde de chaque minute (repère des minutes pleines). C'est seulement la durée de cette interruption qui devient variable. Si elle est de 100 ms, elle correspond à un « zéro » logique; si elle est de 200 ms, elle correspond à un « un ». La transmission se fait en « binaire codé décimal » (BCD), codé déjà fréquemment utilisé en informatique.

DISPOSITION DE L'INFORMATION CODEE

La figure 1 montre que la transmission de l'information horaire se fait pendant les 40 dernières secondes de chaque minute. Dans ce dessin, les impulsions ont été représentées telles qu'on les obtient après intégration par un circuit R-C, ce qui fait que les impulsions longues apparaissent également avec une amplitude plus forte. Ce procédé d'intégration, également appliqué en télévision (séparation des tops de synchronisation) permet, accessoirement, un filtrage des brèves impulsions perturbatrices d'origine industrielle ou atmosphérique.

L'information horaire commence par une impulsion de départ, toujours longue. Elle est suivie par les données qui sont précisées dans la figure 1. Celles-ci sont valables pour la minute suivante et contiennent trois bits de contrôle (de parité) pour la minute (M), l'heure (H) et la date (D). Ces bits n'ont la valeur « 1 » (interruption longue) que si le « mot » qui les précède comporte un nombre impair de « 1 ». Leur utilisation, dans un circuit logique, permet de

ne pas afficher une donnée qui a été incorrectement reçue, du fait d'une perturbation. Les effets des perturbations peuvent également être minimisés par un contrôle logique, basé sur la progression régulière des données horaires.

Le code BCD traduit chacun des nombres de 0 à 9 par quatre valeurs binaires, soit :

| | A | B | C | D |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 3 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |

Tous les quatre bits du code ne sont d'ailleurs pas nécessaires dans le cas de certaines données. Ainsi, les dizaines des mois ne peuvent prendre que les valeurs « 0 » ou « 1 », et il suffit ainsi d'un bit pour les exprimer.

DECODAGE

Lors de la réception, il faut tenir compte du fait que DCF 77 transmet, pendant les secondes 1

à 15 de chaque minute, l'information dite « DUT 1 » (écart entre l'heure et l'angle correspondant de la rotation de la terre). Pour ne pas être gêné par cette information, on peut déclencher un compteur par l'absence de top précédant la minute pleine. Quand celui-ci aura compté 20 secondes, on ouvre l'entrée d'un registre à décalage dont le contenu avance d'une position chaque seconde. Procédant par détection de niveau, on n'applique, à ce registre, uniquement celles des impulsions de la figure 1 dont l'amplitude est suffisamment élevée, pour qu'on puisse affirmer qu'il s'agit d'impulsions (à l'origine) longues. A la 59^e seconde, on décharge les informations contenues dans ce registre parallèlement dans une mémoire, laquelle attaque l'affichage par l'intermédiaire de décodeurs correspondants.

Si on ne veut afficher que les minutes et les heures, il suffit d'un registre comportant 16 positions, soit une de plus que le nombre correspondant de bits. Au départ (Fig. 2 a), on met la première de ces positions à « 1 », et toutes les autres à « 0 ». Après 15 secondes, l'informa-

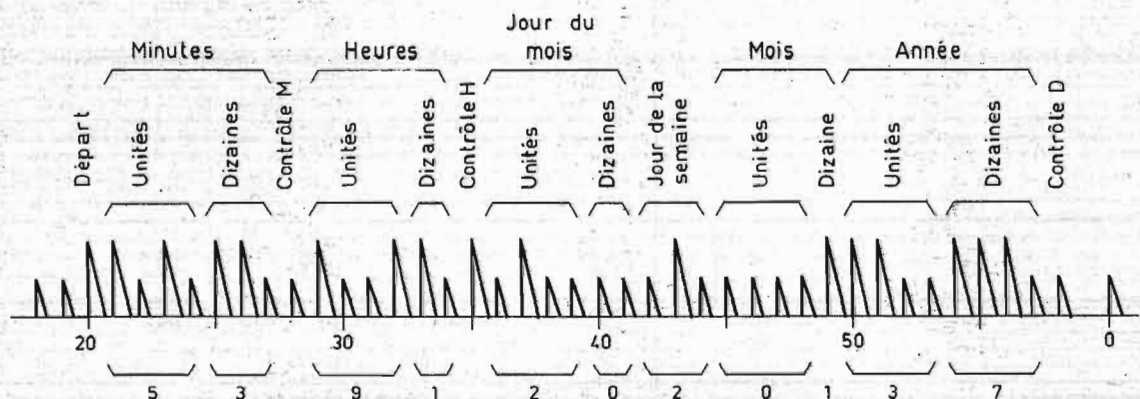


Fig. 1

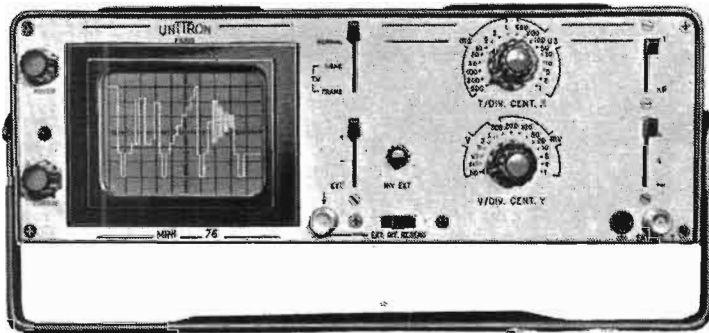
TV

examen des
lignes-tests..
facile !

10 MHz
1 mV

avec la version

mini 76 T



D'UN COUP D'ŒIL : bande passante, linéarité, définition, trainage.

Tube rectangulaire de 90 mm de diagonale, post-accélééré à 3 kV.
Vertical : 1 mV à 50 V/div - 0 à 10 MHz - 3 dB.
Horizontal : 500 ms/div à 1 μ s/div, + loupe X 5.
Sélection automatique : 110/220 V.
Dimensions : long. 305, haut. 111 ; prof. 246.
Poids : 5 kg.

nouveau modèle :
mini 76 CC
autonomie : 8 heures
poids : 10 kg

AUTRES FABRICATIONS

AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES
AMPLIFICATEURS A DÉCALAGE DE ZÉRO
OSCILLOSCOPE PORTATIF A DOUBLE FAISCEAU 10 DP
MODÈLE 10 DP/C SPÉCIAL POUR TV COULEUR
OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE POUR LE SERVICEMAN
OSCILLOSCOPE AUTONOME P 702
TIROIR TYPE T SPÉCIAL TÉLÉVISION

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

UNITRON

75 ter RUE DES PLANTES, PARIS 14^e
TÉL. 532.93.78

RAPY

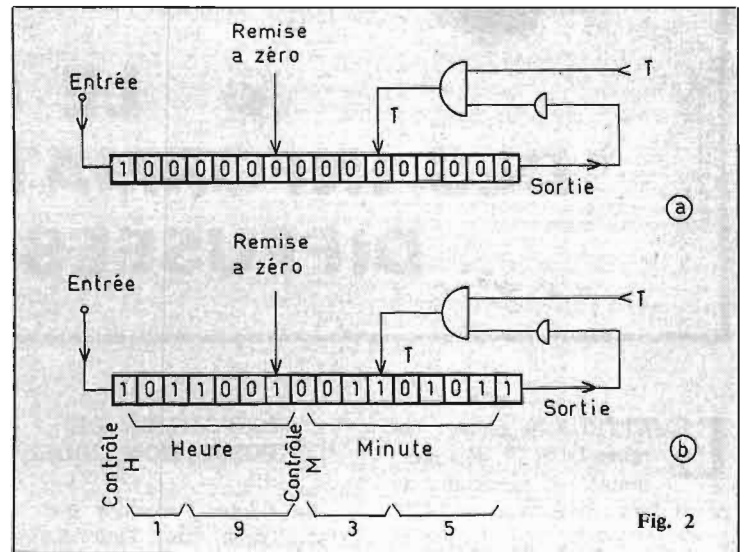


Fig. 2

tion désirée sera entièrement emmagasinée, et le « 1 » du départ apparaît à la sortie, où il actionnera une porte laquelle coupera les impulsions (T) d'avancement de registre. On peut alors procéder à une vérification par les bits de contrôle, puis transférer, à la fin de la minute, le contenu du registre vers un circuit d'affichage.

Les émissions de DCF 77 étant coupées pendant plusieurs heures par mois, un affichage permanent n'est possible que si on dote l'horloge d'une base

temps autonome. On peut alors imaginer un schéma logique qui n'utilise les informations horaires que pour corriger le comptage local, une telle correction n'étant exécutée que si elle ne mène pas, du fait d'une perturbation, à une valeur impossible d'après la progression normale des données horaires.

H. SCHREIBER

Bibliographie : G. Becker, P. Hetzel : Kodierte Zeitinformation, PTB-Mitteilungen 3/73, Braunschweig.

Electronique et aviation

(suite de la page 240)

torisé d'une puissance de sortie de 100 mW seulement, réponse de 300 à 3 000 Hz, sur ligne d'impédance 500 Ω environ ; entrée basse impédance pour microphone « charbon » ou microphone dynamique à préamplificateur à transistor incorporé ;

— des combinés téléphoniques situés dans le poste de pilotage, dans le salon, dans le poste du personnel navigant complémentaire, dans le bloc hôtelier...

Pour la fonction essentielle d'interphone de service, on peut utiliser également un ou plusieurs combinés téléphoniques amovibles et diverses prises de jack sont réparties à cet effet en divers points à l'intérieur et à l'extérieur de l'avion, par exemple : dans le poste de pilotage ; dans la cabine « passagers » ; dans le logement de la prise de parc (branchement du générateur au sol) ; dans la soute de conditionnement d'air ; dans les soutes à bagages et à accessoires ; sur les capotages des réacteurs ; etc.

L'interphone de vol est un dispositif utilisant les boîtes de jonctions téléphoniques pour permettre les communications télé-

phoniques entre les divers postes de la cabine de pilotage. Ce système peut aussi, à partir du même microphone, moduler les différents émetteurs VHF et HF ; il permet également l'écoute des communications téléphoniques du bord et radiotéléphoniques.

Une telle installation comprend essentiellement : des boîtes de jonctions téléphoniques ; des haut-parleurs avec amplificateur BF incorporé (un étage push-pull à transistors) pour écoute sur HP ; des casques, des microphones à main ou des casques à micro-rail ; les diverses commandes de commutation, d'inversion, etc.

Un petit amplificateur BF auxiliaire à deux étages à transistors peut être utilisé pour amplifier les signaux microphoniques délivrés par les microphones à main ou les micro-rails lorsqu'ils sont utilisés pour l'interphone (et non sur les émetteurs où ils ont déjà leurs étages de préamplification). La tension de sortie de cet amplificateur BF auxiliaire est alors envoyée sur les circuits « réception-interphone » des boîtes de jonctions téléphoniques.

(A suivre)

R.A. RAFFIN

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

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO — TV — ÉLECTRONIQUE

BANDES MAGNÉTIQUES ET PROBLÈMES DE POLARISATION

(Suite voir n° 1429)

NOUS avons décrit de nombreux types de têtes magnétiques récentes, mais d'autres modèles originaux ont été proposés et certains méritent d'être signalés.

LES INCONVENIENTS DES FENTES ÉTROITES

Pour obtenir des réponses en fréquences sur des gammes de plus en plus élevées avec des vitesses de défilement réduites on est amené à réduire de plus en plus la largeur des fentes à quelques microns.

Mais deux inconvénients inverses peuvent alors se produire : l'effet de shunt de la surface de la fente réduit la sensibilité pendant la lecture. Pendant l'enregistrement, il peut se produire une saturation du circuit magnétique avant la réalisation d'une polarisation convenable et d'un niveau d'enregistrement suffisant.

La figure 1 nous montre une tête magnétique classique. La plus grande partie des flux A, B et C provenant du bobinage est shuntée par la fente et seulement le flux D agit sur la bande magnétique.

Pour maintenir la surface active de la fente dans des conditions efficaces pour des fentes très étroites, la profondeur devrait être réduite à 5/100 de mm, ce qui rendrait évidemment la tête fragile et son usure rapide.

Ces difficultés pourraient être évitées, en principe, en employant un bobinage extérieur comme on le voit sur la figure 2. Ce dispositif permet d'utiliser le flux proche de la fente qui est habituellement perdu et supprime la plus grande partie du flux qui circule habituellement dans les pièces polaires.

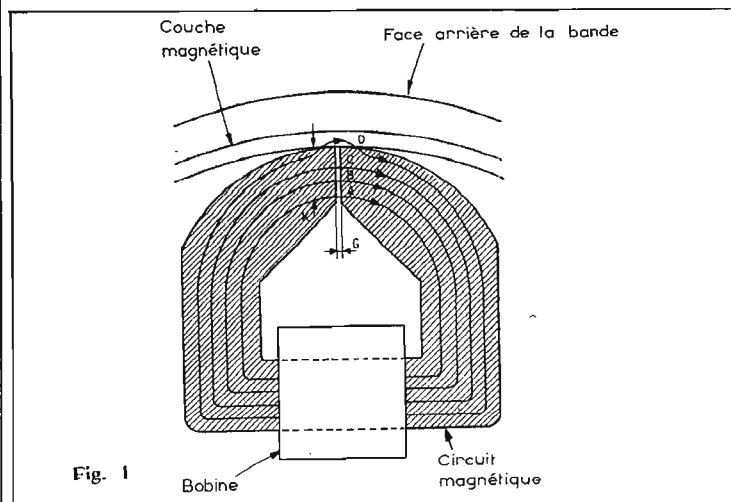
Ces pièces polaires définissent la fente et sont établies indépen-

damment des bobinages ; la bande se déplace sur les pièces polaires en contact avec la fente. Le bobinage d'enregistrement et de lecture est du côté opposé à la fente par rapport à la bande.

Un bobinage classique assure un effet efficace mais il est préférable d'utiliser un noyau de

ferrite dans le bobinage de lecture.

Pour les fréquences basses et médium le flux magnétique se déplace le long des trajectoires A, B et C. Pour les fréquences très élevées (vidéo) les courants de Foucault s'opposent à la pénétration du flux dans les pièces



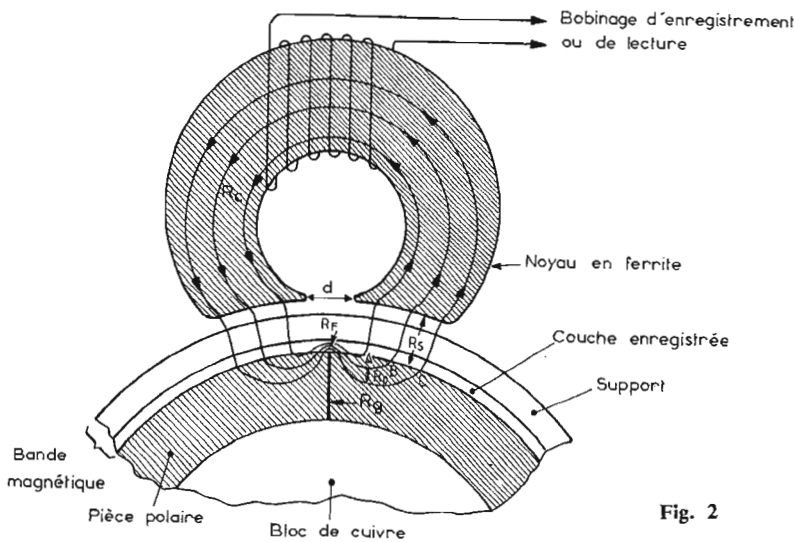


Fig. 2

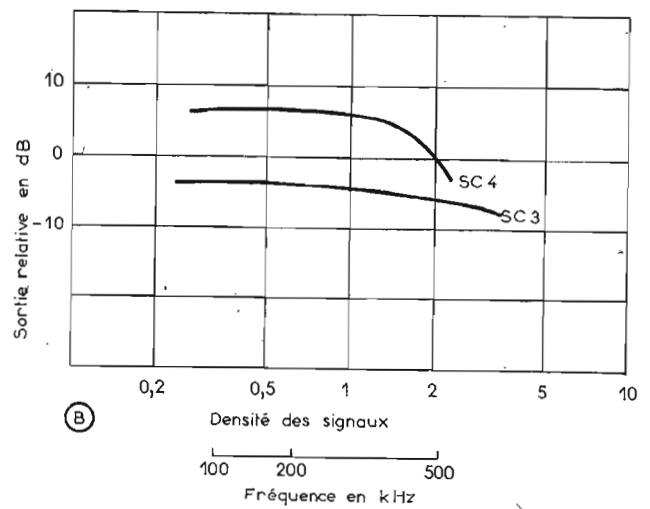


Fig. 3 b

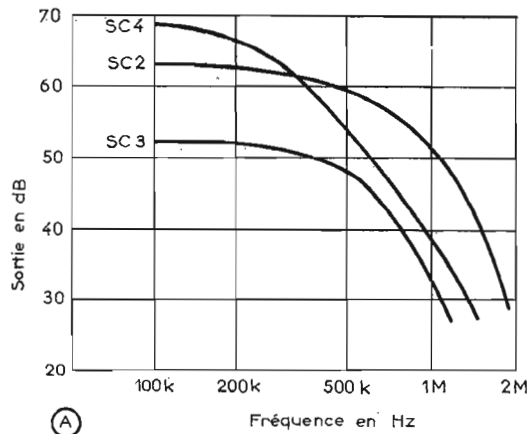


Fig. 3 a

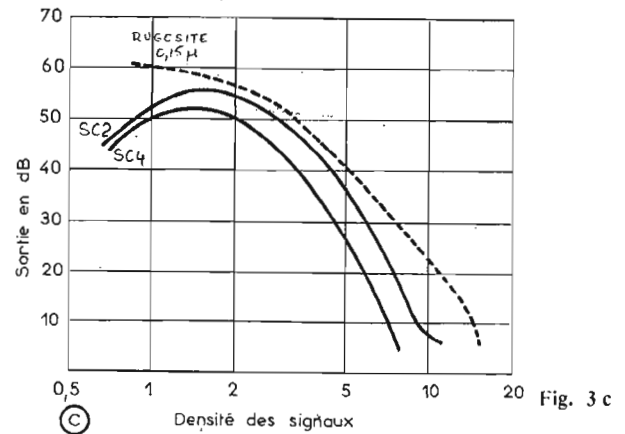


Fig. 3 c

pôlaires, de sorte que les trajectoires B et C deviennent moins importantes et la trajectoire A devient la principale. La réduction de la distance d est avantageuse, jusqu'au moment où elle est du même ordre que l'épaisseur de la bande. Il est donc recommandable d'employer des bandes et des enduits les plus minces possibles.

Les meilleures conditions de fonctionnement sont réalisées lorsque le circuit magnétique des pièces polaires n'est pas complet à l'arrière de la tête et quand elles sont montées dans un bloc de cuivre, qui joue le rôle d'un enroulement en court-circuit. Ces facteurs réduisent le flux des pièces polaires, excepté près de la fente, et permettent à la bobine extérieure de capter le flux qui ordinairement serait perdu par suite de l'hystérésis et des courants de Foucault.

La figure 1B, montre la profondeur des pièces polaires et la fente et leur stabilité suivant l'usure de la bande. Lorsque la tête s'use une nouvelle surface peut être traversée par le flux

haute fréquence qui est dirigé vers la surface par « l'effet de peau »; mais la tête continue à fonctionner normalement, même lorsque les têtes classiques à fente étroite doivent être remplacées.

Cette tête permettrait d'obtenir une meilleure polarisation à travers la couche enduite parce que le bobinage est du côté de la bande opposée aux pièces polaires. Ainsi la polarisation nécessaire pour les fréquences basses et élevées est presque la même. La réponse en haute fréquence est également améliorée puisque les courants de Foucault dans les pièces polaires proches de la fente renforcent les composantes haute fréquence du flux d'enregistrement.

Cet effet des courants de Foucault et l'effet de peau ont pu être analysés et contrôlés par expérience. On voit ainsi sur la figure 3 des courbes montrant la réponse en fréquence de différentes têtes de ce type la densité d'enregistrement pour une vitesse élevée suivant la fréquence et pour une vitesse de déplacement très faible de 13 mm/s seulement. Comme

on le voit, on peut atteindre pour une vitesse élevée des fréquences de plusieurs MHz bien au-delà des gammes audibles, tandis qu'on obtient des densités de signaux remarquables à faible vitesse avec de bonnes qualités de reproduction. Ce système semble ainsi surtout intéressant pour les enregistrements d'images et inversement pour les inscriptions sonores à vitesse très réduite.

UNE TÊTE MAGNETIQUE SANS BOBINAGE

D'après le principe même de l'inscription magnétique, la fente de la tête d'enregistrement ou de lecture doit être en contact intime avec l'enduit magnétique de la bande défilant à une vitesse uniforme. Il en résulte nécessairement un frottement et une usure plus ou moins rapides.

Depuis longtemps, on a songé à essayer d'éviter cet inconvénient en utilisant une modification de la méthode par un dispositif optique mais dès 1962, l'Américain Marvin Camras avait imaginé la construction d'une tête

magnétique originale en forme de tube à vide, dans lequel les électrons seraient dirigés sur une anode ou sur une autre suivant la polarité du signal sur la bande. Cette tête aurait donc servi d'abord à la lecture et ne comportait pas de bobinage.

La disposition du système est indiquée sur la figure 4. Le faisceau électronique produit par la cathode K est concentré par l'électrode g_1 , accéléré par le disque perforé g_2 et passe entre les deux portions de l'anode à fente A_1, A_2 .

Lorsque le pinceau électronique atteint la portion étroite de l'extrémité du tube les électrons ralentissent leur course et finalement reviennent en arrière; ils sont attirés alors par les anodes A_1, A_2 qui les captent.

Cette tête de lecture est formée par une pièce en forme d'U, avec les extrémités proches de la pointe du tube. La fente se trouve à la partie arrondie de l'U. Les pièces polaires dirigent le flux magnétique provenant de la bande de sorte qu'il agit sur les électrons revenant en arrière. Un plus grand

nombre d'électrons sont attirés vers l'anode A₁, ce qui réduit le nombre vers A₂, lorsque la polarité instantanée de la tête a une certaine direction opposée. Un blindage en mu-métal évite l'influence des champs magnétiques extérieurs.

Une tête de ce type produit un signal de sortie de l'ordre de 1 V ; l'impédance d'entrée est très élevée, et la fréquence de réponse peut s'étendre de 0 à 10 MHz ; elle évite les problèmes de résonance du bobinage, mais évidemment sa durée de service dépend de celle de la cathode. La sensibilité peut encore être augmentée par un multiplicateur d'électrons.

Il y a un principe original, mais ce n'est pas le seul envisagé, l'emploi de l'effet Hall en particulier, sur lequel nous reviendrons, qui vient d'être signalé très récemment.

LES TRANSFORMATIONS DES BANDES MAGNETIQUES

Les transformations récentes des fabrications et l'amélioration constante de la qualité des résultats que l'on peut désormais obtenir, exigent un accord de plus en plus précis entre les caractéristiques du magnétophone et celles des bandes utilisées.

Les modifications du support plastique ont permis une réduction continue de l'épaisseur totale de la bande, l'enroulement d'une longueur de plus en plus grande sur des noyaux de même diamètre et par suite, la réalisation d'enregistrements ou de reproductions de plus en plus longs

avec des supports relativement réduits.

L'épaisseur totale de la bande magnétique professionnelle standard d'une largeur de 6,35 mm était en 1954 de 45 microns ; nous avons vu apparaître, à ce moment, la bande dite « longue durée » d'une épaisseur de 35 à 38 microns, puis en 1958 la bande « double durée » de 25 à 28 microns, et, enfin, en 1961, la bande « triple durée » d'une épaisseur totale de 18 microns et, pour finir, les bandes « quadruple durée », dont l'épaisseur du support est réduite à 9 microns et la couche magnétique à 5 microns, soit 12 à 14 microns au total. Il y a même pour les usages spéciaux et les cassettes, des bandes ultra-minces d'une épaisseur totale de 9 microns.

En fait, les bandes standard sont surtout destinées aux usages professionnels et aux vitesses de défilement très élevées de 19 cm/s et surtout 38 cm/s ; pour les usages d'amateurs la bande la plus épaisse utilisée pratiquement est du type « longue durée » et la bande la plus mince du type « quadruple durée ».

Les bobines ont des diamètres de 8, 10, 11, 13, 15 et 18 cm. Une bande « double durée » montée sur une bobine de 18 cm de diamètre et enregistrée en monophonie à la vitesse de 4,75 cm/s permet ainsi d'obtenir 960 mn d'audition, soit 15 heures avec 4 pistes. Cette durée est réduite à 8 heures, s'il s'agit d'un enregistrement monophonique à deux pistes ou stéréophonique à quatre pistes.

Nous avons vu surtout apparaître les bandes placées dans

des cassettes ou des cartouches extra-minces, d'une largeur plus réduite, en général de 3,80 mm ; elles sont entraînées normalement à une vitesse très faible de 4,75 cm/s.

Elles permettent d'obtenir des enregistrements de 30, 60 ou 90 mn suivant le type de cassette, mais la durée d'inscription en monophonie et stéréophonie est la même.

LES DIFFERENTES QUALITES ACTUELLES DES BANDES MAGNETIQUES

Ces bandes présentent des qualités mécaniques et magnétiques variant suivant les supports et les enduits ; les premiers rubans magnétiques comportaient un support de papier ou de triacétate de cellulose analogue à celui utilisé pour la fabrication des films cinématographiques de sécurité ; on a utilisé ensuite le chlorure de vinyle.

La qualité mécanique était déjà bien meilleure ; la matière résiste à la rupture, à la pliure, et aux froissements, mais l'influence de la température est importante, et la charge de rupture diminue assez rapidement lorsque la température augmente. L'influence de l'humidité est faible, mais l'on constate des défauts mécaniques fort gênants, en particulier, des déformations transversales ou « curling » produisant une concavité d'une face, et s'opposant à la régularité de l'enroulement et à l'application exacte de la bande sur la surface des têtes d'une manière régulière, ce qui est surtout grave pour les

machines à quatre pistes de faible hauteur.

Le support le plus employé désormais pour les bandes de qualité est le **polyester**, appelé aussi **mylar** ou **mélinox**, et qui présente les avantages à la fois du triacétate et du polyvinyle.

Un **étrirage** préalable augmente les qualités mécaniques ; lorsqu'elle est soumise à des efforts intenses, la bande ne peut plus s'allonger et ne subit plus de modifications importantes ; la résistance à la rupture est ainsi de l'ordre de celle de l'acier.

La résistance à la chaleur et à l'humidité est également remarquable, ce qui permet de faire fonctionner les appareils dans des conditions difficiles de chaleur et d'humidité. La matière résiste à l'action de solvants, tels que l'acétone et l'essence, ce qui permet le nettoyage et l'élimination des poussières ou des lubrifiants ; la souplesse est remarquable et la résistance mécanique élevée permet de réduire de plus en plus l'épaisseur.

Les qualités mécaniques sont encore améliorées par l'emploi de nouveaux produits liants pour la substance magnétique, augmentant la résistance à l'abrasion, le poli et le glacé de la surface. Les qualités magnétiques dépendant de l'oxyde utilisé ont pu également être constamment améliorées.

Malgré ces progrès remarquables, toutes les bandes n'offrent pas les mêmes avantages ; elles ne sont pas toutes établies sur le même support, ni avec les mêmes oxydes, les marques sont diverses, ainsi que les procédés de fabrication.

LES PREMIERES BASES DU CHOIX RATIONNEL

Les magnétophones à quatre pistes comportent des fentes magnétiques très fines adaptées à la hauteur des pistes, qui est très réduite ; un léger manque de contact entre la surface de la tête et la bande détermine donc des pertes sensibles de sons aigus correspondant aux fréquences élevées. De ce fait, des bandes très souples sont recommandables et, par suite, d'épaisseur réduite ; cette souplesse assure un contact intime entre la tête et la bande.

Pour un même diamètre de bobine et une même vitesse de défilement, la bande « triple durée » offre, d'ailleurs, en comparaison avec la bande « double durée » un gain de 50 % ; elle est

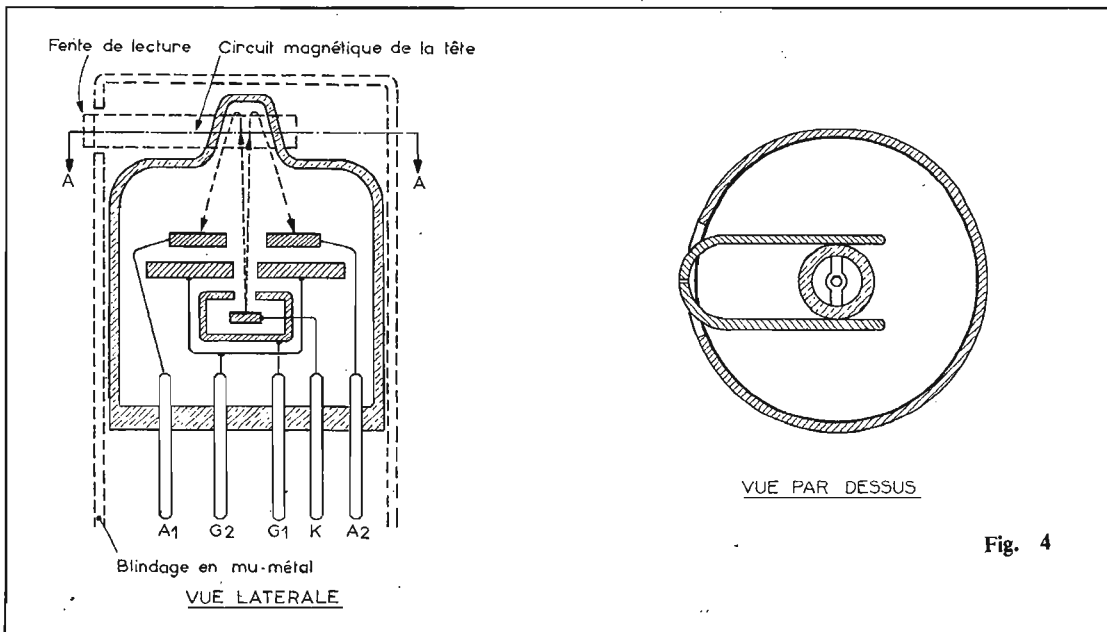


Fig. 4

ainsi spécialement intéressante sur les appareils portatifs.

Les magnétophones à haute fidélité destinés aux amateurs éclairés peuvent recevoir normalement des bobines de diamètre égal ou supérieur à 18 cm ; ces machines ne doivent pas être nécessairement chargées avec des bobines de bandes ultra-minces, surtout s'il s'agit de modèles à deux pistes, et non à quatre pistes.

Dans ces appareils très élaborés, les vitesses de bobinage et de rebobinage sont très rapides, ce qui impose à la bande des efforts mécaniques assez importants ; malgré toutes les précautions de construction au moment du démarrage ou de l'arrêt, la bande « quadruple durée » ou même « triple durée » n'est pas ainsi toujours recommandable.

Ainsi, la bande en polyester « triple durée » peut être utilisée, en général, sans trop de risque, même si elle est très mince, pour les vitesses de défilement jusqu'à une vitesse maximale de 19 cm/s ; cette bande très mince et très souple s'applique très parfaitement sur les têtes.

En pratique, cependant, cette bande très mince, indispensable pour les machines à quatre pistes et à vitesse réduite, et forcément plus coûteuse, offre des avantages moins sensibles sur les appareils à haute fidélité à trois têtes magnétiques et à deux pistes. On obtient sans doute une plus longue durée d'audition avec des bobines de diamètre déterminé, et les avantages magnétiques et électro-acoustiques sont moins notables.

Le choix des bobines magnétiques en cassettes est sans doute plus facile, parce que le nombre de facteurs à considérer est moins élevé ; il n'y a pas, comme pour les bandes en bobines, le même choix d'épaisseurs et de supports, et chaque fabricant présente des cassettes en nombre de types limité qui renferme chacun un seul type de bande magnétique d'épaisseur déterminée suivant la durée d'utilisation. Le choix porte sur le type de bande, la nature de l'enduit, la marque et le type de cassette, qui permet d'obtenir une durée d'audition plus ou moins longue.

LES NOUVEAUX ENDUITS DES BANDES MAGNETIQUES

Nous assistons depuis peu à de nouveaux progrès des bandes

consistant surtout dans l'amélioration des enduits magnétiques et du mode d'enduction, qui permet d'obtenir des surfaces de plus en plus polies, réduisant le bruit de fond, permettant d'obtenir des reproductions musicales d'une qualité de plus en plus élevée, avec extension de la gamme sur les sons aigus, des sons plus clairs et plus brillants, un relief sonore plus accentué. Ces progrès ont une importance essentielle pour la qualité des reproductions obtenues au moyen des nouveaux magnétophones à cassettes de plus en plus répandus, et qui exigent spécialement des bandes magnétiques de très haute qualité, en raison de leurs largeurs très faibles, et de la vitesse très réduite de défilement.

Une nouveauté essentielle a attiré spécialement l'attention des spécialistes comme du grand public, l'apparition de nouvelles bandes au **bi-oxyde de chrome** remplaçant l'oxyde magnétique de fer habituel.

Les recherches sont récentes ; elles datent de l'apparition aux Etats-Unis de la bande Cronyl, nom donné par la Société Américaine Du Pont de Nemours à un support magnétique d'enregistrement, sur lequel l'enduit magnétique d'oxyde de fer a été remplacé, pour la première fois, par le bi-oxyde de chrome.

Ce corps offre des avantages certains pour l'inscription des sons aigus de fréquence élevée, et la réduction du bruit de fond, l'augmentation de la dynamique, ou intervalle de puissance. Ces problèmes se posent avec une importance encore plus grande pour les cassettes, contenant des bandes de faible largeur entraînées à une vitesse lente, comme nous l'avons noté plus haut.

Il est difficile d'obtenir une réponse satisfaisante sur les fréquences élevées, c'est-à-dire la fidélité nécessaire pour les sons aigus. Les pistes aimantées sont extrêmement étroites, en particulier, dans les cassettes stéréophoniques, et les modèles à huit pistes ; la bande Cronyl a été étudiée spécialement pour compenser ces inconvénients.

En fait, initialement, les bandes de ce type ont été fabriquées en une largeur de 12,7 mm, pour l'instrumentation, les calculateurs électroniques, et l'enregistrement magnétique des images, avec les magnétoscopes. Les

premières expériences dans le domaine de la haute fidélité sonore ont commencé, lorsque cette société a pu mettre à la disposition des fabricants de matériels sonores les échantillons de bandes nécessaires.

Une bande magnétique conventionnelle porte déjà 150 millions de particules d'oxyde de fer par millimètre de la couche magnétisable ; les nouvelles bandes en possèdent quelques millions de plus, parce que les particules sont plus fines, et peuvent s'accoler plus étroitement. Cette plus grande densité magnétique permet d'obtenir un niveau plus élevé ; quant à l'effet de réduction du bruit de fond, il est dû surtout au nouvel oxyde.

COMMENT SE RENDRE COMPTE DES AVANTAGES PRATIQUES D'UNE BANDE

Les avantages des nouvelles bandes de différents types résident ainsi dans une meilleure reproduction des sons graves, et surtout aigus, un niveau sonore et un relief sonore, en quelque sorte, plus élevés et une diminution du bruit de fond, ou bruit de souffle.

Ce bruit de fond est pratiquement indépendant de l'intensité de la pré-magnétisation, mais il dépend surtout de la largeur de la piste d'enregistrement. Alors que le signal utile augmente proportionnellement à la largeur de la piste, le bruit de fond n'augmente qu'en proportion de la racine carrée de la largeur des pistes ; c'est pourquoi, le bruit de fond pour un niveau d'enregistrement égal est plus faible, quand on compare l'enregistrement sur demi-piste à celui sur quart de piste.

Avec les nouvelles bandes, on doit pouvoir obtenir avec les appareils à quatre pistes des résultats analogues à ceux qu'on obtenait antérieurement avec des appareils à deux pistes, à égalité de qualité.

Pour se rendre compte rapidement de la différence des qualités sous ce rapport entre une bande classique et une bande améliorée du type LH ou similaire, il suffit de coller bout à bout les deux bandes vierges ou, bien entendu, des morceaux de quelques mètres de ces bandes, et de les faire défiler sur le magnétophone en tournant à fond le bouton d'amplification de volume

sonore sur la position de reproduction.

On entend alors dans le haut-parleur un bruissement continu et on peut noter une diminution de son d'intensité à l'endroit où commence la nouvelle bande. La différence est cependant surtout notable avec des bandes de fréquences enregistrées, avec un renforcement du contraste sonore, de l'ordre de 30 %, une augmentation de la force coercitive, c'est-à-dire le maintien de la magnétisation avec une augmentation de l'ordre de 50 %.

Ces qualités seraient dues au fait que les aiguilles noires de bi-oxyde de chrome sont plus longues et plus tassées, et ont une meilleure sensibilité magnétique, que les aiguilles brunes d'oxyde ferreux.

Les avantages constatés concernent surtout les musiques cassettes ; avec une vitesse de défilement faible de 4,75 cm/s et spécialement pour la musique stéréophonique.

LES NOUVELLES BANDES LH

En raison même peut-être de cette nouveauté, les recherches concernant les perfectionnements des bandes magnétiques classiques à oxyde de fer continuent constamment dans les différents domaines.

La dimension des grains magnétiques comme celles, d'ailleurs, des grains argentiques en photographie, semblent bien être le facteur essentiel, qui doit assurer le progrès des nouveaux types d'enduits, et la structure de l'oxyde de fer a une influence directe sur la qualité musicale pour les sons aigus.

Lorsque la fréquence du signal augmente et lorsque la vitesse de la bande est réduite, la surface couverte par aimantation sur la bande par une seule période de chaque signal devient de plus en plus réduite. Lorsque ces facteurs augmentent, cette surface est constamment réduite ; les détails enregistrés risquent d'être inférieurs au « grain » de l'oxyde et l'enduit magnétique ne peut plus permettre de les reproduire. Le problème est analogue lorsqu'on veut enregistrer des détails très fins de l'image photographique ou cinématographique ; plus le format est réduit, plus le grain argentique doit être fin.

Ce problème a déjà été étudié par de nombreux fabricants, tels que **Minnesota 3 M**, **Bell-Howell** et **B.A.S.F.**, et ont amené, en particulier, pour cette dernière, l'apparition d'un nouveau type de bande dite **L.H.**, ce qui signifie à bruit de fond réduit (Low Noise) et à haut niveau (High Output).

Dans ces bandes, la sensibilité en hautes et basses fréquences a pu être augmentée grâce à l'utilisation de particules dix fois plus réduites en raison des différences des propriétés électromagnétiques du bioxyde de chrome et de l'oxyde de fer.

Pour obtenir un résultat satisfaisant avec les magnétophones modernes, il est nécessaire d'appliquer sur la tête magnétique d'enregistrement des signaux à fréquence ultra-sonore produits localement dans l'appareil : c'est ce qu'on appelle la **prémagnétisation**. L'intensité et la fréquence de ces signaux dépendent des caractéristiques des bandes utilisées, et on l'oublie trop fréquemment. Sur la plupart des appareils ordinaires, on se contente d'un réglage fixe, quelle que soit la bande utilisée, et il y a là certainement une cause de diminution de la qualité sonore.

Les bandes du type **Cronyl** exigent, rappelons-le, un courant de polarisation ultra-sonore beaucoup plus élevé que les bandes classiques ; leur emploi était donc initialement difficile parce que la grande majorité des magnétophones d'amateurs ne comportaient pas un dispositif de réglage nécessaire.

Il y a, d'ailleurs, un autre cas important et fréquent, c'est celui des « musicassettes » préenregistrées et éditées industriellement ; la bande contenue dans ces cassettes peut être enregistrée et recopiée à l'usine avec toutes les précautions nécessaires, et son utilisation pour la lecture dans un magnétophone d'amateurs ne pose aucun problème sérieux ; les bandes au bioxyde de chrome offrent donc des avantages remarquables pour augmenter la qualité des musicassettes.

Mais, il y a d'autres causes, qui peuvent plus ou moins freiner un développement général. Le bioxyde de chrome est plus coûteux que l'oxyde de fer et, par sa nature propre, il est plus dur ; il est donc plus abrasif et risque de produire une usure plus rapide des têtes magnétiques ; mais tous les techniciens ne sont pas d'ac-

cord à ce sujet, beaucoup soutiennent au contraire qu'il est possible d'obtenir des enduits plus polis et, par suite, moins abrasifs.

La société Dupont a accordé des licences de fabrication à d'autres compagnies : Memorex, Sony et Philips, entre autres. Avec les appareils à quatre pistes et les machines à haute fidélité, si le bruit de fond provient essentiellement, non pas de la bande, mais de l'appareil lui-même, il est évident que la différence est beaucoup moins notable.

Ces bandes exigent-elles des soins particuliers ? Bien entendu, il faut toujours les conserver à l'abri de la chaleur et de l'humidité et éviter de les exposer à la température de 50 °C. La température la plus favorable pour la conservation est inférieure à 25 °C ; en raison de la plus grande finesse des particules et de la grande densité magnétique, il risque de se produire des effets d'écho, c'est-à-dire la transmission des signaux sonores de l'une des spires sur la spire adjacente, mais ce risque est très faible, car il dépend surtout de la température ambiante. Il suffit de veiller à ce que la température des locaux de ce stockage ne dépasse pas 25 °C ; il est bon également de réembobiner la bande au moins une fois par an, ce qui interrompt le phénomène de transmission d'une spire à l'autre.

LES NOUVEAUX ENDUITS MAGNETIQUES PRATIQUES

Les enduits magnétiques initialement utilisés sur tous les supports étaient formés d'oxyde de fer du type gamma Fe_2O_3 dans une proportion de l'ordre de 99 %, et les progrès dans ce domaine ont porté sur la réalisation de poudres magnétiques de plus en plus fines et homogènes permettant de réaliser des couches très uniformes et très polies permettant de réaliser des couches très uniformes et très polies augmentant la régularité des enregistrements, diminuant les défauts et permettant de réduire l'usure des têtes magnétiques.

Cependant, nous voyons préparer de nouvelles compositions magnétiques, destinées plus ou moins à remplacer les enduits simples à l'oxyde de fer. Il y a, d'abord, de nouvelles poudres à l'oxyde de fer, mais « dopées » au cobalt, mises au point, en particulier, par **Minnesota 3 M** et

dont la force coercitive varie de 320 à 1 000 œrsteds, suivant la quantité de cobalt utilisée. Il y a ensuite les enduits au bioxyde de chrome, déjà signalés et dont la force coercitive est de l'ordre de 500 œrsteds.

Il y a, enfin, un produit métallique appelé Cobaloy, mis au point par la société américaine Graham Magnetics, et qui présente une force coercitive d'environ 1 000 œrsteds. Cette force coercitive élevée rend possible l'inscription d'informations plus nombreuses sur une longueur déterminée de bande, parce que de telles bandes peuvent porter des signaux de longueurs d'onde plus réduites. Cette longueur d'onde correspond à la vitesse de déplacement de la bande sur la surface de la fente de la tête divisée par la fréquence du signal enregistré ; il devient ainsi possible d'obtenir un meilleur enregistrement des sons aigus, à égalité de vitesse de défilement de la bande, en même temps qu'une dynamique plus élevée et une diminution du bruit de fond.

Ce résultat est obtenu par une réduction de plus en plus poussée des **dimensions** des particules magnétiques. L'oxyde de fer habituel est, en effet, utilisable normalement pour l'inscription des signaux de longueurs d'onde de l'ordre de 4 μ , et au-delà ; ainsi un magnétophone à bande à bobines fonctionnant à une vitesse de 19 cm/s peut fort bien l'utiliser avec succès, parce que même pour une fréquence très élevée de sons aigus, de l'ordre de 15 kHz, la longueur d'onde atteint environ 12 μ .

Mais, en particulier, dans les appareils à cassettes standards avec une vitesse de défilement qui est seulement de 4,75 cm/s, la longueur d'onde s'abaisse facilement à 2 μ , il en résulte une diminution inévitable de la réponse pour les sons aigus et une altération du rapport signal/bruit avec apparition d'un bruit de fond plus ou moins gênant.

Malheureusement, lorsque les particules minuscules sont ainsi disposées très près les unes des autres et que leur polarité magnétique a changé rapidement en fonction de la distance, ce qui est le cas avec les signaux à courtes longueurs d'onde, il tend à se produire des effets de **démagnétisation** mutuelle et, par suite, une réduction du niveau du signal obtenu.

On pourrait penser que cette

perte sur la réponse des fréquences élevées peut être réduite en enregistrant à un niveau de signal réduit, pour lequel les effets de la self-démagnétisation sont négligeables.

Cependant, ce remède n'est pas aussi efficace qu'il peut le paraître, parce qu'en réduisant le niveau du signal, on détermine, en même temps, une réduction du rapport signal/bruit de l'enregistrement.

Une meilleure solution consiste à utiliser un matériau magnétique présentant une force coercitive plus élevée que l'oxyde de fer magnétique habituel. (Nous rappellerons que la force coercitive d'un matériau est la mesure de sa résistance à la magnétisation ou à la démagnétisation.)

Les nouveaux produits d'oxyde de fer dopés avec du cobalt présentent ainsi l'avantage de présenter une force coercitive, qui peut être déterminée et réglée pour une application particulière. Par exemple, la bande magnétique utilisée dans les musicassettes à une force coercitive de 320 œrsteds, c'est-à-dire assez proche de celle de 280 œrsteds des bandes à oxyde de fer utilisées dans les enregistreurs habituels à cassettes, tandis que la bande destinée aux magnétoscopes, c'est-à-dire à l'inscription des images, a une force coercitive de 500 œrsteds.

Un autre avantage des bandes magnétiques dopées au cobalt consiste dans le fait qu'elles ne sont pas plus abrasives que les bandes ordinaires à l'oxyde de fer et, sous ce rapport, elles sont différentes des bandes au bioxyde de chrome formées de grains particulièrement durs.

Cet effet abrasif plus ou moins important est encore moins essentiel, cependant, sur les magnétophones, dans lesquels la bande défile à des vitesses relativement faibles, que sur les autres appareils magnétiques et magnétoscopes, et les appareils d'enregistrement digital, dans lesquels la vitesse de défilement est très élevée.

Ainsi, certains fabricants de magnétoscopes n'utilisent pas encore de bandes au bioxyde de chrome, en raison de l'effet d'abrasion, bien que ce phénomène ne semble pas dû exclusivement à la nature de l'oxyde utilisé, et puisse provenir de la façon dont il est appliqué et employé.

Les techniciens de la Société Dupont, qui ont étudié particulièrement le bioxyde de chrome contestent ainsi l'importance réelle de l'effet abrasif de ce matériau, et prétendent que le mode d'application de l'enduit magnétique sur la base plastique est beaucoup plus important que la dureté de l'oxyde lui-même.

Dans tous les cas, la réalisation récente de têtes magnétiques en ferrite pressée à chaud et extrêmement dure peut réduire les inconvénients de l'effet abrasif des bandes. Ces têtes en ferrite pourraient permettre des durées de service dix fois plus longues, que les têtes habituelles en métal, dans les mêmes conditions.

Il y a, d'ailleurs, une autre caractéristique à considérer concernant les particules magnétiques; les techniciens qui ont étudié le bioxyde de chrome font état, non seulement de sa force coercitive élevée, mais de la forme très pointue en aiguilles des particules très réduites, et de l'uniformité des dimensions de ces particules.

Ces propriétés rendraient possible le maintien d'un alignement uniforme des particules de bioxyde de chrome sur la bande, et cette caractéristique, à son tour, augmente la réponse du support magnétique pour les fréquences élevées.

Cet avantage offre des conséquences sérieuses. La réponse pour les fréquences élevées est renforcée, beaucoup plus que la réponse pour les basses fréquences correspondant aux sons graves, de 6 à 12 dB entre

10 et 15 kHz, comparée au renforcement de 1 à 3 dB à l'extrémité la plus basse de la gamme musicale. Ainsi, le renforcement préliminaire habituel et l'équilibrage final dans les appareils classiques à bande magnétique devrait être modifié pour obtenir une puissance de sortie linéaire sur une bande de fréquences étendue.

De même, la force coercitive élevée des bandes au bioxyde de chrome rend nécessaire l'utilisation de courants de polarisation ultra-sonore et d'entrée supérieurs de 4 dB au-dessus du niveau employé pour bandes habituelles à oxyde de fer.

Nous voyons ainsi réaliser de nouveaux modèles d'enregistreurs destinés à l'utilisation dans les meilleures conditions des bandes magnétiques au bioxyde de chrome; sur les modèles perfectionnés de magnétophones à cassettes, un inverseur permet le changement du courant de polarisation et du circuit de correction, de sorte que ces machines peuvent être employées avec succès pour les bandes classiques à oxyde magnétiques et pour les bandes au bioxyde de chrome; les vitesses lentes, avec les courtes longueurs d'onde utilisées dans les muscassettes, rendent ces dispositifs particulièrement intéressants. Encore faut-il évidemment que le choix des bandes soit rationnel et les dispositifs de polarisation bien étudiés. C'est ce que nous mentionnons dans un prochain article.

R.S.



**partout
des amis
vous
attendent!**

**devenez
radio-amateur**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.

Notre cours fera de vous un EMETTEUR RADIO passionné et qualifié.

Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

GRATUIT!

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
Remplissez et envoyez ce bon à HPA 312

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

35801 DINARD

NOM : _____

ADRESSE : _____

LORSQUE VOUS VOUS ADRESSEZ

A NOS ANNONCEURS,

RECOMMANDEZ-VOUS DE

NOTRE REVUE

VOUS N'EN SEREZ

QUE MIEUX SERVIS

manipulateur électronique

pour télégraphie

AMTRON

UK 850



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

TENSION d'alimentation : 220-240 V c.a.

Gamme de vitesse :
LO : 5 à 12 groupes/mn ; HI : 12 à 40 groupes/mn.

Transistors employés : 4 × AC128 - AC127 - AC187.

Redresseur en pont : BS1.

Diodes employées : OA91 - BA100.

Diode Zener employée : 1Z20T5.

L'UK850 a été projeté pour satisfaire les demandes des radio-amateurs qui s'intéressent à la C.W. C'est un manipulateur électronique pour télégraphie, avec lequel il est possible d'obtenir une manipulation parfaite et dont on peut varier la vitesse au moyen d'une double commande. Le circuit est pourvu d'un oscillateur BF, pour le contrôle de la manipulation, avec écouteur auriculaire.

L'UK850 permet de réaliser un excellent manipulateur électronique automatique qui peut être branché à n'importe quel émetteur radiotélégraphique, grâce à un relais incorporé, de façon à obtenir des manipulations parfaites, ayant des caractéristiques semblables aux manipulateurs à ruban perforé.

L'UK850 est équipé d'une double commande afin de pou-

voir régler la vitesse de transmission. La première commande est réalisée au moyen d'un commutateur, à deux positions : LO et HI.

Dans la position LO la variation de vitesse est comprise entre 5 et 12 mots par minute et dans la position HI de 11 à 40 mots. La seconde commande, du type potentiométrique, permet de plus le réglage de la vitesse, dans la gamme choisie, à l'aide du commutateur précédent.

Une autre commande, également par potentiomètre, règle la longueur des points par rapport à celle des traits, tout en maintenant constant leur rapport en durée.

L'UK850 peut aussi être utilisé comme manipulateur semi-automatique; dans ce cas, tandis que les points sont exécutés automatiquement, les traits sont transmis manuellement. De cette façon, il est possible de modifier leur durée. Un oscillateur incorporé, réglable en intensité, est relié à un haut-parleur, ce qui rend possible le contrôle auditif de la manipulation.

SCHEMA ELECTRIQUE

Le schéma électrique du manipulateur électronique automatique UK850 est représenté à la figure 1. Les transistors T_{r1} et T_{r2} , du type AC128, constituent un

générateur de signaux en dents de scie. Quand le manipulateur se trouve dans la position de repos, T_{r1} est conducteur tandis que T_{r2} , qui n'est pas polarisé, reste bloqué.

Dès que le manipulateur ferme le circuit, qu'il soit du côté points ou du côté traits, le transistor T_{r2} passe à l'état de légère conduction, et ainsi commence la charge du condensateur électrolytique C_5 .

Le condensateur de contre-réaction C_1 , disposé entre l'émetteur de T_{r1} et celui de T_{r2} permet d'appliquer une partie de la tension inverse au transistor T_{r1} . Après amplification par ce dernier, cette tension est restituée à la base de T_{r2} qui, étant soumis à une augmentation de polarisation, donne lieu à son tour, à une plus grande conduction de T_{r2} même. Ainsi, le condensateur C_5 peut se charger plus rapidement.

Quand la charge du condensateur C_5 atteint la valeur de la tension d'alimentation, le transistor T_{r2} se bloque parce que son circuit émetteur-base est polarisé en sens inverse. Le condensateur C_5 se décharge donc à travers les résistances R_8 , R_6 et le potentiomètre P_1 . De cette manière, le cycle se répète dès que C_5 est complètement déchargé.

Avec ce circuit, on obtient donc une tension en dents de

scie, dont la constante en amplitude varie selon que le manipulateur se trouve dans la position « points » ou dans la position « traits ».

En effet, quand le manipulateur est disposé sur la position correspondant à l'émission des traits (dashes), le condensateur C_5 se charge à la limite de la tension d'alimentation; quant, au contraire, il est sur la position correspondant aux points (dots), C_5 se charge à la moitié de la valeur précédente par la présence du potentiomètre semi-fixe T_1 . Ce dernier doit être réglé de manière à obtenir ces conditions de fonctionnement, comme l'indique clairement la figure 2.

En pratique, ce réglage permet de modifier la vitesse des points par rapport aux traits.

Comme on le voit également sur cette figure, la fréquence d'oscillation du circuit temporisateur-pilote, quand le manipulateur se trouve sur la position correspondant aux points, devra être double de la fréquence d'oscillation relative aux traits.

Le transistor T_{r3} , du type AC127, fonctionne comme inverseur de phase-amplificateur et son collecteur est relié directement à la base de T_{r4} . La tension de polarisation d'émetteur de T_{r3} est réglable au moyen du potentiomètre T_2 de 1 kΩ. Par son action, on agit sur la

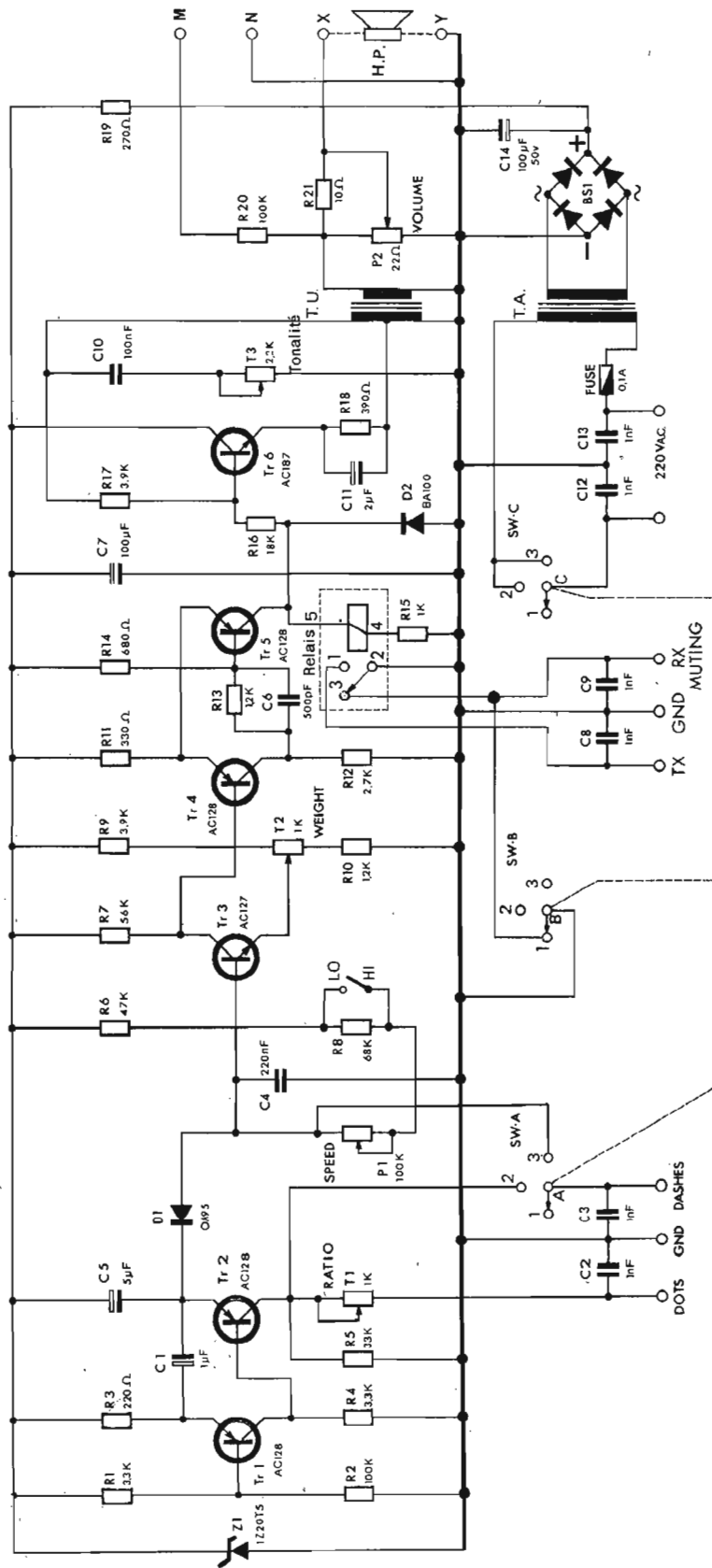


Fig. 1

longueur des points, des traits et des espaces (Fig. 3).

Les transistors T_{r4} et T_{r5} , du type AC128, sont montés dans un circuit trigger de Schmitt. Dans un circuit de ce genre, quand le premier transistor est bloqué, le second, en ce cas T_{r5} , se trouve en état de conduction; en conséquence, le relais disposé dans le circuit collecteur est attiré, tandis qu'il s'ouvre quand T_{r5} est bloqué.

En pratique, le trigger de Schmitt se comporte exactement comme un interrupteur qui se ferme chaque fois que la tension de polarisation de base atteint un niveau déterminé et s'ouvre si la tension descend au-dessous de ce niveau.

La tension qui établit le niveau d'entrée du circuit trigger, comme nous l'avons vu ci-dessus, est fixée au moyen du potentiomètre T_2 .

Le relais, bien entendu, peut être utilisé pour commander n'importe quel émetteur radio-télégraphique.

Le collecteur du transistor T_{r5} est aussi relié à la base de T_{r6} qui fonctionne en oscillateur BF, permettant de contrôler, au moyen du haut-parleur incorporé, la qualité de la manipulation. La sortie de cet oscillateur est réglable au moyen du potentiomètre P_2 de 22 k Ω .

La tension du secteur est abaissée au moyen du transformateur TA, redressée au moyen du pont de diodes BS_1 , filtrée par les condensateurs C_{14} et C_7 ainsi que la résistance R_{19} , et enfin stabilisée au moyen de la diode Zener Z_1 .

Le manipulateur électronique peut fonctionner de façon semi-automatique en agissant sur le commutateur correspondant. Dans ce cas, l'émission des traits s'effectue manuellement en coupant la section correspondante du temporisateur-pilote.

MONTAGE DU MANIPULATEUR ELECTRONIQUE

Bien que le circuit électrique de l'UK850 soit assez complexe, sa construction ne présente pas de grandes difficultés à condition de bien respecter les instructions qui suivront pour le montage, lequel est grandement facilité par la reproduction sérigraphique et photographique du circuit imprimé ainsi que par les dessins de la vue éclatée du montage.

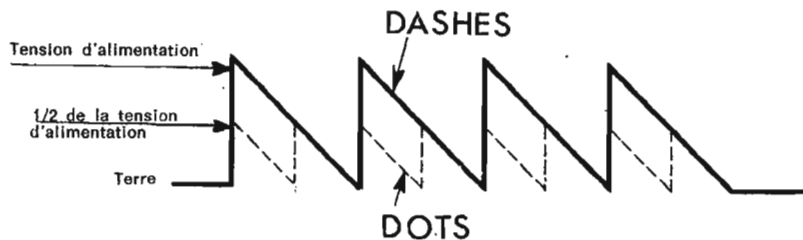


Fig. 2

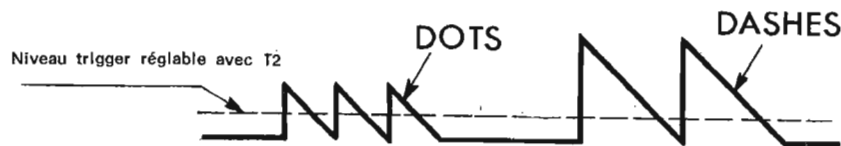


Fig. 3

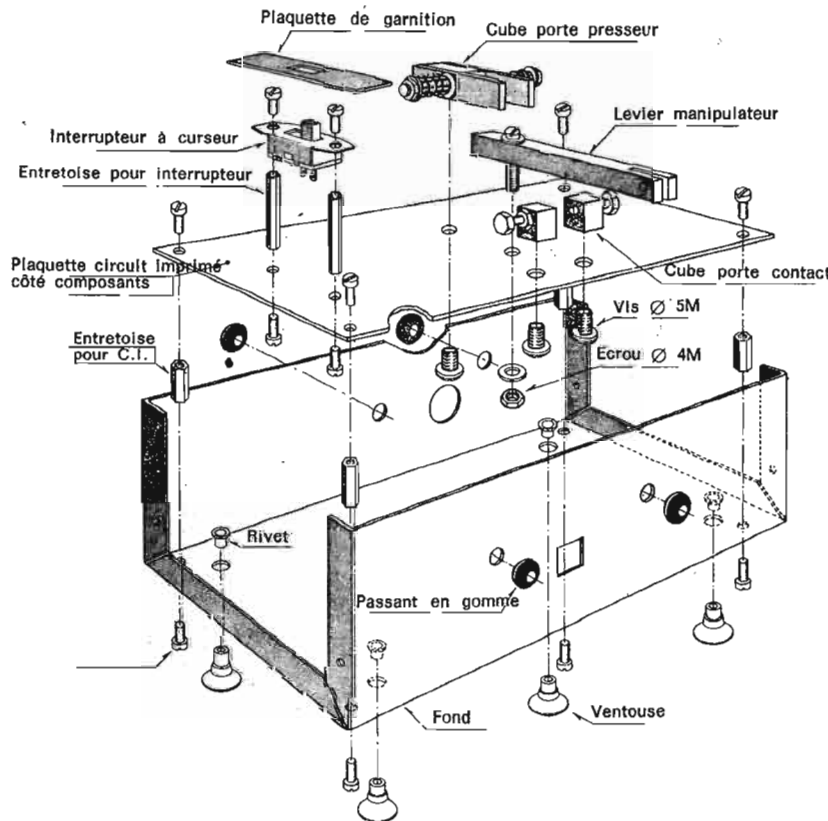


Fig. 4

Les différentes phases de la construction doivent être exécutées dans l'ordre suivant.

1^{re} phase : Montage du manipulateur sur le circuit imprimé

Pour éviter des difficultés dans le montage des autres composants il est nécessaire de monter tout d'abord le manipulateur sur le circuit imprimé en observant attentivement la vue éclatée de la figure 4.

— Fixer sur le circuit imprimé la pièce cubique équipée des deux supports de ressorts de rappel, déjà montés avec une vis 5M.

— Fixer les deux cubes porte-contacts aux deux vis 5M.

— Fixer le levier du manipulateur avec une rondelle et un écrou 4M à visser et bloquer sur la vis déjà montée sur le levier.

— Le bouton du manipulateur devra être fixé, seulement à la fin du montage.

Une fois ces opérations terminées, régler, au moyen des deux vis latérales, les contacts montés sur les deux petits cubes. Après avoir trouvé la position exacte, bloquer les écrous de fixation.

2^e phase Montage du circuit imprimé

— Monter et souder les deux bornes indiquées sur la sérigraphie par les lettres X et Y (Fig. 5)

pour le branchement du haut-parleur comme l'indique la figure 6.

— Monter et souder les deux bornes pour le branchement du cordon d'alimentation et indiquées sur la sérigraphie (220 V), figure 6.

— Monter et souder les deux bornes indiquées sur la sérigraphie par les lettres M et N.

— Enfiler et souder tous les fils de sortie des résistances de R_1 à R_{22} en respectant leur emplacement indiqué sur la sérigraphie; couper tous les fils qui dépassent le circuit imprimé à une longueur d'environ 5 mm. Sauf la résistance R_{19} , qui devra être montée verticalement toutes les autres résistances seront mon-

tées adhérentes au circuit imprimé. Pour ceux qui ne connaissent pas de mémoire le code des couleurs qui indique la valeur des résistances, il est recommandé de consulter ce code avant de monter chaque résistance, pour éviter des erreurs, longues à identifier par la suite, sans compter les risques de mauvais fonctionnement du manipulateur électronique.

— Enfiler et souder les fils de sortie des condensateurs céramique $C_2, C_3, C_8, C_9, C_{12}, C_{13}$.

— Monter horizontalement sur le circuit imprimé le condensateur C_6 ; souder les fils de sortie.

— Monter verticalement les condensateurs C_4 de 220 nF et C_{10} de 100 nF et souder les fils de sortie.

— Monter verticalement les condensateurs électrolytiques C_1, C_5, C_7, C_{11} et C_{14} en respectant la polarité des fils de sortie, comme l'indique la sérigraphie. Souder les fils.

— Insérer les fils de sortie de la diode D_1 , en respectant la polarité, comme l'indique la sérigraphie, souder les fils.

— Insérer et souder les fils de la diode D_2 , BA100, en respectant la polarité.

— Insérer et souder les fils de la diode Zener Z_1 , 1Z20T5, qui devra être disposée horizontalement sur le CI en respectant la polarité indiquée sur la sérigraphie.

— Insérer et souder les trois cosses de chacun des trois potentiomètres ajustables T_1 (ratio) T_2 (weight) et T_3 (tone) qui devront être fixés verticalement sur le CI au moyen de la languette prévue à cet effet.

— Monter et souder les fils de sortie des six transistors après avoir enfilé sur leurs fils des petits morceaux de tube isolant d'une longueur d'environ 12 mm, ceci pour éviter un éventuel court-circuit entre les fils de sortie. Il est important de respecter la position des fils de sortie en fonction des indications du schéma et des lettres b (base), e (émetteur) et c (collecteur) indiquées pour chaque TR (transistor) sur la sérigraphie.

— Après avoir coupé l'axe du commutateur de fonctions (OFF, Autom, Semi-Aut) à une longueur des cosses de 37 mm et diminué la longueur des cosses, sauf celle des deux cosses qui se trouvent du côté de la partie isolée du CI, monter le commutateur sur le CI.

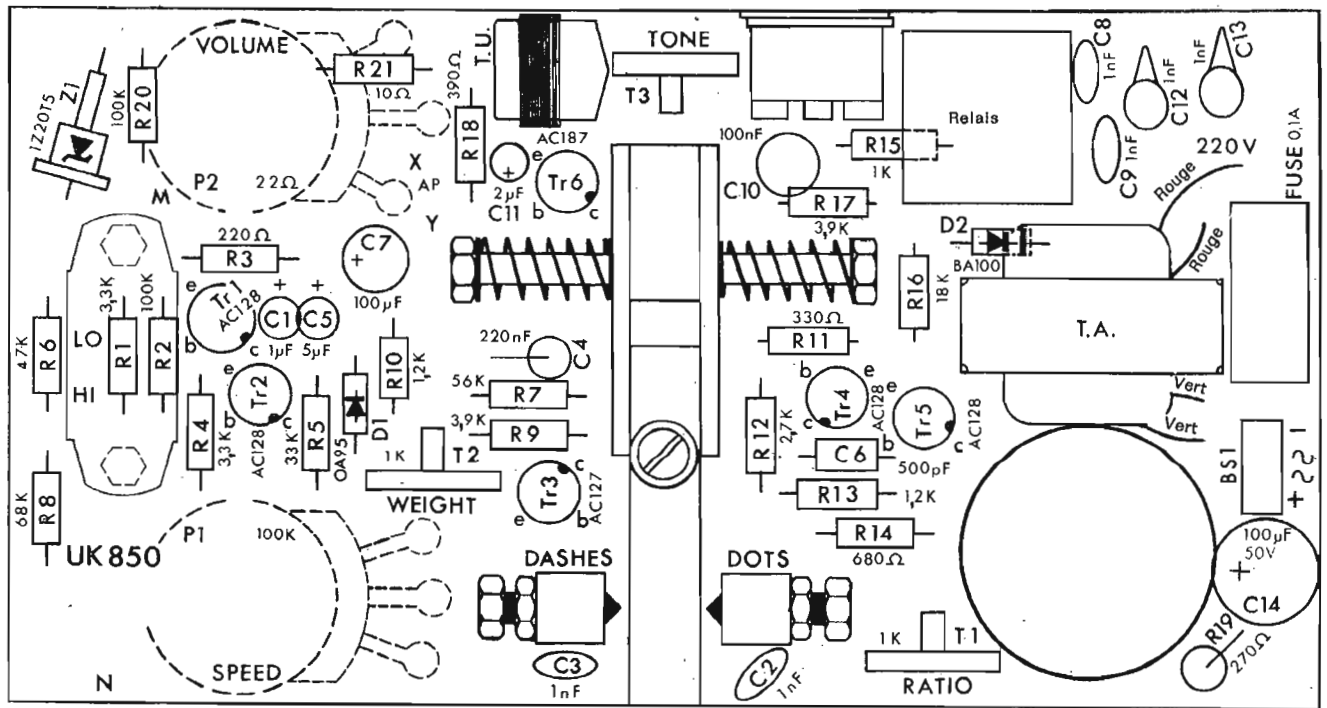


Fig. 5

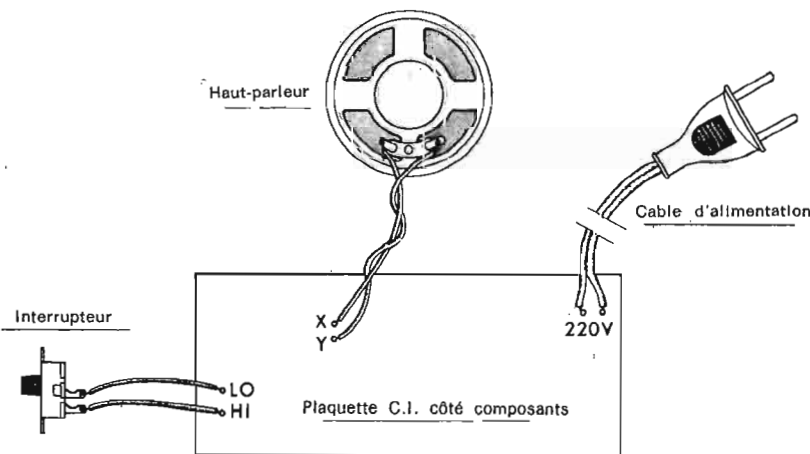


Fig. 6

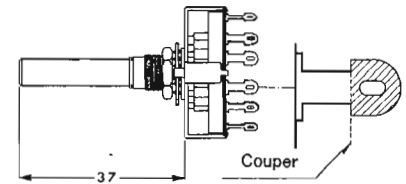


Fig. 7

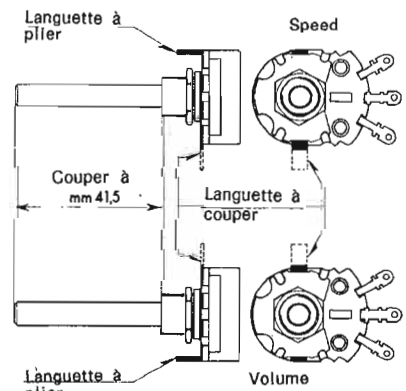


Fig. 8

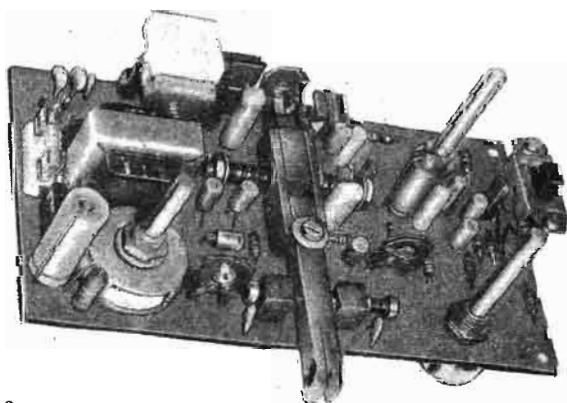


Fig. 9

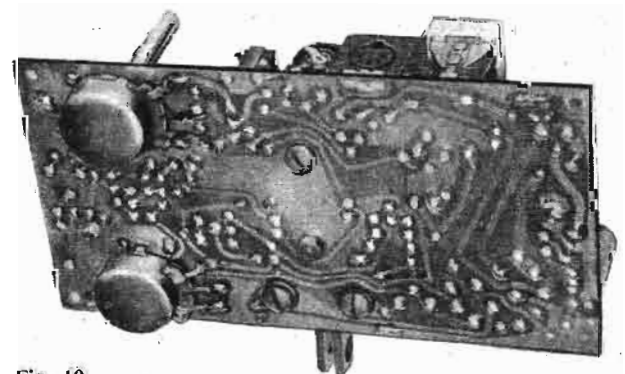


Fig. 10

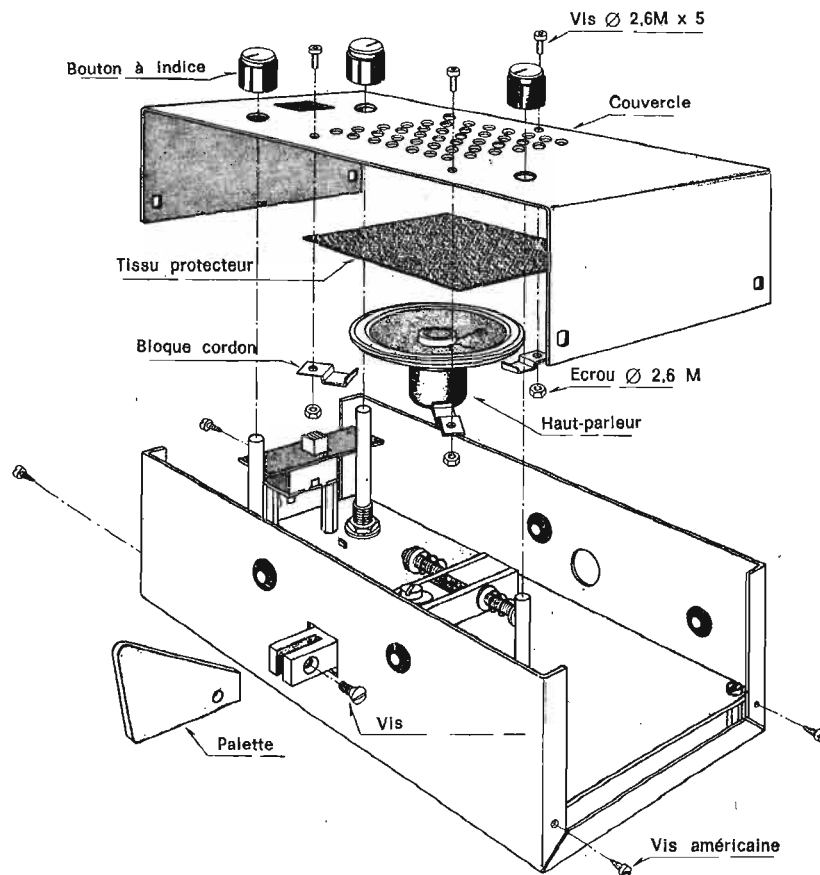


Fig. 11

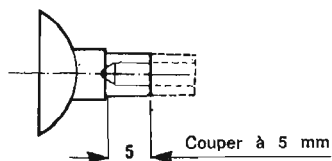


Fig. 12

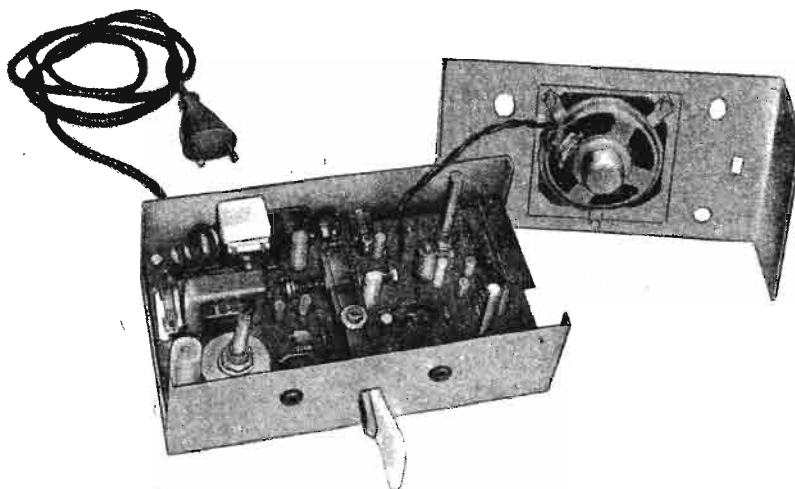


Fig. 13

— Avant de monter le potentiomètre de volume P_2 , sur le circuit imprimé, couper l'axe à une longueur de 42 mm et plier la languette comme indiqué sur la figure 8 ; le monter ensuite dans le trou de façon que la languette pénètre complètement dans l'ouverture prévue à cet effet, du côté cuivre du CI.

— Monter le transformateur d'alimentation TA orienté de façon que le secondaire (fils verts) se trouve vers le commutateur et le primaire (fils rouge) près des bornes d'entrée.

— Souder aux deux bornes X et Y deux fils isolés, de 20 cm chacun (les deux bornes M et N peuvent être utilisées pour le branchement éventuel à un écouteur). Une fois toutes ces opérations effectuées, le montage du circuit imprimé peut être considéré terminé et devra se présenter comme le montrent les photographies des figures 9 et 10.

3^e phase

Montage du couvercle de la boîte

— Monter et fixer le haut-parleur sur le couvercle, en suivant les indications de la figure 11, en procédant comme suit : placer d'abord sur la partie inférieure du couvercle, en correspondance de la surface ajourée de trous, le tissu protecteur, placer contre ce tissu le haut-parleur, bien centré par rapport à celui-ci, et le fixer au couvercle au moyen de trois « bloque-cordon » et de 3 vis 2,6 M avec leurs écrous respectifs. Les écrous devront être suffisamment bloqués pour éviter tous phénomènes de vibrations éventuelles.

4^e phase

Montage du boîtier

— Monter les quatre passe-fils en caoutchouc dans leurs trous respectifs. Un de ces passe-fils sert pour le passage du cordon d'alimentation, les trois autres permettent de pouvoir régler de l'extérieur les trois trimmers potentiométriques.

— Fixer avec quatre vis de 3M x 6 les entretoises pour circuit imprimé.

— En observant la figure 12, couper à une longueur de 5 mm la partie cylindrique des quatre ventouses.

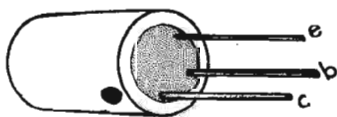
— Fixer les ventouses au boîtier avec quatre rivets, comme l'indique la figure 4.

— Enfiler le cordon d'alimentation dans le trou de gauche, côté postérieur du boîtier, vu de

LISTE DES COMPOSANTS

| Qt. | Réf. | Description | Qt. | Réf. | Description |
|-----|-------------|--|-------|-------|--|
| 2 | R1-R4 | résistances de 3,3 kΩ | 1 | — | commutateur à 4 voies |
| 2 | R2-R20 | résistances de 100 kΩ | 1 | — | relais |
| 1 | R3 | résistance de 220 Ω | 1 | TS | transformateur de sortie |
| 1 | R5 | résistance de 33 kΩ | 1 | TA | transformateur d'alimentation |
| 1 | R6 | résistance de 47 kΩ | 1 | HP | haut-parleur 8 Ω |
| 1 | R7 | résistance de 56 kΩ | 1 | C.I. | circuit imprimé |
| 1 | R8 | résistance de 68 kΩ | 1 | LO-HI | interrupteur à curseur |
| 2 | R9-R17 | résistances de 3,9 kΩ | 1 | — | plaquette de garniture pour interrupteur |
| 2 | R10-R13 | résistances de 1,2 kΩ | — | — | bornes |
| 1 | R11 | résistance de 330 Ω | 6 | — | cordons d'alimentation |
| 1 | R12 | résistance de 2,7 kΩ | 1 | — | boutons |
| 1 | R14 | résistance de 680 Ω | 3 | — | fil noir |
| 1 | R15 | résistance de 1 kΩ | 40 cm | — | boîtier métallique |
| 1 | R16 | résistance de 18 kΩ | 1 | — | vis américaines 2,2 × 5 |
| 1 | R18 | résistance de 390 Ω | 4 | — | entretoises pour fixation interrupteur |
| 1 | R19 | résistance de 270 Ω | 2 | — | entretoises pour fixation C.I. |
| 1 | R21 | résistance de 10 Ω | — | — | entretoises pour fixation C.I. |
| 1 | C1 | condensateur électrolytique de 1 μF | 4 | — | entretoises pour fixation C.I. |
| 4 | C2-C3-C8-C9 | condensateurs de 1 nF | 4 | — | passes-fils en caoutchouc pour câble |
| 2 | C21-C13 | condensateurs de 1 nF | 12 | — | vis 3M × 6 |
| 1 | C4 | condensateur de 220 nF | 3 | — | bloque-cordon |
| 1 | C5 | condensateur électrolytique de 5 μF | 1 | — | tissu de protection pour haut-parleur |
| 1 | C6 | condensateur de 500 pF | 3 | — | vis Ø 2,6 × 5 |
| 1 | C7 | condensateur électrolytique de 100 μF - 25 V | 3 | — | écrous Ø 2,6 |
| 1 | C10 | condensateur de 100 nF | 4 | — | ventouses |
| 1 | C11 | condensateur électrolytique de 2 μF | 1 | — | porte-fusible |
| 1 | C14 | condensateur électrolytique de 100 μF - 50 V | 1 | FUSE | fusible |
| 1 | T1-T2 | trimmer potentiométrique de 1 kΩ | 1 | — | prise pour C.I. |
| 1 | T3 | trimmer potentiométrique de 2,2 kΩ | 4 | — | rivets |
| 1 | P1 | potentiomètre de 100 kΩ A | 1 | — | manipulateur complet de : |
| 1 | P2 | potentiomètre de 22 kΩ A | 1 | — | 2 cubes porte-contact |
| 4 | TR1-TR2 | transistors AC128 | 2 | — | 2 boulons de contact |
| 1 | TR3 | | 1 | — | 2 écrous pour boulons de contact |
| 1 | TR4-TR5 | | 2 | — | 2 leviers presseurs |
| 1 | TR6 | | 1 | — | 1 cube porte presseurs |
| 1 | D1 | diode OA95 | 1 | — | 1 vis guide ressort |
| 1 | D2 | diode BA100 | 1 | — | 1 levier de manipulation |
| 1 | Z1 | diode zener 1Z20T5 | 2 | — | 2 ressorts |
| 1 | — | redresseur à pont BS1 | 4 | — | 2 écrous pour vis guide ressort |
| 1 | — | — | 1 | — | 4 rondelles pour vis guide ressort |
| 1 | — | — | 1 | — | 3 vis 5M × 6 |
| 1 | — | — | 1 | — | 1 écrou 4M |
| 1 | — | — | 1 | — | 1 rondelle pour vis de bloquage du levier de manipulation. |

DISPOSITION DES FILS DE SORTIE ET CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISÉS



| VALEURS MAXIMALES ABSOLUES | | AC128 | AC127 | AC187 | Unités |
|-----------------------------|------------------|------------|-----------|-----------|--------|
| Tension collecteur base | V _{CB} | - 32 | 32 | — | V |
| Tension collecteur émetteur | V _{CB0} | — | — | 25 | V |
| | V _{CE} | - 32 | 32 | — | V |
| | V _{CEO} | — | — | 15 | V |
| Courant de collecteur | I _C | - 1 | 0,5 | 2 | A |
| Tension émetteur-base | V _{EB} | - 10 | 10 | — | V |
| | V _{EBO} | — | — | 10 | V |
| Courant de base | I _B | - 40 | 25 | 100 | mA |
| Puissance totale dissipée | P _{tot} | 1000 | 340 | 800 | mW |
| Température d'emménagement | T _S | - 55 + 100 | - 55 + 90 | - 55 + 75 | °C |
| Température de jonction | T _J | 90 | 90 | 90 | °C |

l'extérieur, et faire un nœud à 6 cm de l'extrémité (intérieurement au boîtier).

— Souder les extrémités du cordon d'alimentation aux deux bornes indiquées 220 sur le circuit imprimé.

5^e phase Montage final

— Souder les fils provenant des bornes X et Y, au haut-parleur.

— Monter dans son support le fusible de 0,1 A.

— Fixer le circuit imprimé avec 4 vis sur les entretoises qui se trouvent déjà montées sur le boîtier.

— Fixer le couvercle sur le boîtier avec quatre vis Parker 2,2 x 5, comme indiqué à la figure 11.

— Fixer les boutons sur les axes des potentiomètres et du commutateur.

La photographie de la figure 13 donne l'aspect du montage de l'ensemble une fois le montage terminé.

— Fixer le bouton du manipulateur avec sa vis, comme l'indique la figure 11.

MISE AU POINT

La mise au point du manipulateur électronique UK 850 ne présente aucune difficulté et peut être effectuée à l'oreille, en réglant d'abord le trimmer T_1 de façon à obtenir le rapport exact entre les traits et les points et ensuite en réglant le trimmer T_2 pour avoir les durées, ou longueurs, des lignes, des points et des espaces relatifs. Le potentiomètre de vitesse (speed) P_1 , devra être réglé dans la position intermédiaire. Les opérations de mise au point peuvent être également effectuées au moyen d'un tester, ou contrôleur, disposé

pour la mesure des résistances, sur la position la plus sensible.

Brancher ce contrôleur aux bornes de sortie du relais en maintenant toujours le potentiomètre de vitesse (speed) dans sa position intermédiaire. Disposant le manipulateur dans la position des traits, ou lignes (dashes), on réglera le trimmer T_2 de façon que l'aiguille de l'instrument se porte à environ 5 ou 10 % de l'échelle ; placer ensuite le manipulateur dans la position des points (dots) et régler le trimmer T_1 de façon à obtenir un déplacement de l'aiguille de l'instrument d'environ 50 % de l'échelle.

Ces opérations sont plus que suffisantes pour obtenir une bonne mise au point du manipulateur électronique et il ne sera plus nécessaire de modifier le réglage des trimmers T_1 et T_2 .

Le trimmer T_3 sera réglé de façon à obtenir du haut-parleur,

la tonalité désirée alors que le volume sera dosé par le potentiomètre P_2 . La vitesse de transmission peut être réglée en utilisant soit l'interrupteur « HI » - « LO » soit le potentiomètre de vitesse (speed) P_1 .

Le transistor PNP, au germanium, AC128 avec corps métallique, est utilisé dans les étages de sortie montés en classes A et B permettant une puissance de sortie de 4 W.

Les transistors NPN, au germanium, AC127 et AC187, avec corps métallique, conviennent pour leur emploi dans les étages de sortie à symétrie complémentaire en classe B.

LA MINI CALCULATRICE SINCLAIR CAMBRIDGE



LA mini calculatrice Sinclair type Cambridge est la plus petite calculatrice qu'il nous a été donné de décrire, à ce jour, dans notre revue. En effet, ses dimensions sont : 111 mm x 50 mm pour une épais-

seur maximale de 18 mm. Son poids : 98 g !

Elle est contenue dans un boîtier en matière plastique de couleur marron, son cadran comporte 8 chiffres mais les opérations peuvent être effectuées avec

des nombres supérieurs, le résultat ne comportant que les 8 premiers chiffres.

Le clavier comporte 18 touches et l'interrupteur. En haut à gauche est située la touche C de remise à zéro. Cette touche sert également à corriger une erreur en cours de frappe c'est dire que lorsque l'opérateur frappe un mauvais chiffre dans une suite d'opérations, il lui suffit d'appuyer sur la touche C et de reprendre le cours de ses calculs en appuyant d'abord sur le signe précédant le nombre erroné. Les autres touches du clavier sont : les chiffres de 0 à 9 et les touches d'opérations.

Un point intéressant pour l'utilisateur : les touches ne sont pas trop sensibles, c'est-à-dire qu'il faut vraiment les enfoncer pour que le chiffre soit enregistré, cela évite de recourir trop souvent à la touche correction.

L'alimentation est effectuée par 4 piles de 1,5 V.

Cette calculatrice permet d'effectuer les opérations suivantes : addition, soustraction, multiplication, élévation à une puissance, calculs en chaîne, racines carrées, les 4 opérations avec une constante (touche K), calculs algébriques, trigonométriques, etc.

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL • 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
• Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)

MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI COMPRIS

CALCULATRICE SINCLAIR CAMBRIDGE
nouveauté

C'est la seule machine de poche au monde vendue à ce prix et qui comporte :

- Les quatre opérations + - x ÷ ;
- Constante sur les quatre opérations ;
- Logique-algébrique, virgule flottante, 8 chiffres avec capacité illimitée, logs, trigo, etc. Racines carrées. Alimentation sur 4 piles. Poids : 98 g. Dim. : 110 x 50 x 15.

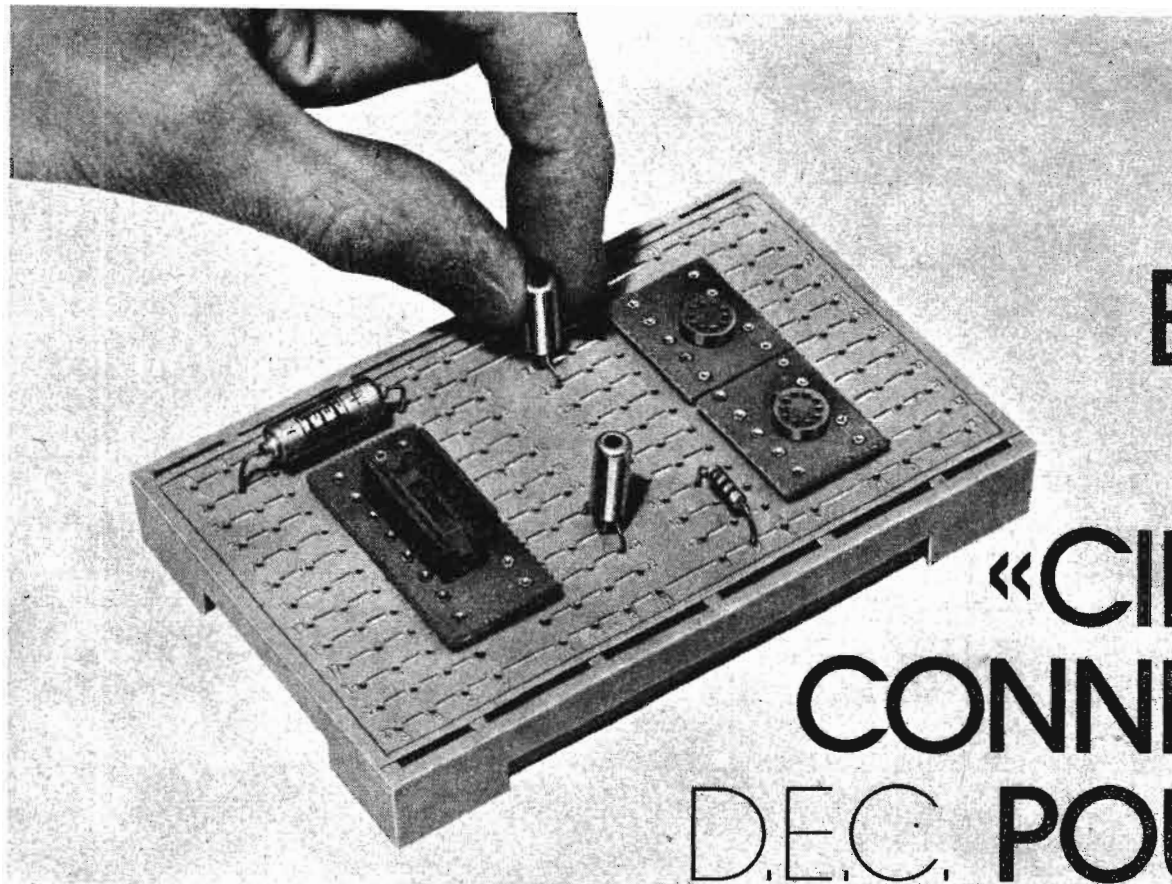
PRIX DE LANCEMENT **395 F**

DEC - Boîtiers de circuit connexion

- S DEC 70 contacts 70 F
- S DEC 208 contacts 150 F

AMTRON « KITS »

- UK 850 - Manipulateur électronique pour télégraphie, en kit complet avec coffret. Prix **356 F T.T.C.**



LES BOITES DE «CIRCUIT- CONNEXION D.E.C. POUR LES MONTAGES d'ESSAI

LES professionnels utilisent depuis longtemps des moyens d'assemblages de composants électroniques rapides et efficaces pour la recherche définitive de circuits imprimés. Ces montages d'essais sont très souvent remaniés, et il faut pouvoir rapidement faire la substitution d'éléments ou de valeur de composants. Des dispositifs spéciaux ou boîtes de connexion permettent en très peu de temps ces modifications et par-là même facilitent la tâche des ingénieurs.

Les Etablissements «Sieber Scientific» ont lancé sur le marché une boîte de circuit-connexion D.E.C. dont les professionnels font grand usage. Le prix de revient de ces boîtes en question restant à la portée des amateurs, il nous a paru opportun d'aller un peu plus loin avec ces «boîtes» et vraiment s'apercevoir qu'au niveau de l'amateur ou du débutant elles peuvent donner toute satisfaction.

POUR LE DÉBUTANT

Les meilleures méthodes d'initiation consistent à faire réaliser

aux débutants quelques montages simples, pratiques et concrets. L'application pratique terminée le jeune technicien cherche à comprendre le rôle des divers éléments constitutifs un à un. Cette méthode est beaucoup plus attrayante que celle qui consisterait à plonger d'emblée le jeune technicien dans une étude rébarbative.

Pourtant, il reste un point noir : le problème des soudures. Pour effectuer de bonnes soudures, il faut nécessairement un peu de pratique et ces amateurs sont déroutés par ces opérations de soudage. Du reste ces soudures sont très souvent les causes de non fonctionnement des montages simples que nous proposons.

La boîte de connexion D.E.C. offre pour ces débutants une solution séduisante, d'autant plus que le répertoire des montages pratiques proposés relève du domaine de la basse fréquence ou de la «commutation». Tous les problèmes de soudure sont effacés puisqu'il suffit d'introduire

les composants standard dans les alvéoles prévus à cet effet.

POUR LE TECHNICIEN

Pour le technicien ou l'amateur confirmé, le problème des soudures n'est pas rebutant, mais devient lassant et dangereux surtout pour les composants soumis à expérimentation. Très souvent, ces techniciens veulent rapidement se rendre compte de l'efficacité ou des propriétés d'un montage. Il arrive même à ces personnes de concevoir eux-mêmes un montage, auquel cas les boîtes de circuit-connexion s'avèrent d'un usage très souple et par conséquent recommandé.

LES BOÎTES DE «CIRCUIT-CONNEXION» ET LEUR CONCEPTION

La photographie de présentation illustre l'aspect pratique de ces boîtes et la figure 1 donne le croquis grandeur nature afin de mieux se rendre compte de la facilité d'insertion des composants.

Le fonctionnement de ces boîtes repose sur le principe de pinces en bronze phosphoreux disposées dans des alvéoles. Ces pinces sont électriquement reliées entre elles par des barrettes formant un ensemble de quatre pinces. Ces ensembles, placés parallèlement forment ainsi un ensemble de circuits. Le croquis de la figure 2 montre la vue en coupe de ces pinces.

La boîte se compose d'alvéoles isolant ainsi chaque pince. Le corps de la boîte est en fibre de verre nylon. Ces très bons matériaux concourent à donner des caractéristiques très favorables et notamment une grande résistance mécanique, électrique et une parfaite tenue aux agents atmosphériques.

Sur le dessus de la boîte, des trous sont prévus pour permettre le passage des fils de connexion des composants. Les grandes largeur et longueur de chaque pince permettent d'y insérer sans risque des fils allant jusqu'à 1,5 mm de diamètre. La solidité du boîtier et la grande taille des

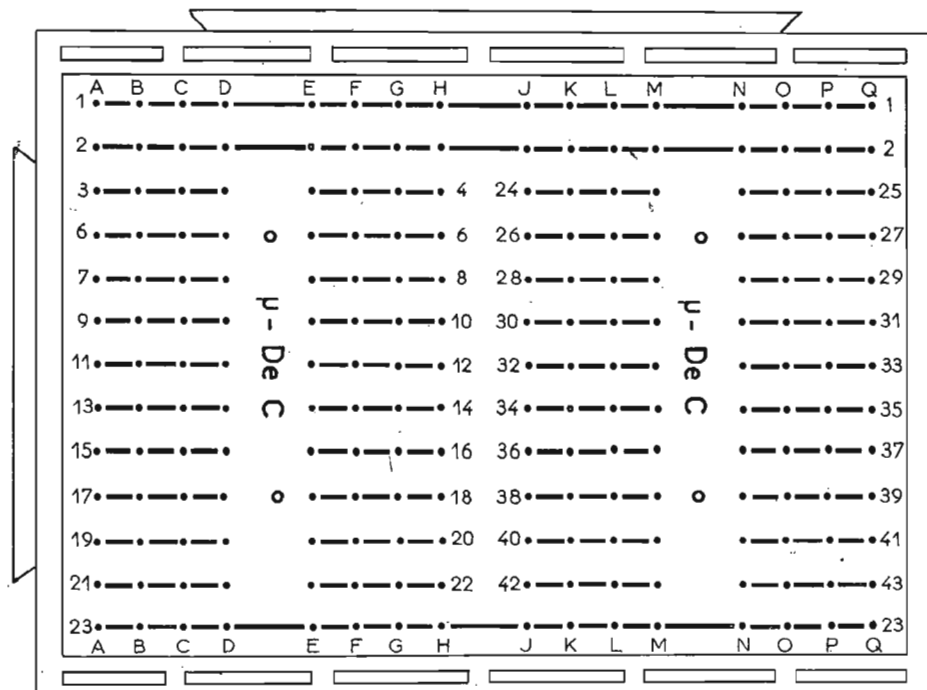


Fig. 1

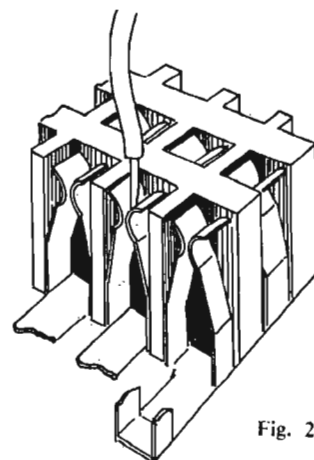


Fig. 2

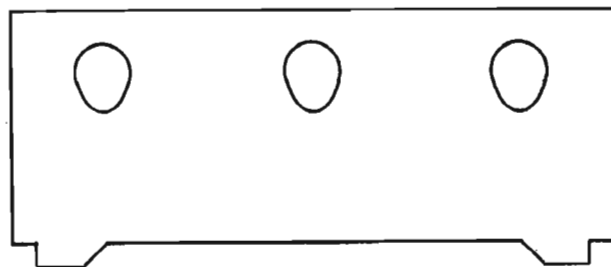


Fig. 3

pincettes favorisent la tenue des contacts dans le temps.

Les traits en relief indiquent les pincettes reliées entre elles. La boîte est en outre munie de coordonnées pratiques repérées à l'aide de lettres et de chiffres.

UTILISATION

Pour l'utilisation, il suffit d'introduire le fil de connexion du composant dans l'alvéole choisi en prenant soin de repérer les autres possibilités de liaisons. 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.

Dans ces conditions on peut laisser aux composants leur longueur totale de connexion, en vue d'une réutilisation le cas échéant.

L'espacement entre chaque alvéole est de 5 mm si bien qu'on est à même d'insérer, très facilement les transistors en disposant pratiquement l'émetteur, la base, le collecteur dans trois alvéoles consécutives et non reliés bien sûr. Les liaisons sont réalisées dans le sens de la longueur

de la boîte et constituent à peu de chose près une plaquette de « M. Board » à bandes conductrices parallèles.

Dans le cas de réalisation à circuits intégrés le constructeur a prévu un certain nombre de plaquettes supplémentaires destinées à recevoir tous les types de circuits intégrés.

Ces plaquettes se composent d'un support sur lequel sont fixées des broches prévues à l'écartement des pincettes de la boîte de circuit-connexion. Ces broches sont reliées au centre de la plaquette par un circuit imprimé à l'argent. Cet ensemble constitue le support nu. Sur ce dernier, un adaptateur pour circuit intégré Dual In Line ou TO5 est soudé à demeure.

Ces adaptateurs sont directement insérés dans les alvéoles et sont en outre munis d'une broche détrompeuse afin d'assurer une bonne direction au circuit. Ces accessoires sont de construction spéciale, avec contacts plaqués or, prévus pour résister à de nombreuses utilisations.

Pour la fixation d'éléments plus importants tels que les ampoules indicatrices, néons ou potentiomètres, chaque boîte est

fournie avec un panneau de contrôle. Ce dernier se présente sous la forme du croquis de la figure 3 et s'emboîte directement et parallèlement sur les côtés du boîtier.

CARACTÉRISTIQUES PRATIQUES DE LA BOÎTE μ D.E.C. «A»

- 208 points de contact.
- 3 barrettes de contact (16 connexions par barrette) réparties sur la longueur de la boîte.
- 2 panneaux indépendants de 20 barrettes de contact, disposées en 10 paires, 4 connexions par barrette.
- Utilise les supports de circuit intégré pour DIL ou TO5.
- Trou détrompeur (ou de polarisation) pour circuit intégré.
- Capacité : 4 supports TO5 10 broches ou 2 supports DIL et composants discrets.
- Queues d'aronde permettant l'assemblage des boîtes entre elles.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Boîtes μ D.E.C. A - μ D.E.C.

B.

- Capacité : < 0,6 pF.
- Résistance entre contacts adjacents : < 10 mΩ.
- Résistance d'isolation : > 100 MΩ
- Contacts : bronze phosphore BS 407/2.
- Courant maximal : 5 A.
- Voltage maximal : 1 kV.
- Température maximale : 130°.
- Température minimale : - 55°.
- Matériaux : fibre de verre nylon.
- Dimensions : 125 x 81 x 16 mm.
- Force d'extraction et d'insertion : 90 g.
- Supports de circuits intégrés.**
- Broches : plaqué argent.
- Platine : fibre époxy.
- Circuit imprimé : argent.
- Contact des C.I. : plaqué or.

Distribué par Sieber Scientific S.A., 103, rue du Maréchal-Oudinot, 54000 Nancy - France.

L'amplificateur stéréophonique esart e 200

Conçu et réalisé par Esart, spécialisé depuis de nombreuses années dans le domaine de la construction de matériel Hi-Fi de qualité supérieure, l'amplificateur E200 est une amélioration du modèle E150S₂, déjà excellent. La firme Esart a apporté en effet les perfectionnements suivants :

— **Double monitoring**, ce qui ne manquera pas de satisfaire les utilisateurs de magnétophones, lesquels ont de plus en plus la faveur du public mélomane.

— **Correction de niveau des fréquences médium**, dispositif intéressant pour corriger certains disques un peu faibles dans ce domaine.

— **Alimentation haute tension** des étages de sortie renforcée pour permettre de sortir la puissance de sortie, les 2 voies étant excitées simultanément.

La présentation de l'amplificateur E200 est restée dans la plus pure tradition d'Esart telle que nous la connaissons déjà sous la forme des modèles E100S₂, E150S₂, E250S₂, W1000. Le coffret est d'une ébénisterie noyer; celle-ci peut s'enlever très aisément pour les utilisateurs désirant encastrer l'appareil dans un meuble ou dans un coffret rustique.

LES PERFORMANCES DU E200 ESART

1° **Puissance de sortie** : la puissance de sortie du E200 est de 2×35 W efficaces sur une impédance de 8Ω , les deux canaux étant modulés simultanément.

2° **Facteur d'amortissement** : le facteur d'amortissement A est le rapport existant entre l'impédance de charge Z_c et l'impédance interne de l'amplificateur Z_i :

$$A = \frac{Z_c}{Z_i} = 36$$
, ceci pour une impédance de charge de 8Ω .

3° **Distorsion d'intermodulation** qui caractérise la non-linéarité des circuits d'entrée ; elle est ici de 0,4 % à 20 W.

4° **Distorsion harmonique** : mesurée à 35 W, c'est-à-dire à la puissance nominale, elle est de 0,1 % à la fréquence de 1 kHz.

5° **Rapport signal sur bruit** : supérieur à 73 dB pour un signal d'entrée d'amplitude égal à 10 mV

6° **Correcteurs de tonalité** :
 Fréquences basses : ± 18 dB à 40 Hz.

Fréquences aiguës : ± 18 dB à 10 kHz.

7° **Correcteur de fréquence médium** : axé sur la fréquence de 500 Hz, il permet un relevé de + 12 dB.

8° **Efficacité des filtres** :
 a) Filtre passe-bas : $- 4$ dB à 10 kHz ; $- 12$ dB à 20 kHz.
 b) Filtre passe-haut : $- 7$ dB à 40 Hz ; $- 12$ dB à 20 Hz.

Ces filtres d'aiguës et de graves permettent d'atténuer considérablement le « scratch » du bruit de surface des disques usagés et le rumble ou bruit mécanique éventuel de la platine tourne-disque.

9° **Correcteur physiologique** : + 6 dB à 20 kHz ; + 12 dB à 50 Hz.

10° **Temps de montée sur un signal rectangulaire** : ceci caractérise l'aptitude de l'amplificateur à répondre correctement à un signal transitoire, le temps de montée mesuré est ici de 2,5 μ s.

11° **Sensibilité des entrées** :
 — PU magnétique : 2,5 mV.
 — PU céramique : 200 mV.
 — Microphone : 1,4 mV.
 — Radio : 90 mV.
 — Magnétophones : 90 mV.
 — Auxiliaire : 90 mV.

12° **Impédance des entrées** :
 — PU magnétique : 47 k Ω .
 — PU céramique : 1 M Ω .
 — Microphone : 47 k Ω .
 — Radio : 100 k Ω .
 — Auxiliaire : 100 k Ω .
 — Magnétophones : 47 k Ω .

13° **Réponse en fréquence** : de quelques Hz à 100 kHz à 1 dB.

14° **Bruit de fond par rapport à 20 W** : ampli seul et l'entrée chargée : $- 95$ dB.

15° **Egalisation des entrées** : les entrées PU, radio et magnétophone peuvent être réglées en niveau de façon à obtenir une puissance de sortie identique lorsque l'on commute de l'une de ces sorties à une autre. Les réglages évitent également la saturation des entrées. Ainsi les entrées radio et magnétophones peuvent être calées entre 90 mV et 2 V.

16° **Niveau de sortie pour enregistrement magnétophone** : il est réglable entre 0 et 2 V sous une impédance de sortie de 1 000 Ω .

LES POSSIBILITES D'UTILISATION

La face avant comporte, de la gauche vers la droite :

— **Un sélecteur d'entrées double** à verrouillage permettant de choisir la modulation séparément sur chaque voie.

— Au-dessus de ce sélecteur, une **touche** commutant les **2 entrées PU magnétique**, PUM₁ et PUM₂ sans avoir de temps mort. Cette facilité est appréciée des spécialistes de sonorisation.

— A côté, une **touche** laissant les 2 voies indépendantes donc, en stéréophonie, en position sortie et réunit les 2 voies donc en **mono** dans la position enfoncée dès l'entrée de l'amplificateur.

— Un **réglage de puissance unique**.

— Un **réglage de balance** : ce réglage de balance agira différemment selon la position du sélecteur de fonctions. Il est bon d'ailleurs que nous précisions ici cette particularité du schéma Esart.

« En position stéréo, stéréo inversée, canal gauche et canal droit du sélecteur de fonctions,

la balance commande la puissance relative des 2 voies, en partant de la position centrale ; vers la gauche on augmente la puissance de la voie de gauche en diminuant la voie de droite ; le phénomène est évidemment inversé vers la droite de la position centrale.

« En position mélange du sélecteur de fonctions, la balance dose le **mélange** des voies droite et gauche, la puissance de chaque voie restant constante. »

— **Un réglage de sensibilité** du premier étage de préamplification, ce réglage n'agit donc que sur les entrées micro, PU magnétique et PU céramique.

— **Quatre potentiomètres de tonalité** graves et aiguës séparée sur chaque voie.

— **Un réglage de médium** centré sur 500 Hz.

— **Un commutateur à 5 clés** comprenant :

- Un filtre aiguës.
- Un filtre grave.
- Un correcteur physiologique

pour l'écoute à faible niveau d'écoute. Ce correcteur permet lors d'une écoute à faible niveau de garder tout le relief d'une écoute à fort niveau. Ce correcteur tient compte des courbes établies par Fletcher et relatives à la réponse moyenne de l'oreille humaine aux différentes fréquences en fonction de la puissance de sortie.

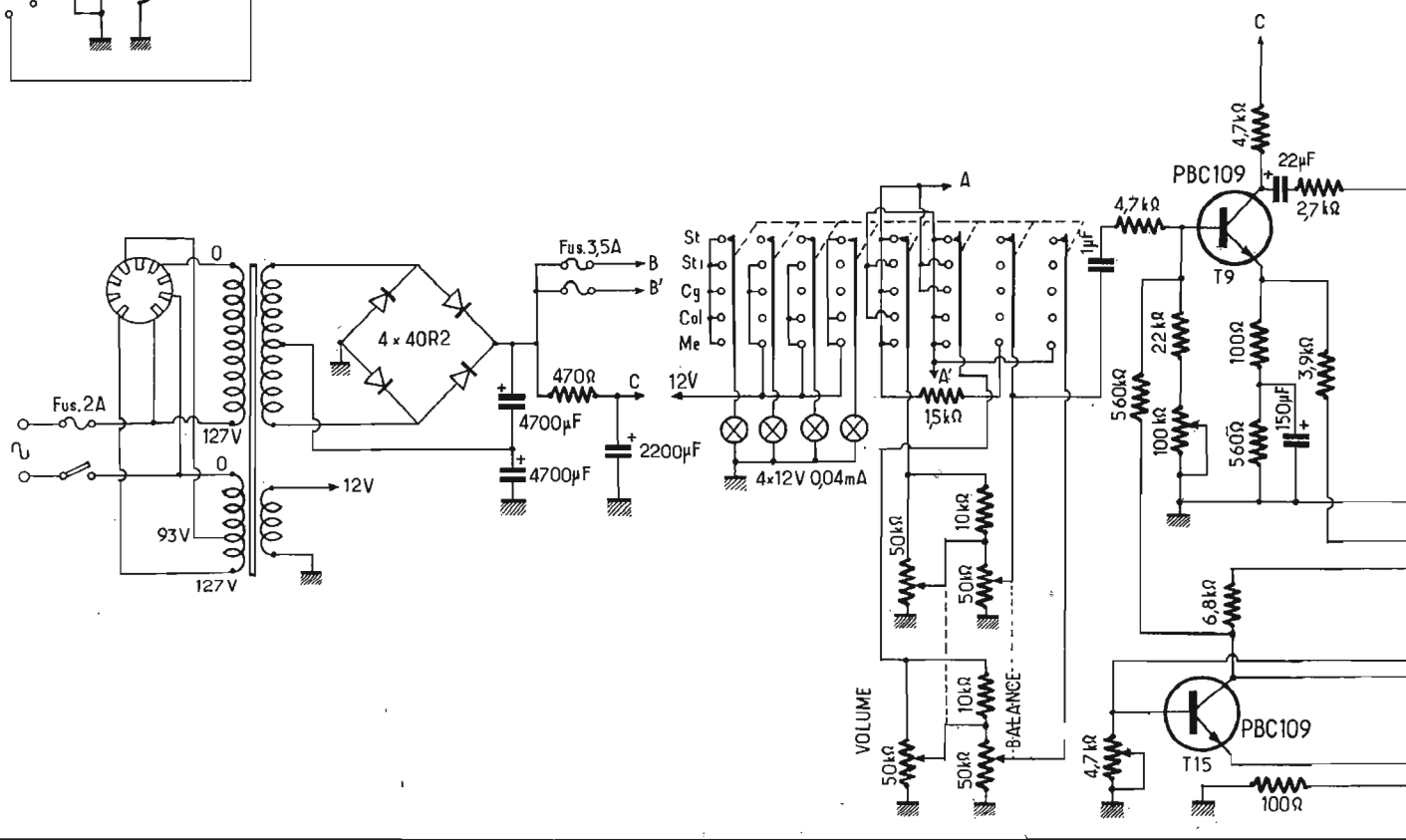
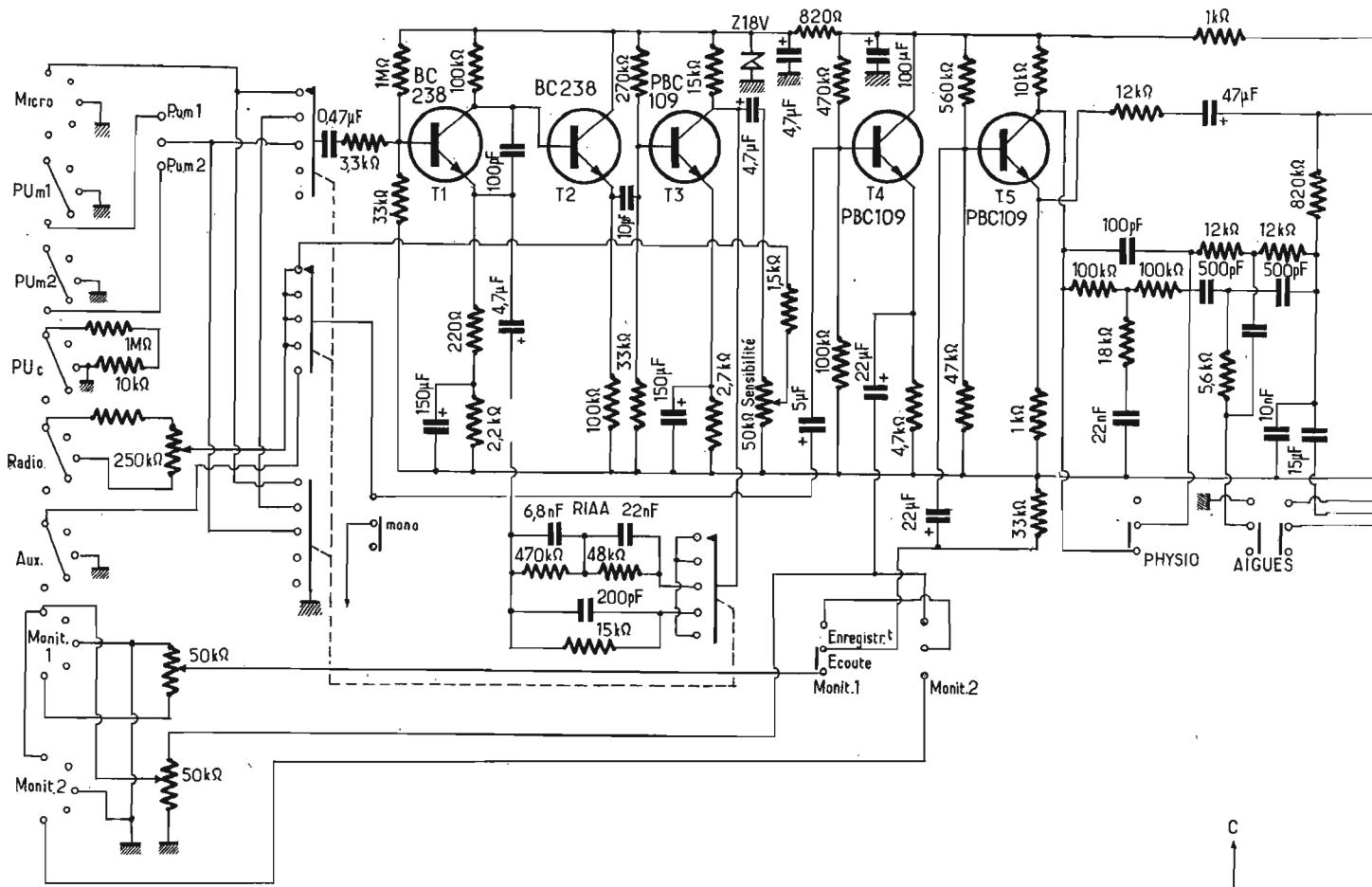
— **Un sélecteur de fonction à 5 positions** :

a) En position « stéréo », la voie de droite est bien à droite et celle de gauche à gauche.

b) En position « stéréo inversée », la voie de droite passe à gauche et inversement.

c) Sur la position « canal gauche », une modulation seule sur l'entrée gauche de la radio passera aussi bien à droite qu'à gauche.

d) Même processus sur « canal droit ».

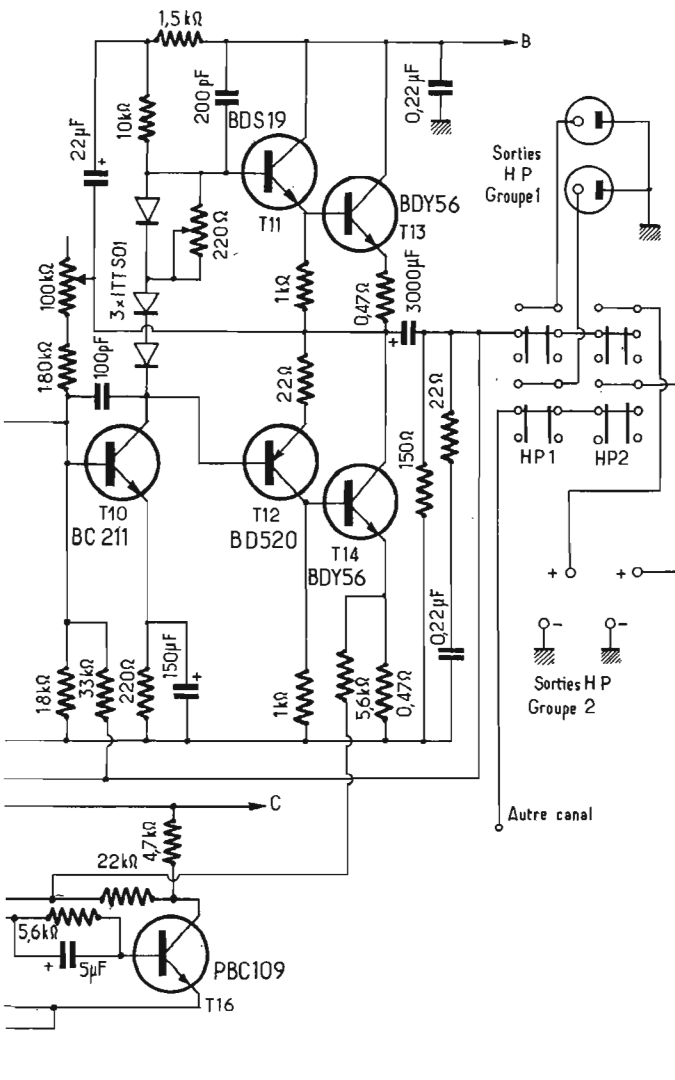
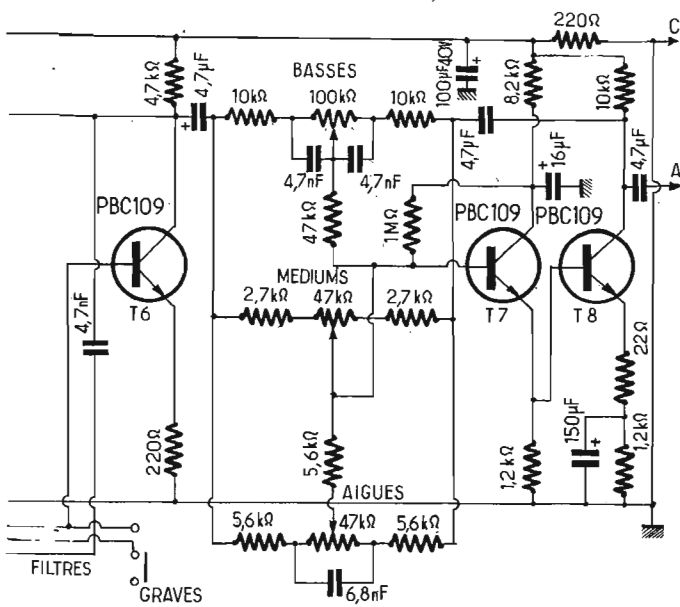


e) En position mélange, la touche sortie, on aura la somme des 2 voies sur les 2 enceintes et l'on pourra doser les niveaux relatifs de ces 2 voies, à l'aide de la balance. Sur la touche « mono » placée au-dessus du sélecteur des entrées, on aura la somme des

2 canaux sur chaque enceinte et la balance n'aura aucun effet.
 - Un interrupteur général.
 - Une prise jack pour écoute au casque.
 - Une signalisation lumineuse commandée par le sélecteur de fonctions indiquant sur quel mode

(mono, stéréo...), l'appareil se trouve.
 - Deux sélecteurs de monitoring ; le monitor permet d'écouter soit la modulation qui provient de la sortie choisie sur le sélecteur d'entrée, soit la modulation en provenance de l'enre-

gistement. Dans les 2 cas, c'est toujours la modulation en provenance de l'entrée choisie sur le sélecteur qui sort sur la prise d'enregistrement du magnétophone. Il est donc possible tout en enregistrant d'écouter soit la modulation après enregistrement



à la condition expresse que le magnétophone utilisé ait les têtes séparées.

L'avantage du double monitoring est de pouvoir transposer la modulation de l'un sur l'autre magnétophone, d'un modèle à bandes sur un appareil à cas-

settes par exemple.

— Deux sélecteurs de 2 groupes de 2 H.P. ; il est possible sur le E200, de faire fonctionner séparément ou simultanément deux paires d'enceintes, à la condition que l'impédance résul-

tante de ces H.P. ne soit pas inférieure à 4 Ω.

A l'arrière de l'appareil, nous trouvons :

- Le cordon d'alimentation secteur.
- Le répartiteur secteur 110 V 220 V.
- Deux prises DIN pour le groupe 1 d'enceintes.

— Quatre bornes à vis (2 par canal) pour le groupe 2 d'enceintes acoustiques.

— Le fusible secteur.

— La borne de prise de terre quelquefois nécessaire pour éliminer un ronflement parasite.

— Les radiateurs professionnels des transistors de puissance.

Sous l'appareil, nous trouvons les différentes entrées, les réglages de niveau pour ajuster les sensibilités des sources de modulation. Signalons que toutes les entrées sont exclusivement munies de prises DIN ; certains appareils Esart, tel le E250S₂, ont les entrées de modulation doublées DIN et CINCH, ce qui permet un raccordement universel par cordons standards de tout appareil générateur de modulation à amplifier.

LA SECURITE ELECTRONIQUE

Une sécurité électronique efficace protège l'amplificateur E200 contre toute fausse manœuvre, c'est dire les court-circuits et les impédances de charge trop faibles au niveau de la sortie de modulation. Cette sécurité détecte le défaut et bloque immédiatement la modulation, ce qui garantit une protection des étages de puissances.

Le déclenchement de la sécurité électronique engendré par une détection de défaut se traduit par une disparition de la modulation sur le canal présentant l'anomalie.

Dans le cas où la sécurité est intervenue, il est nécessaire d'arrêter l'appareil, de supprimer le défaut par exemple un c/c dans la ligne HP, d'attendre quelques secondes et de remettre sous tension ; tout doit alors rentrer dans l'ordre. Nous verrons dans l'étude du schéma de principe qu'Esart a fait appel à une solution technique assez originale et qui donne toute satisfaction.

L'ETUDE DU SCHEMA

Chacun des 2 canaux de l'amplificateur E200 est constitué par :

- Un étage préamplificateur, correcteur, avec sortie réglable en niveau.
- Un étage intermédiaire

avec corrections variables et fixes.

— Plusieurs étages de préamplifications BF.

— Un étage déphaseur et drivers.

— Un étage de puissance.

— Un système de sécurité électronique.

1. — Le préamplificateur d'entrée :

Sélectionnées par le sélecteur des différentes entrées, les modulations BF issues des sources suivantes : PU magnétique, PU céramique, et micro sont dirigées sur la base du transistor d'entrée T₁/BC238, choisi par les meilleurs modèles à faible niveau de bruit de fond. Un condensateur de 0,47 μF et une résistance série de 3,3 kΩ servent de liaison entre le commun du contacteur d'entrée et la base de T₁.

Contrairement à beaucoup de constructeurs adoptant ici le traditionnel tandem de 2 transistors montés en cascade, Esart a rompu avec le traditionnel schéma en intercalant un étage collecteur commun T₂ reliant T₁ à T₃. Cette disposition permet de contrôler parfaitement la courbe RIAA respectée ici à ± 0,5 dB entre 20 Hz et 20 kHz.

La correction RIAA est assurée par un réseau RC placé entre le collecteur de T₃ et l'émetteur de T₁. Ce réseau comprend 2 capacités de 6,8 nF et 22 nF et 2 résistances de 18 kΩ et 470 kΩ. La contre-réaction RIAA décrite ci-dessus est remplacée sur l'entrée micro par une résistance de 15 kΩ shuntée par un condensateur de 200 pF, ceci pour limiter la courbe de réponse aux fréquences élevées (≥ 20 kHz).

L'émetteur de T₁ est partiellement découplé par un condensateur de forte valeur de 150 μF, ceci afin de prélever la contre-réaction (aux bornes de 220 Ω) vers le collecteur de T₃.

A la sortie de T₃ un potentiomètre de sensibilité dose le niveau du préamplificateur vers l'entrée de T₄.

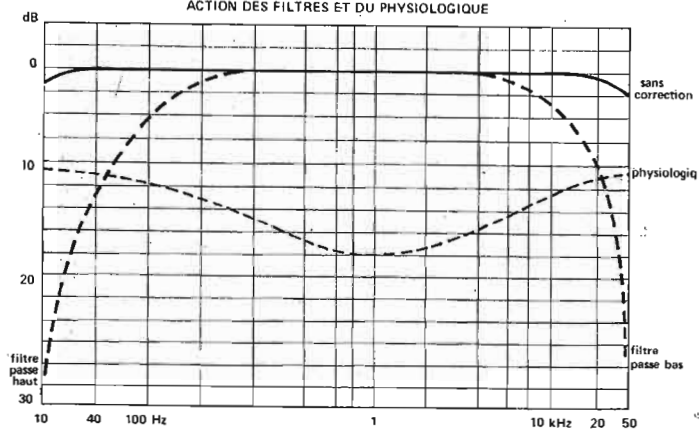
L'alimentation des transistors de préamplificateur se fait sous une tension de + 18 V réglée par une diode Zener Z18 V.

2. — Etages préamplificateurs correcteurs de tonalité, et filtres :

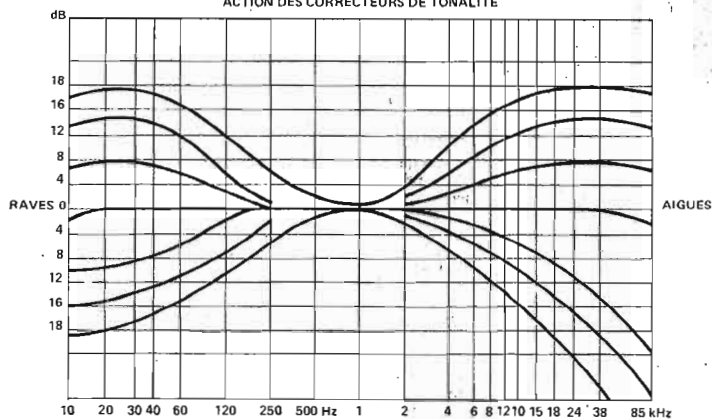
Les tensions basse fréquence issues soit du préamplificateur précité ci-dessus, ou des entrées radio et auxiliaire sont dirigées sur la base de T₄/PBC109 monté en collecteur commun par un condensateur de 5 μF.

Entre l'émetteur de T₄ et la base de T₅, se trouvent placés les

ACTION DES FILTRES ET DU PHYSIOLOGIQUE



ACTION DES CORRECTEURS DE TONALITÉ



2 sélecteurs de monitoring 1 et 2. L'on remarquera que le constructeur a prévu les réglages de niveaux aussi bien à l'enregistrement qu'à la lecture ceci par des potentiomètres de 50 k Ω .

Intercalés entre les transistors T_5 et T_6 , nous trouvons le filtre assurant la correction physiologique. Il s'agit d'un filtre en T constitué de 2 résistances de 100 k Ω d'une résistance de 18 k Ω en série avec 22 nF et d'un condensateur de 100 pF shuntant les 100 k Ω .

A la suite de ce correcteur Fletcher (Loudness) se trouvent placés les filtres passe-bas et passe-haut et à la sortie de T_6 /PBC109, sur le collecteur, nous recueillons les modulations éventuellement corrigées en amplitude et les fréquences.

Les corrections de tonalité du type Baxandall sont placées entre le collecteur de T_6 et le collecteur du transistor T_8 placé en sortie. L'adjonction du potentiomètre de médium, constitue la plus importante modification à ce niveau par rapport au modèle précédent E150S₂. L'étage tampon T_7 /PBC109 monté en emitter-follower, favorise le relevé et l'affaiblissement des fréquences basses et aiguës ; ici, nous trouvons en effet ± 18 dB à 40 Hz et 20 kHz.

3. - L'étage de puissance :

Entre la sortie du transistor T_8 et la base du transistor d'entrée T_9 du module de puissance, le constructeur a placé le contacteur de fonction à savoir :

- stéréo directe ;
- stéréo inversé ;
- canal gauche ;
- canal droit ;
- mélange des 2 voies.

Et les potentiomètres de volume et balance tous deux de 50 k Ω .

Le curseur du potentiomètre de balance dirige les modulations BF sur la base de T_9 vers un condensateur de 1 μ F et une résistance

de 1 k Ω . Le transistor T_9 , alimenté en C sous 28 V a son émetteur partiellement découplé (100 Ω et 560 Ω en série, cette dernière shuntée par 150 μ F). En alternatif, il est possible de dire que seules les tensions alternatives développées aux bornes de la résistance de 100 Ω agissent dans le circuit de contre-réaction entre l'émetteur de T_9 et le point milieu du push-pull. Cette contre-réaction est matérialisée par $R = 3,9$ k Ω .

Le transistor T_{10} constitue l'étage prédriver alimenté en V_{CE} par la moitié de la tension de l'alimentation. La résistance ajustable placée dans la base de T_{10} et fixant la polarisation de cette base permet d'ajuster la symétrie de l'étage de sortie. Il faut en effet que l'écrêtage des alternances positives et négatives soit symétriques afin de limiter la distorsion harmonique à la puissance nominale.

Les diodes placées entre les bases de T_{11} et T_{12} respectivement déphaseurs NPN et PNP assurent la polarisation des darlington de sortie constitués d'une part par T_{11} et T_{13} et d'autre part par T_{12} et T_{14} . La résistance ajustable de 220 Ω shuntant la diode supérieure règle le courant de

repos de T_{13} et T_{14} . Trop faible, il y a production de distorsion de commutation due à la classe B ; trop élevé, il se produit une perte de rendement et éventuellement un emballement thermique. Celui-ci est toutefois limité par les résistances de 0,47 Ω placées dans les émetteurs de T_{13} et T_{14} /BDY56.

Un condensateur de 3 000 μ F assure la liaison vers les enceintes et la prise de casque frontale.

4. - La protection électronique :

Constituée par une bascule, la protection électronique met en œuvre 2 transistors PBC109/ T_{15} - T_{16} . En fonctionnement normal T_{15} est bloqué et T_{16} débite. Aux bornes de la résistance de collecteur de T_{15} , il ne se produit aucune différence de potentiel et la résistance de 560 k Ω reçoit donc une tension positive suffisamment élevée (> 25 V) pour polariser T_9 , lequel amplifie alors normalement.

Si une tension trop importante est créée aux bornes de la résistance de 0,47 Ω inférieure (émetteur de T_{14}), la bascule change d'état. A ce moment T_{15} conduit et T_{16} est bloqué. Aux bornes de la résistance de 6,8 k Ω dans le collecteur de T_{15} , une chute

importante de tension se produit et la résistance de 560 k Ω peut être considérée comme allant pratiquement à la masse (0,7 V près) ; A ce moment T_9 est bloqué et n'amplifie plus. L'on peut donc dire que la protection électronique a fait son travail.

5. - L'alimentation :

Un transformateur à enroulement primaire série-parallèle pour le 220 V - 110 V, alimente un redresseur en pont constitué de 4 diodes 40R₂, le filtrage est assuré par 2 condensateurs de 4 700 μ F placés en série.

Les préamplificateurs, et le dispositif de protection électronique sont alimentés par la cellule de découplage de 470 Ω et 2 200 μ F.

LES ESSAIS

Les essais ont été surtout « musicaux », les mesures ayant été effectuées par notre revue sœur *Hi-Fi Stéréo* de 73, ce banc d'essai s'étant d'ailleurs révélé particulièrement positif pour ce nouveau modèle E200. Rappelons brièvement les particularités de cet appareil :

- Mixage intégral permettant toutes les combinaisons entre les 2 voies.
- Branchement de 2 platines commutables sur la face avant.
- Le double monitoring.
- Possibilité de passer en mono dès l'entrée dans l'appareil.
- La correction médium.
- Réglage absolu de sensibilité dès l'entrée et à la sortie des préamplis.
- Une commutation de deux groupes de H.P. sur chaque voie.
- Une garantie de trois ans.

Essayé avec des enceintes Ten, Kef, Martin LAB/MK₂, nous avons pu apprécier la définition et la pureté du signal sonore ; les corrections de tonalité sont suffisamment efficaces ; souvent d'ailleurs un léger relevé suffit amplement quel que soit le niveau d'écoute.

esart-ten

AMPLIFICATEUR E200 - PRIX : 1 840 F

● AMPLIFICATEURS

| | | | |
|--------------|---------|--------------|---------|
| PA20 | 1 160 F | E250S2 | 2 320 F |
| PA30 | 1 280 F | E250SP | 2 658 F |
| E100S2 | 1 400 F | W1000 | 4 400 F |
| E150S2 | 1 640 F | | |

● TUNERS - AMPLIS

| | |
|---------------|---------|
| PAT20 | 2 240 F |
| PAT30 | 2 480 F |
| IS150S2 | 2 960 F |

● TUNERS

| | | |
|-------------------|-------------------------|---------|
| Tuner AM/FM | 2 560 F | |
| S12C | 1 258 F - S25C | 1 640 F |
| S30 | 3 360 F - Caisson | 1 720 F |

● ENCEINTES ACOUSTIQUES

| | |
|--------------------|---------|
| E30 - 30 W | 592 F |
| E50 - 50 W | 1 280 F |
| E60 - 60 W | 1 840 F |
| V1000 - 80 W | 2 400 F |

PROMOTION « NOËL 73 »

Ensemble comprenant : Ampli E200 - 2 enceintes LEAK 600 - Platine P10-NEER PL12D, lecteur Shure 75/S 5 100 F

R A D I O DÉMONSTRATION ET VENTE :

102, boulevard Beaumarchais
PARIS-XI^e Tél. : 700.71.31
C.C. Postal 7062-05 PARIS

Robur

HAUTE FIDELITE

PARKING PRIVÉ
100, rue Amélot
(à 50 m du magasin)

CLIGNOTANT SEQUENTIEL

pour arbre de Noël

LES fêtes de Noël approchent à grands pas et il faut déjà envisager l'illumination de l'arbre. On trouve facilement dans le commerce des guirlandes électriques qui clignent ; celles-ci cependant présentent un inconvénient : l'arbre s'illumine entièrement, puis s'éteint totalement. L'effet est beaucoup plus agréable si les lampes du clignotant s'allument successivement, en une cascade de lumières. Nombreux sont ceux qui se proposent de réaliser un tel système lumineux afin de conférer plus de beauté à l'arbre de Noël et de provoquer l'émerveillement des enfants. Le circuit que nous décrivons ci-dessous complètement transistorisé, présente de nombreux avantages sur les systèmes mécaniques traditionnels : absence d'organes en mouvement et de bruit, faible encombrement. Par ailleurs, il peut être facilement programmé, c'est-à-dire qu'il est toujours possible de modifier la séquence d'allumage en agissant sur un bouton poussoir, de manière à commander une, deux ou trois lampes à la fois. Il est

également possible, au moyen du remplacement d'un seul condensateur, de régler à volonté le temps d'éclairage d'une lampe déterminée. Ce système peut trouver de nombreuses autres applications, telles que l'éclairage d'une devanture, enseignes lumineuses. Avec des lampes de différentes couleurs, on créera facilement une ambiance psychédélique.

EXAMEN DU SCHEMA

Passons maintenant à l'examen du circuit électrique du clignotant séquentiel représenté à la figure 1. Celui-ci est simple, car l'on remarque que chaque transistor est associé à un circuit identique, ne comportant que quelques éléments qui constituent la cellule élémentaire du circuit. Comme on peut le comprendre, le fonctionnement du clignotant ne dépend pas du nombre de transistors utilisés. Nous en avons représenté six sur le schéma, mais ce nombre peut être multiplié par deux, par trois ou plus.

Supposons le dispositif relié au secteur et portons le bouton poussoir sur la position de contact (poussoir appuyé). Celui-ci étant connecté au collecteur et à l'émetteur du transistor Q_6 , court-circuite ces deux électrodes ; la tension collecteur est nulle et la lampe L_6 reçoit toute la tension disponible à la sortie de l'alimentation et en conséquence s'allume.

Les autres lampes, au contraire, sont éteintes parce que les résistances $R_2-R_4-R_6-R_8-R_{10}$ maintiennent les transistors qui leur sont associés à l'état de blocage, ce qui empêche le passage d'un courant suffisant pour provoquer l'éclairage des lampes.

Dès qu'on laisse P_1 revenir à sa position de repos, par l'action de la résistance R_{12} qui relie à la masse la base du transistor Q_6 , cet élément se trouve assez rapidement bloqué, étant donné que la tension collecteur passe de 0 V à 24 V. Une impulsion positive de même valeur est reportée à travers le condensateur électrolytique C_7 , sur la résistance de base de Q_1 puisque R_1 laisse passer un courant de base suffi-

sant pour mettre ce transistor en état de conduction et provoquer l'allumage de la lampe. Celle-ci toutefois, ne reste pas allumée indéfiniment car le condensateur électrolytique C_6 , en se déchargeant, fait diminuer progressivement le courant de base du transistor Q_1 jusqu'à ce que ce dernier soit bloqué à nouveau.

Ce raisonnement est valable pour tous les autres étages ; l'élévation de tension sur le collecteur de Q_1 fait augmenter le courant de base de Q_2 et ainsi de suite. On comprend qu'après L_2, L_3, L_4, L_5, L_6 , la lampe L_7 s'allume à nouveau, donnant le départ d'un nouveau cycle.

Terminons l'étude de ce schéma et de son fonctionnement par l'examen de l'alimentation. Celle-ci est obtenue à partir du secteur à l'aide d'un transformateur dont la tension alternative secondaire de 24 V-1 A est redressée par la diode D_1 , BY127 et filtrée par les deux condensateurs électrolytiques C_8-C_9 , de 2 500 μF et par la résistance R_{13} de 10 Ω .

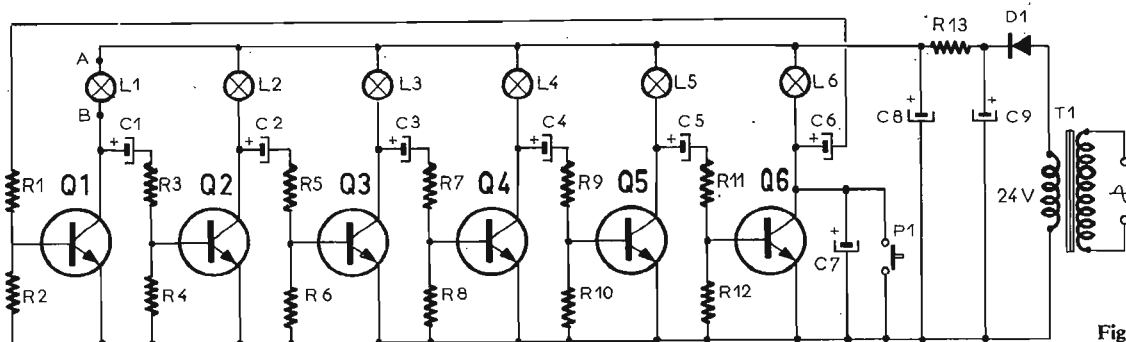


Fig. 1

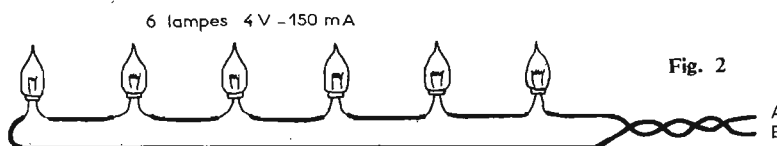


Fig. 2

6 lampes 4 V - 150 mA

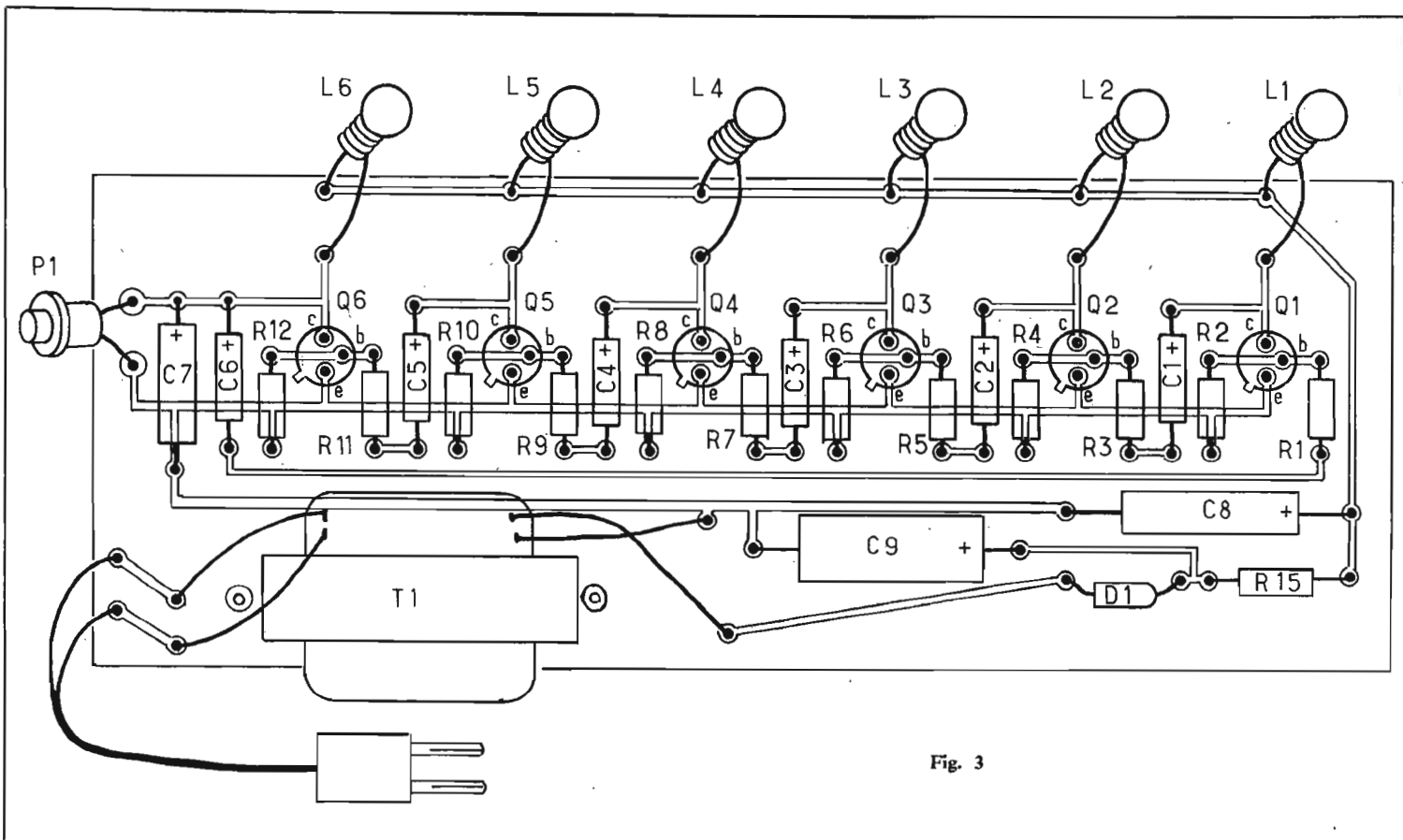


Fig. 3

COMBIEN DE LAMPES PEUT-ON CONNECTER ?

En multipliant le nombre d'étages, on peut augmenter le nombre de lampes, qui, sur le schéma original sont du type 24 V, 120 mA.

Si l'on désire utiliser ce circuit pour l'illumination séquentielle d'un arbre de Noël, on remplacera chaque lampe 24 V par un groupe de petites lampes qui équipent les guirlandes que l'on trouve dans le commerce. Il convient d'observer que la tension de sortie du dispositif est approximativement de 24 V tandis que le courant maximal ne doit pas dépasser 200 mA. Il est nécessaire de tenir compte de ces deux facteurs pour le branchement des différentes lampes. Le premier pour obtenir la même luminosité et le second pour calculer le nombre maximal de lampes qui peuvent être connectées en série.

Par exemple, on pourra relier 6 lampes de 4 V-0,15 A, ou 4 lampes de 6 V-0,15 A ou encore 7 lampes 3,5 V-0,15 A. On obtiendra ainsi, suivant les cas, pour un clignotant à 8 transistors, un assemblage pouvant s'élever

à une cinquantaine de lampes, ce qui est plus que suffisant pour obtenir un très bel effet. On veillera toutefois, à ne pas dépasser la valeur limite de courant de 200 mA que peut supporter le transistor BC107 que nous avons utilisé (Fig. 2).

Cependant, si l'on désire obtenir des courants plus intenses, il suffit de recourir à des transistors de plus grande puissance, tels le 2N1132 qui peut supporter 600 mA, ou le BFY68 qui admet un courant collecteur de 1 A. Ces données sont, bien entendu, des valeurs maximales au-dessous desquelles il faut rester pour ne pas risquer d'endommager ces composants.

Dans le cas où l'on constaterait un échauffement des transistors, ceux-ci devraient être munis de clips de refroidissement. Toutefois, toute manifestation d'élévation de température doit être considérée comme un avertissement d'une charge excessive. Dans ce cas, il faut recourir à des transistors de plus forte puissance ou diminuer la charge.

FIXATION DE LA DUREE DU CYCLE DE ROTATION

Comme nous l'avons dit, la durée d'éclairage de chaque

lampe dépend de la valeur du condensateur électrochimique qui lui est associé. En augmentant ou en diminuant cette valeur, on augmentera ou on diminuera du même coup le temps d'illumination. Cette modification peut s'appliquer sur l'ensemble ou sur quelques unités seulement. Par exemple, si on désire augmenter le temps d'allumage de L_2 , on devra agir sur le condensateur électrochimique C_1 . On procédera de même pour toutes les autres lampes. Il en résulte que par la combinaison de différentes valeurs des capacités, on pourra obtenir des variations d'effets lumineux permettant de passer d'une rotation régulière à une rotation irrégulière, chaque lampe s'allumant pendant un temps différent.

Pour obtenir des temps d'allumage assez élevés, il est également possible d'augmenter la valeur de la résistance entre base et masse, ce qui évite l'utilisation de condensateurs électrochimiques de capacité importante, de coût élevé et trop volumineux ; toutefois, dans ce cas, on devra veiller à ce que la lampe ne reste pas constamment allumée. Ensuite, on pourra augmenter la valeur de la résistance entre base

et condensateur de couplage afin d'obtenir le temps d'allumage maximal compatible avec un bon fonctionnement du circuit.

UTILISATION DU CLIGNOTANT SEQUENTIEL

Lorsque le clignotant est relié au secteur, aucune lampe ne s'allume, en raison de la symétrie du circuit. Aussi l'allumage doit-il être commandé ; mais pour éviter que l'éclairage soit général, il est nécessaire de conférer au circuit une certaine assymétrie. C'est la raison pour laquelle le condensateur électrolytique C_7 a été disposé en parallèle au transistor Q_6 .

Pour obtenir le démarrage du cycle de rotation, il est nécessaire d'appuyer sur le bouton-poussoir P_1 , ce qui a pour résultat d'allumer L_6 . Dès que celui-ci est relâché, les différentes lampes s'allument successivement. Si l'on veut allumer plusieurs lampes à la fois, il suffit d'appuyer plusieurs fois sur P_1 . Chaque fois que celui-ci est relâché, prend naissance une impulsion électrique qui provoque l'allumage de la lampe L_1 .

découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"



RAPY



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

HP 212

On observera toutefois, si l'on allume plusieurs lampes en même temps, que le courant total absorbé ne doit pas dépasser l'intensité pour laquelle l'enroulement secondaire du transformateur a été calculé.

montage paru dans *Elettronica Pratica* n° 9 nous a permis d'obtenir de fascinantes cascades lumineuses que l'approche des fêtes de Noël nous a incités à mettre à la portée de nos jeunes lecteurs.

F. HURE.

REALISATION PRATIQUE

Le circuit peut être réalisé sur une plaquette à circuit imprimé représenté à la figure 3

Bien entendu, on pourra également utiliser une plaquette bakélite à pastilles de cuivre.

Le montage est très simple et ne nécessite pas de conseils particuliers. On observera les règles habituelles : respect des polarités des condensateurs, des électrodes des transistors, soudures rapides pour ne pas endommager ces derniers.

En suivant exactement les indications données, ce système fonctionnera dès la mise en service et permettra à l'imagination de nos lecteurs de se donner libre cours pour la recherche d'effets inédits. Le prototype que nous avons réalisé en s'inspirant d'un

VALEURS DES COMPOSANTS DE LA FIGURE 1

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 47 \mu F \text{ électrolytique } 30 \text{ V.}$$

$$C_7 = 100 \mu F \text{ électrolytique } 30 \text{ V.}$$

$$C_8 = C_9 = 2\,500 \mu F \text{ } 30 \text{ V.}$$

$$R_1 = R_3 = R_5 = R_7 = R_9 = R_{11} = 680 \Omega.$$

$$R_2 = R_4 = R_6 = R_8 = R_{10} = R_{12} = 1\,500 \Omega.$$

$$R_{13} = 680 \Omega.$$

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = Q_5 = Q_6 = BC107.$$

$$D_1 = BY127.$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_6 = 24 \text{ V-150 mA ou autres combinaisons (voir texte).}$$

$$T_1 = \text{transformateur secondaire } 24 \text{ V-1 A.}$$

$$P_1 = \text{bouton-poussoir.}$$

POUR CAUSE D'EXPROPRIATION LIQUIDATION TOTALE DE TOUS NOS STOCKS A DES PRIX SACRIFIÉS

QUELQUES EXEMPLES :

- Appareils de labo. le kilo : suivant modèle, de 1 à 10 F
- Circuits imprimés, divers. le kilo : 3 et 10 F
- Transfo d'alim., THT, etc., en vac le kilo : 4 F
- Résistances, toutes valeurs le kilo : 80 à 100 F
- Epoxy, bakélite, 1 et 2 faces le kilo : 5 à 20 F
- Fils de câblage, blindés, etc. le kilo : 10 et 15 F
- Coffrets, valise d'électrophone, etc. (neufs) de 5 à 10 F
- Boîtes pour réalisation diverses, boîtes à outils, etc. de 5 à 10 F
- Oscillos et Tiroirs TEKTRON, C.R.C., etc.

- Tables de télé 10 et 20 F
- Antennes télé, 1°, 2°, 3° chaîne, nouveaux modèles (neufs) prix : 20 et 30 F
- Ventilations diverses, 110 et 220 V 20 F
- Microswitch et Sermet, divers 2 F
- Bandes magnétiques, très grand choix de 3 à 20 F
- Moteurs 1/4 CV - mono ou triphasé 40 et 30 F
- Mini-moteurs 1/20 CV « pour télécommande », etc. 5 F
- Relais divers, du mini au maxi, neuf et réemploi, ILS, etc.
- Mobilier métal. de bureau.

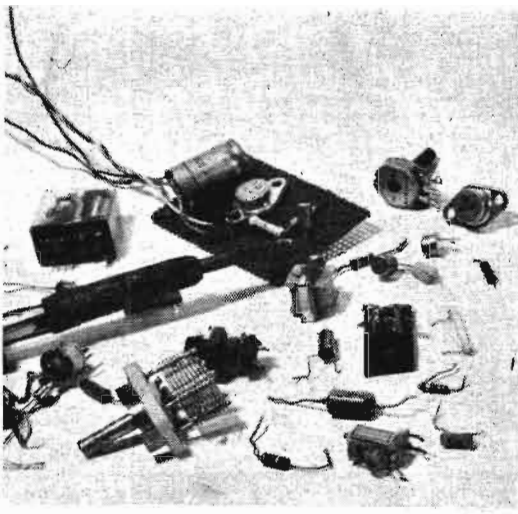
TOUS NOS PRIX SONT H.T.

VRAIMENT UNE VISITE EST INDISPENSABLE

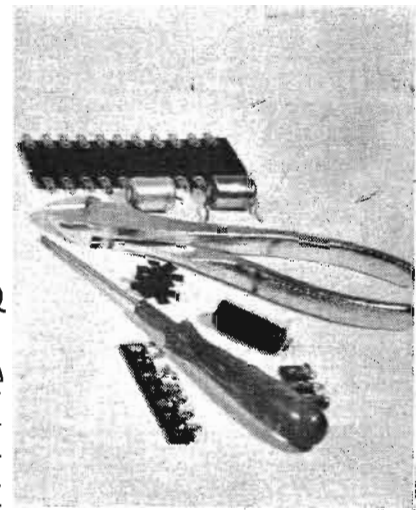
Ets DELZONGLE - 166, rue de Fontenay - 94-VINCENNÉS - Tél. : 328-77-25

DU LUNDI AU SAMEDI MIDI - FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI - DE 7 H 30 A 12 H ET DE 13 H 30 A 18 H

Aucun envoi, même contre remboursement



ABC de L'ELECTRONIQUE



LES MONTAGES NUMÉRIQUES

MONTAGE D'ESSAIS DES NAND

LES différents circuits intégrés digitaux (ou numériques) NAND sont à 2, 3 ou 4 entrées et groupés dans un même CI à 14 broches à boîtier rectangulaire, par 4, 3 et 2, comme c'est le cas des suivants :

- SFC400E : 4 NAND à deux entrées chacun.
- SFC410E : 3 NAND à trois entrées chacun.
- SFC420E : 2 NAND à quatre entrées chacun.

Pour les expériences d'initiation, il est utile de se procurer quelques CI de chaque type. Chacun dans la catégorie E (par exemple le 420E) qui est de prix très modéré, de l'ordre de quelques francs (moins de 5 F).

Afin de pouvoir expérimenter de nombreux montages avec le même jeu de CI, nous recommandons l'emploi de supports de CI. Par la suite, on soudera les CI, lorsque les montages réalisés seront définitifs.

Un montage de démonstration, assez spectaculaire, surtout dans un local d'enseignement, est celui de la figure 1, permettant d'essayer des NAND à 2, 3 ou 4 éléments, montés en cascade et associés à des circuits témoins, comme ceux décrits dans notre précédent article (ABC du H.P. de novembre 1973).

On voit que quatre éléments de NAND, sont portés à des états dépendant des niveaux 0 et 1 appliqués aux entrées A_1 , B_1 et C_1 du premier élément de NAND, du CI SFC410E.

1° On laisse toutes les entrées A_1 , B_1 et C_1 du CI₁ en l'air, ce qui revient à les porter au niveau 1. Il en résulte que le niveau de S_1 sera à zéro : $S_1 = 0$. De ce fait, le témoin T_1 sera éteint.

Comme S_1 est reliée à A_2 de CI₂, tandis que B_2 de ce même CI est en l'air, on a pour ce CI : $A_2 = 0$ et $B_2 = 1$ donc, $S_2 = 1$ et le témoin T_2 s'éclaire.

Il est clair que les choses se passeront encore de la même manière pour S_3 et S_4 , donc les témoins T_3 et T_4 , s'éclaireront ou s'éteindront, selon le tableau suivant :

CI₁ : $A_1 = 1$, $B_1 = 1$, $C_1 = 1$, $S_1 = 0$, T_1 obscur.
 donc dans CI₂ : $A_2 = 0$, $B_2 = 1$, $S_2 = 1$, T_2 allumé,
 dans CI₃ : $A_3 = 1$, $B_3 = 1$, $C_3 = 1$, $D_3 = 1$, $S_3 = 0$, T_3 obscur,
 et dans CI₄ : $A_4 = 0$, $B_4 = 1$, $S_4 = 1$, T_4 allumé.

Passons à l'expérience suivante.

2° On laisse deux entrées en l'air et une est mise à la masse dans CI₁. Les résultats obtenus sont soulignés ci-après,

CI₁ : $A_1 = 0$, $B_1 = 1$, $C_1 = 1$, $S_1 = 1$, T_1 allumé,

CI₂ : $A_2 = 1$, $B_2 = 1$, $S_2 = 0$, T_2 obscur,

donc dans CI₂ : $A_2 = 0$, $B_2 = 1$, $S_2 = 1$, T_2 allumé,

CI₄ : $A_4 = 1$, $B_4 = 1$, $S_4 = 0$, T_4 obscur.

On voit que les témoins T_1 et T_3 s'allument, tandis que T_2 et T_4 sont éteints, juste le contraire de ce qui s'est produit dans l'expérience précédente.

Les deux expériences 1 et 2, peuvent se « démontrer » avec un interrupteur disposé entre la masse et l'entrée B_1 de CI₁ : interrupteur ouvert = expérience 1, interrupteur fermé = expérience 2.

A noter que le montage de la figure 1 ne fonctionnera que si les quatre éléments CI₁ à CI₄ sont également branchés au + et

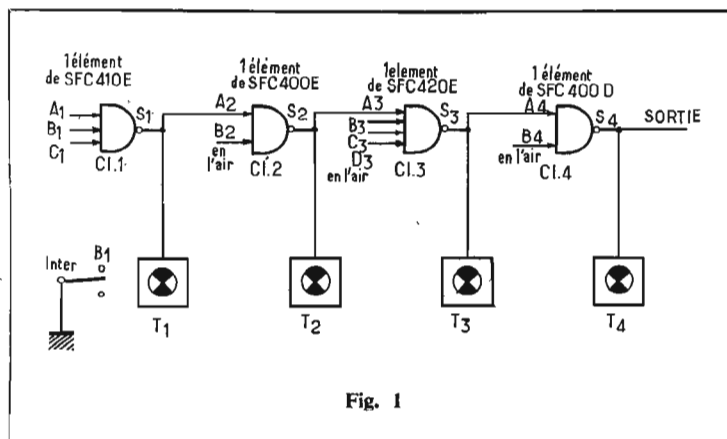
au - de l'alimentation, de même que les quatre montages T_1 à T_4 des témoins (même alimentation de 5 V). Remarquons que CI₁ et CI₄ étant des éléments de SFC400, on pourra très bien les prendre dans un même circuit intégré de ce type.

L'expérience peut, d'ailleurs, s'effectuer aussi bien avec un seul CI SFC400, dont les quatre éléments seraient utilisés. Dans ce cas, supprimer sur le schéma de la figure 1, les entrées C_1 , C_3 et D_3 .

GENERALISATION

Dans l'expérience 1, on a obtenu $S_1 = 0$, $S_2 = 1$, $S_3 = 0$ et $S_4 = 1$. Dans l'expérience 2, on a obtenu $S_1 = 1$, $S_2 = 0$, $S_3 = 1$ et $S_4 = 0$. On arrive à la conclusion générale que si l'on monte n circuits de cette manière, on obtiendra, dans l'expérience 1 : $A_1, B_1, C_1, \dots = 1$, l'allumage des témoins pairs et l'extinction des témoins impairs ; dans l'expérience 2 : $A_1, B_1, C_1, \dots = 1$ mais une seule ou plusieurs entrées à zéro (autrement dit tous les cas, sauf toutes les entrées à 1), allumage des T impairs et extinction des T pairs.

On dira que cette succession de NAND donne, à la sortie, dans une expérience, le contraire de ce qui a été obtenu dans l'entrée. D'autre part, chaque NAND est un inverseur logique. Lorsque les entrées ne sont pas toutes à 1, on a, à la sortie, l'état 1. L'état 1 est ce complément de l'état 0 et l'état 0 est le complément de l'état 1.



EXPERIENCE 3

D'autres expériences peuvent être faites, en pratique ou « sur le papier », comme les suivantes :

Partons de l'expérience 1 réalisée avec quatre éléments d'un CI type 400, selon le schéma de la figure 1, mais avec adjonction de deux interrupteurs I_1 et I_2 comme le montre la figure 2.

Pour faciliter la recherche des solutions, rappelons que **l'état 0 d'une sortie ne peut être obtenu que si toutes les entrées sont à 1 (ou laissées en l'air)**. Dans tous les autres cas, la sortie est à 1.

Pour un élément NAND à deux entrées A et B, on a la table de vérité ci-après :

Table de vérité

| NAND 2 entrées | | |
|----------------|---|---|
| A | B | S |
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Ceci remis en mémoire, on voit immédiatement que si I_2 est ouvert, on retrouve les deux expériences précédentes : l'expérience 1 avec I_1 ouvert et l'expérience 2 avec I_1 fermé.

Restent donc deux expériences avec I_2 fermé et I_1 ouvert ou fermé.

Expérience 3 A : I_2 fermé, I_1 ouvert.

On a : $A_1 = 1, B_1 = 1, S_1 = 0, T_1$ éteint.
 $A_2 = 0, B_2 = 0, S_2 = 1, T_2$ allumé.
 $A_3 = 1, B_3 = 1, S_3 = 0, T_3$ éteint.
 $A_4 = 0, B_4 = 1, S_4 = 1, T_4$ allumé.

L'expérience 3 A allume seulement les témoins de rang pair, comme dans l'expérience 1.

Expérience 3 B : I_2 fermé, I_1 fermé.

On a, dans ce cas :

$A_1 = 0, B_1 = 1, S_1 = 1, T_1$ allumé.
 $A_2 = 1, B_2 = 0, S_2 = 1, T_2$ allumé.
 $A_3 = 1, B_3 = 1, S_3 = 0, T_3$ éteint.
 $A_4 = 0, B_4 = 1, S_4 = 1, T_4$ allumé.

On voit que le cas 3 B est différent des trois précédents, avec la succession des allumages de T_1, T_2 et T_4 , seul T_3 étant éteint. D'autres cas peuvent être imaginés en disposant un interrupteur I_3 sur B_3 , un interrupteur I_4 sur B_4 et nous laissons au lecteur le soin et le plaisir de raisonner ou de réaliser ces expériences et même, d'inventer des applications amusantes ou utiles, par exemple avec des lampes de couleur. Des jeux de société peuvent être créés ainsi.

LA FONCTION ET (AND)

Il apparaît comme évident qu'un circuit ET soit réalisable avec un NAND suivi d'un NON. Ce dernier peut être réalisé avec un autre NAND, monté de façon à ce qu'il ne fonctionne que comme inverseur. Le montage expérimental est donné à la figure 3 et utilise, par exemple, un élément d'un SFC410E et un élément de SFC400E. En supprimant C_1 , on réalisera ce même montage avec deux éléments de SFC400E.

Appliquons une tension de niveau 1 à $A_1, B_1, C_1...$ dans ce cas, si toutes les entrées de CI_1 sont à 1 (avec tension ou laissées en l'air), S_1 est à zéro et A_2 l'est aussi, tandis que B_2 , en l'air, est à 1 donc S_2 est à 1 et T s'allumera. Il n'y a pas d'inversion pour le tout. Finalement, on voit que 1 à

l'entrée donne 1 à la sortie, ce qui est bien le comportement d'un circuit ET.

Maintenant agissons autrement : laissons encore $B_1, C_1...$ en l'air (on a des niveaux 1) et appliquons à A_1 le niveau zéro en reliant A_1 à la masse par exemple, l'interrupteur n'étant pas indiqué, mais étant réalisé comme sur les figures précédentes pour les montages expérimentaux de démonstration.

On a alors : $A_1 = 0, B_1 = 1, C_1 = 1...$ donc $S_1 = 1$ et par conséquent $A_2 = 1$ et $B_2, C_2...$ = 1 aussi, étant laissées en l'air, donc, encore $S_2 = 0$ et la lampe de T s'éteint. La non-inversion est effectuée également car l'action de $A_1 = 0$ conduit à $S_2 = 0$, donc le circuit est bien un ET.

Il faut toutefois comparer le niveau de l'entrée de CI_1 sur laquelle on agit avec la sortie de CI_2 , aboutissant au témoin. Le 1 à l'entrée donne alors 1 à la sortie et le 0 à l'entrée donne 0 à la sortie avec un ET.

LA FONCTION OU (OR)

OU se traduit par OR en anglais. Le NON OU se traduit, évidemment par NOT OR, en abrégé NOR, termes à retenir pour pouvoir consulter les documents écrits en anglais, souvent en allemand et même... en français.

La fonction OU peut se réaliser avec un montage comme celui de la figure 4. Ce montage peut s'établir en utilisant trois éléments d'un SFC400E ou toute autre combinaison de CI, parmi ceux cités ou d'autres de ce genre.

Les trois CI sont évidemment des NAND, mais leur ensemble crée la fonction OU.

En effet, trois cas sont possibles au sujet du niveau des en-

trées de CI_1 et CI_2 : A_1 et A_2 sont à 1 (ou laissées en l'air) ; A_1 et A_2 sont l'un à 1 (ou laissées en l'air), l'autre à zéro, les entrées non citées B_1 et B_2 sont en l'air, donc à 1 dans tous les cas. Considérons chaque cas séparément et utilisons les connaissances établies précédemment :

Cas 1 : $A_1 = 0, B_1 = 1$, donc $S_1 = 1$; $A_2 = 1, B_2 = 1$, donc $S_2 = 0$.

Ensuite : $A_3 = S_1 = 1, B_3 = S_2 = 0$ donc $S_3 = \overline{S_1 \cdot S_2} = \overline{1 \cdot 0} = 1$, et il est clair que l'on a aussi : $S_3 = \overline{A_1 \cdot A_2} = 1$ dans le cas présent.

Cas 2 : $A_1 = 1, A_2 = 0$. C'est la reproduction du cas 1 avec A_1 et A_2 permutés (avec bien entendu $B_1 = 1$ et $B_2 = 1$).

Cas 3 : $A_1 = 0, A_2 = 0$. On a : $A_1 = 0, B_1 = 1, S_1 = 1$.

$A_2 = 0, B_2 = 1, S_2 = 1$.
 $A_3 = S_1 = 1, B_3 = S_2 = 1$,
 $S_3 = 0$ donc $S_3 = \overline{A_1 \cdot A_2} = 1$.

La formule $S_3 = \overline{A_1 \cdot A_2}$ est donc valable dans tous les cas et se vérifie aisément, comme nous venons de le faire.

D'autre part, la fonction OU est obtenue d'un circuit qui donne à la sortie un signal $S = X + Y$.

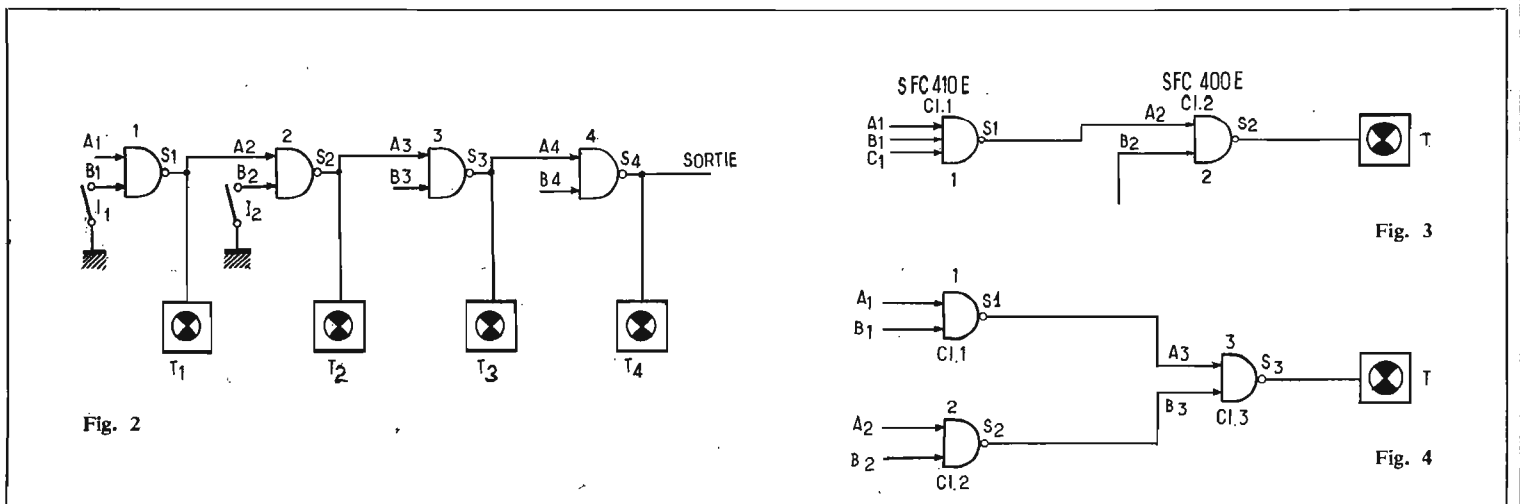
Le signe + dans un OU se justifie par le fait que S prend le signe obtenu par additions logiques comme suit : deux 0 donnent 0 (exemple $0 + 0 = 0$, ensuite : $0 + 1 = 1, 1 + 0 = 1$). En algèbre de Boole, deux fois l'état 1, c'est encore l'état 1. Finalement, pour un OU (OR), on a toujours 1, sauf si les deux états sont à zéro : $0 + 0 = 0$; $0 + 1 = 1$; $1 + 0 = 1$; $1 + 1 = 1$.

La barre indique également l'inversion du signe du niveau 0 à 1, ou 1 à zéro.

On démontrera que l'on a, d'une manière certaine :

$$\overline{X + Y} = \overline{X} \cdot \overline{Y}$$

Quatre cas : $X = 0, Y = 0$. Cela donne $1 + 1 = \overline{0 \cdot 0} = 1$.



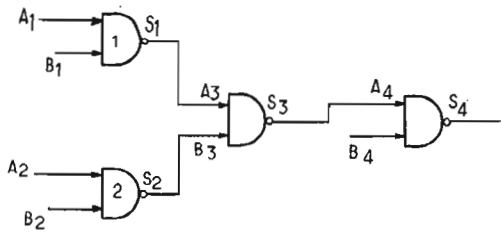


Fig. 5

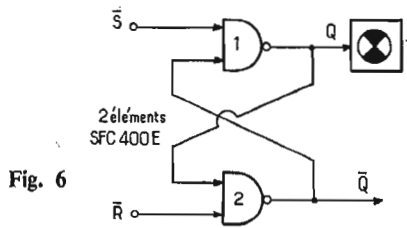


Fig. 6

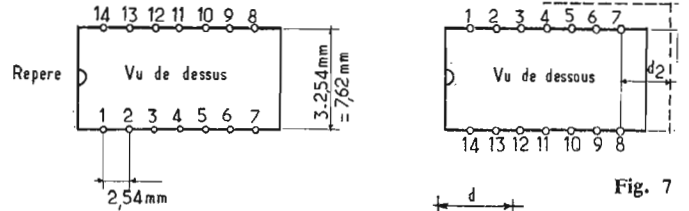


Fig. 7

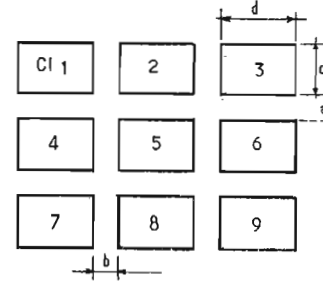


Fig. 8

$X = 1, Y = 0$. Cela donne $0 + 1 = \overline{0.1} = 1$.

$X = 0, Y = 1$. Cela donne $1 + 0 = \overline{1.0} = 1$.

$X = 1, Y = 1$. Cela donne $0 + 0 = \overline{1.1} = 0$.

La formule à retenir $\overline{X + Y} = \overline{X.Y}$ est donc vérifiée et même démontrée, car tous les cas des valeurs de X et Y ont été considérés.

Avec le montage de la figure 4, faisons $X = A_1$ et $Y = A_2$. La sortie S_3 donne $\overline{A_1.A_2}$ c'est-à-dire $\overline{A_1 + A_2}$. Le circuit est donc un OU (en anglais OR).

De même, si aux entrées de 1 et 2, points A_1 et A_2 on applique les niveaux $\overline{A_1}$ et $\overline{A_2}$, la sortie donnera $\overline{\overline{A_1}. \overline{A_2}} = \overline{\overline{A_1 + A_2}}$. En effet $\overline{\overline{A_1}. \overline{A_2}} = \overline{\overline{A_1 + A_2}} = \overline{\overline{A_1 + A_2}} = A_1 + A_2$.

La fonction NON OU = NI = NOR demande l'emploi d'un interrupteur donnant à la sortie l'opposé de ce que donne la fonction OU (OR). Pour réaliser la fonction NI (NOR), il suffira, par exemple, d'utiliser un circuit NAND monté en inverseur (comme CI_1 ou CI_2 de la figure 4). De ce fait, en S_3 on aurait $\overline{X + Y}$, par exemple et à la sortie de l'inverseur $\overline{\overline{X + Y}} = X + Y = A_1 + A_2$.

Voici ce montage à la figure 5. Vérifions qu'il est un NOR avec $A_1 = 0, A_2 = 0$. Il faut trouver à la sortie $\overline{0 + 0} = \overline{0} = 1$.

En effet, on a successivement : $A_1 = 0, B_1 = 1$ donc $S_1 = 1$. De même $S_2 = 1$ donc $S_3 = A_1 + A_2 = 0 + 0 = 0$ et finalement $S_4 = 1 = \overline{0 + 0}$.

La vérification se fera aussi dans les cas particuliers restants : $A_1 = 1, A_2 = 0, A_1 = 0, A_2 = 1$ et $A_1 = 1, A_2 = 1$.

Les témoins des figures 3 et 4 confirment les résultats de l'analyse du fonctionnement des circuits.

On voit que tous ces montages se basent sur le passage d'un transistor de l'état de blocage à celui de conduction. L'étude élémentaire des circuits numériques n'est donc pas très difficile, mais il faut avoir une bonne mémoire pour savoir quel est le comportement de divers circuits tels que ET (AND) OU (OR) NONET (NAND) NI (NOR), inverseur et quelques autres que nous étudierons ci-après. Commençons, par exemple par un des multivibrateurs bien connus de nos lecteurs, le multivibrateur bistable que l'on utilise aussi dans quantité de montages autres que ceux numériques.

BISTABLE R-S REALISABLE AVEC DES NAND

Normalement, il existe des CI_1 contenant des bistables tout montés, mais on peut aussi, dans le domaine expérimental surtout, réaliser des bistables (dits aussi bascules ou basculeurs) avec deux NAND, pris par exemple dans un CI en comportant plusieurs. Le plus avantageux est le « 400 » car il contient quatre éléments ce qui permet, si nécessaire, de réaliser, comme le montre la figure 6, deux bistables ou un bistable associé à d'autres montages utilisant ces deux NAND. A noter que pour réaliser un multivibrateur bistable, des NAND à deux entrées chacun sont tout indiqués, d'autres entrées seraient superflues.

Le schéma de la figure 5 permet de reconnaître les deux couplages croisés propres aux multivibrateurs. Il n'y a pas de condensateur dans les liaisons, ce qui caractérise un bistable. Dans celui de la figure 5, on remarquera la présence de deux

entrées \overline{S} et \overline{R} pratiquées sur les entrées disponibles des NAND, les autres ayant été utilisées par ces couplages avec les sorties des NAND opposés. En numérotant 1 et 2 les deux NAND, l'entrée \overline{S} sera sur le NAND 1, la sortie Q sur le même, l'entrée \overline{R} sur le NAND 2 dont la sortie sera \overline{Q} (lu Q barre, rappelons-le).

Comme pour tous les bistables, lorsque l'une des sorties est dans un état (0 ou 1) l'autre est dans l'état opposé (respectivement 1 ou 0).

Lorsque les deux entrées du bistable \overline{S} et \overline{R} sont en même temps à l'état 1, le bistable est prêt à fonctionner. Il y aura alors, certainement, une des sorties à l'état 1 et l'autre à l'état zéro, donc deux possibilités : $Q = 1, \overline{Q} = 0$ ou $Q = 0$ et $\overline{Q} = 1$.

Il suffira d'appliquer sur une des entrées \overline{S} ou \overline{R} , une tension nulle sur \overline{S} pour que le bistable ait les états opposés aux sorties : Q , par exemple passe de l'état 0 à l'état 1, tandis que \overline{Q} passe de l'état 1 à l'état 0. Si, toutefois, cet état existe lorsque l'entrée \overline{S} est mise à la masse (c'est-à-dire au niveau zéro), le bistable reste dans l'état où il se trouve aux sorties.

Expliquons cela plus méthodiquement afin que l'on retienne ces données de fonctionnement.

1° \overline{S} et \overline{R} sont en l'air, donc aux états 1. Les sorties Q et \overline{Q} sont dans des états opposés, mais on ne peut pas savoir lequel est à zéro et lequel est à 1. De ce fait, deux possibilités :

(a) : $Q = 0; \overline{Q} = 1$

Si l'on amène \overline{S} à l'état 0, il y a basculement et on obtient : $Q = 1, \overline{Q} = 0$

$Q = 1, \overline{Q} = 0$

(b) : $Q = 1; \overline{Q} = 0$.

Si l'on amène \overline{S} à l'état 0, il ne se passe rien à la sortie et il

y a confirmation de l'état existant donc :

$Q = 1, \overline{Q} = 0$

En règle générale, on peut donc dire que si les deux entrées \overline{S} et \overline{R} sont à l'état 1 (en l'air), le multivibrateur bistable est, à la sortie dans un état quelconque et l'application d'un signal 0, sur une entrée libre, par exemple sur \overline{S} , amène ou confirme la sortie correspondant à l'état opposé 1, ce qui est d'ailleurs le propre d'un NAND qui est inverseur, remarque permettant de retenir ce mode de fonctionnement.

L'examen du système de la figure 6 permet de voir que le montage est absolument symétrique et si \overline{S} correspond à la sortie Q , \overline{R} correspond à la sortie \overline{Q} , mais les deux « lignes » horizontales sont permutable. Un témoin peut être placé à la sortie Q . Il s'allumera si Q est à l'état 1 (donc si cet état existait d'avance ou s'il a été provoqué par \overline{S} à la masse) et il s'éteint si $Q = 0$.

Un témoin à la sortie \overline{Q} n'est pas nécessaire, car il indiquerait constamment le contraire de ce qu'indique le témoin monté à la sortie Q . En désignant par \overline{S} et Q une des « lignes » du montage, on dira que le basculeur est dans l'état travail si $Q = 1$ (donc par hasard ou en faisant $\overline{S} = 0$).

Si le basculeur est dans l'état travail, on l'amènera sûrement à l'état opposé nommé état repos, par le moyen évident : en mettant l'entrée \overline{R} à zéro.

Signifient la même chose : $X = 0, X$ à la masse, X à l'état 0 et X au niveau 0, et d'autre part : $X = 1, X$ « en l'air », X réuni à une tension fixe suffisante pour obtenir le niveau 1, et X au niveau 1. On dit aussi niveau logique 0 ou 1.

Lorsque T est branché en Q , l'état travail correspond à $Q = 1$,

donc à l'allumage de la lampe du témoin. Lorsque le bistable est à l'état travail, il sera amené à l'état repos (voir plus haut) en faisant $\bar{R} = 0$. Si le bistable est déjà à l'état repos, l'action $\bar{R} = 0$ n'y changera rien, tandis qu'en faisant $\bar{S} = 0$, le bistable passera à l'état travail. Les entrées \bar{S} et \bar{R} sont donc des commandes d'un bistable, permettant de faire passer ce montage d'un état à l'état opposé. Un montage expérimental avec plusieurs démonstrations, permettra d'assimiler rapidement ce qui vient d'être indiqué ci-dessus. Le passage d'un état à l'autre d'un multivibrateur bistable se nomme basculement et cela justifie les noms de bascule ou basculeur, donnés à ce montage. Ces basculements évoquent la balance.

REALISATION PRATIQUE DES MONTAGES DECRITS

En raison de leur simplicité, due principalement à l'emploi des circuits intégrés, il est assez facile de les réaliser matériellement et ces réalisations se feront très rapidement en faisant appel à un procédé habituel de montage à la portée de tous : platine imprimée, platine isolée avec ou sans trous, platine Veroboard à lignes métallisées de trous.

Pour passer à la réalisation, il faut connaître les dimensions des composants utilisés dans ces montages en projet.

On a donné aux figures 2 et 7 du précédent ABC, les brochages des boîtiers de circuits intégrés « 400 » et « 410 ». Ce brochage, le CI étant vu de **dessus** (donc le point 1 à gauche du repère) est valable aussi pour les supports vus de dessus, c'est-à-dire avec les « trous » vers l'observateur.

A la construction, que l'on monte le CI ou son support correspondant, le montage est **exactement** le même, car les broches à souder du support sont disposées, comme les broches à souder du CI.

Les avantages de l'emploi du support ont été indiqués précédemment.

Voici à la figure 7, les brochages des CI 400 et 420, sans indication de leur contenu. A gau-

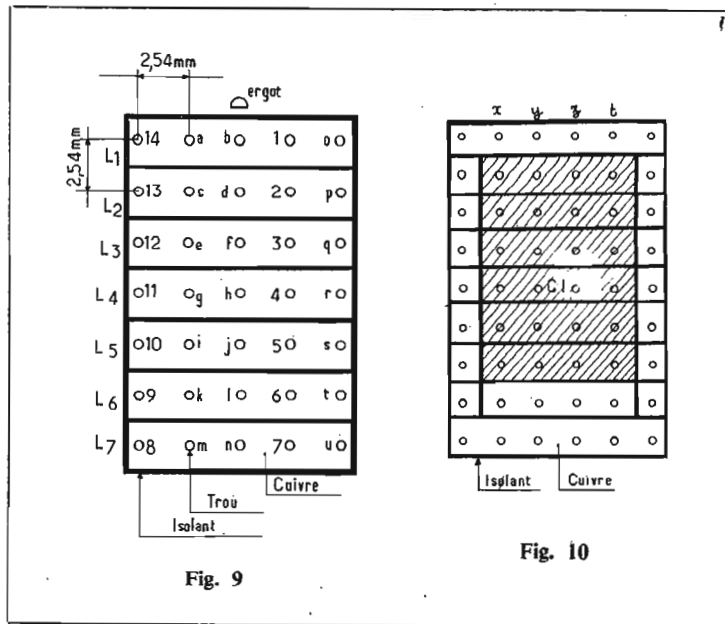


Fig. 9

Fig. 10

che, vus de dessus, à droite vus de dessous. Les dimensions qui nous intéressent sont :

(a) Distance entre deux broches voisines : 2,54 mm = 1/10 de pouce (1 pouce = 25,4 mm). En anglais : inch.

(b) Distance entre les deux lignes de broches : $3 \cdot 2,54 \text{ mm} = 7,62 \text{ mm} = 3/10$ de pouce = 3/10".

Les mêmes distances sont valables pour les deux faces des supports, la face inférieure avec broches à souder et la face supérieure à trous pour l'entrée du CI correspondant.

Sur les CI et sur les supports, il faut compter, approximativement, 1 mm environ de plus pour le boîtier en matière isolante (dimensions d_1, d_2) donc, le support ou le CI aura un encombrement de $n \cdot 2,54 + 2 d_2$ en longueur et $3 \cdot 2,54 + 2 d_1$ en largeur, avec $d_1 = d_2 = 1 \text{ mm}$ environ.

Exemple : dans les cas des « 400 », « 410 », « 420 », les boîtiers sont à 2.7 broches, donc $n = 7$ et si $d_1 = d_2 = 1 \text{ mm}$, l'encombrement du CI ou de son support sera, au maximum, de : Longueur $7 \cdot 2,54 + 2 = 17,78 + 2 = 19,78 \text{ mm}$ max.

Largeur $3 \cdot 2,54 + 2 = 7,62 + 2 = 9,62 \text{ mm}$ max.

Sur les modèles de supports, nous avons relevé, en effet, les

dimensions suivantes : longueur 19 mm, largeur 9,5 mm.

Pratiquement, sur une platine, on réservera un emplacement de $20 \times 10 \text{ mm}$ pour chaque CI ou son support.

Entre deux CI ou deux supports, s'il n'y a pas d'autres composants, comme c'est le cas de certains des montages décrits, la distance entre deux exemplaires pourra être la plus petite possible pratiquement, par exemple un CI ou un support tous les 22 mm (en longueur) ou, s'ils sont en ligne, distants de 1 ou 2 mm. Comme on le montre à la figure 8. On comptera, au **maximum** : $d = 20 \text{ mm}$, $c = 10 \text{ mm}$, et au **minimum** : $a = 2 \text{ mm}$, $b = 2 \text{ mm}$.

Pour la commodité du câblage, on pourra prendre a et b beaucoup plus grands par exemple 10 mm.

MONTAGE SUR PLATINE IMPRIMEE

Les expérimentateurs ayant la possibilité de réaliser eux-mêmes des platines imprimées, pourront effectuer d'excellents exercices pratiques dans cette technique, en les réalisant pour la construction des montages numériques (digitaux), aussi simples que ceux décrits jusqu'ici. A défaut de platines imprimées, un montage ra-

pide et d'excellente présentation se fera sur des platines Veroboard.

En raison des écartements en module de 2,54 mm des CI, on devra utiliser les platines Veroboard établies pour ce module, dont nous donnons une fraction de sa surface vue de la face cuivre, à la figure 9 (platines M10, F6, M3, M23).

Les trous sont disposés à des distances de 2,54 mm, dans les deux directions, ce qui contribue à son quadrillage en module de 2,54 mm, dont les trous marqués 1 à 7 et 8 à 14, seront tout prêts à recevoir un CI ou un support à 14 broches. Avec deux tours de plus, on pourra fixer un CI ou un support à 16 broches.

La dimension « longueur » du CI doit être **perpendiculaire** aux lignes métallisées L_1 à L_7 , afin que les broches qui se suivent soient isolées entre elles.

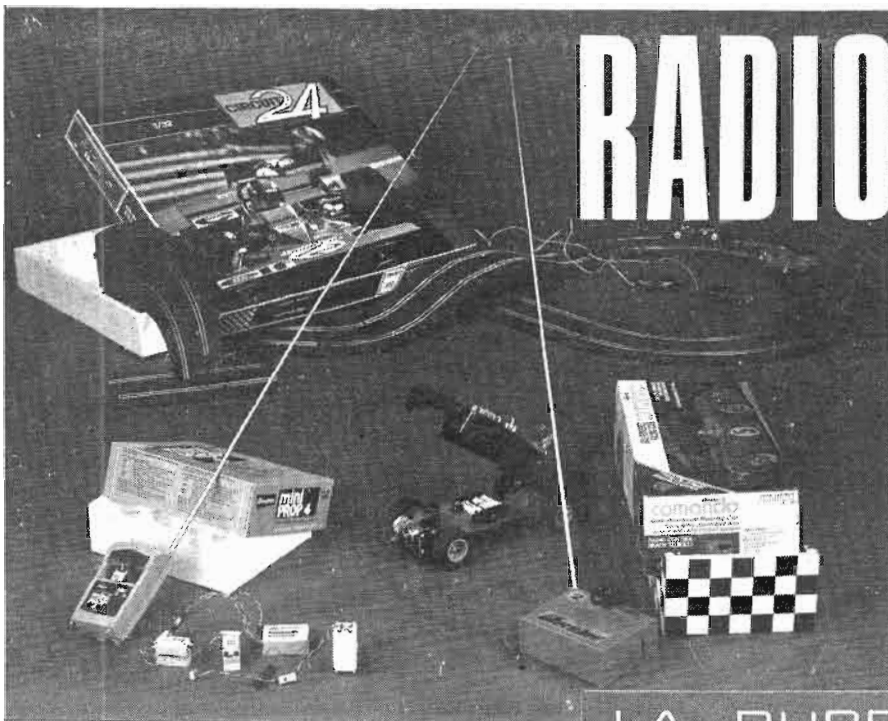
De plus, entre la « colonne » des broches 1 à 7 et celle des broches 8 à 14, il y a des trous $a, b, c \dots u$ qui ne seront pas utilisés. Il faudra, évidemment, isoler les points 1 et 14, 2 et 13, 3 et 12... 7 et 8 en **faisant** une colonne de trous, par exemple les trous $a, c, e, g \dots m$ ou la colonne de trous $b, d, f \dots n$, ou les deux colonnes.

Selon les cas, on ne fraisera pas ces trous de la colonne $a, p, q \dots u$, ni ceux de la colonne non indiquée, à gauche de la colonne des trous 14 à 8, car ces trous serviront de points de contact avec les broches du CI ou de son support.

Par « fraiser » on entend enlever par fraisage, la métallisation qui entoure ce trou de façon à couper la métallisation de la ligne en cet endroit.

Au lieu d'un fraisage, on pourra aussi bien agrandir le trou jusqu'au diamètre suffisant pour interrompre la métallisation de la ligne en cet endroit.

Sur la platine considérée, un trou de 2 mm conviendra, mais pas plus grand. A la figure 10, on montera un CI sur une platine. Le CI est vu sur la face « cuivre » de la platine « de dessous », donc avec le point 1 à droite de l'ergot.



RADIO COMMANDE

DES MODÈLES RÉDUITS

LA RUBRIQUE DES F1000

UN RÉCEPTEUR DE TÉLÉCOMMANDE

LA télécommande a pris une tournure assez rebutante pour les amateurs débutants. Les ensembles sont devenus de plus en plus complexes et font appel à des moyens techniques modernes. Il est en conséquence impératif pour les amateurs débutants de publier des descriptions relativement plus simples dans un but d'initiation pratique et vraiment à la portée de tous.

Nous vous proposons la description d'un petit récepteur de télécommande tirée de l'excellente revue *Everyday Electronics* de janvier 1973. Il s'agit d'un montage expérimental dont nous soumettons la réalisation à nos lecteurs.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est donné figure 1. Cinq transistors sont nécessaires à la réalisation de ce montage. Le transistor TR₁ est monté en détecteur à super-réaction.

L'entretien des oscillations est assuré par l'intermédiaire du condensateur C₆ placé entre émetteur et collecteur, grâce à la bobine d'arrêt L₂ constituée d'une bobine de correction vidéo PV.

La polarisation de base du transistor T₁, s'effectue par l'intermédiaire d'un pont de résistances R₁, R₂.

Dans le collecteur on insère le circuit oscillant L₁, C₁ qui détermine la fréquence de travail du récepteur fixée à 27,120 MHz.

Le prélèvement des tensions BF détectées s'effectue au niveau de la résistance R₄ par l'intermédiaire du condensateur C₇ de 0,01 μ F.

Ces tensions sont préamplifiées au niveau d'un deuxième étage équipé d'un transistor BC109. Par l'intermédiaire du transformateur T₁, les tensions BF sont injectées au transistor T₃. Il en est de même pour les transistors TR₄ et TR₅.

En l'absence d'émission le transistor oscillateur TR₁ produit un souffle caractéristique. Ce souffle est transmis aux divers étages qui sont chargés de

l'amplifier et de le transformer en un courant susceptible de faire coller le relais.

Lorsqu'un ordre est envoyé, le souffle cesse et le relais décolle. Pour cela il faut évidemment réaliser l'accord à l'aide du noyau mobile de la bobine L₁.

Enfin, l'alimentation s'effectue à l'aide d'une tension de 4,5 à 4,8 V.

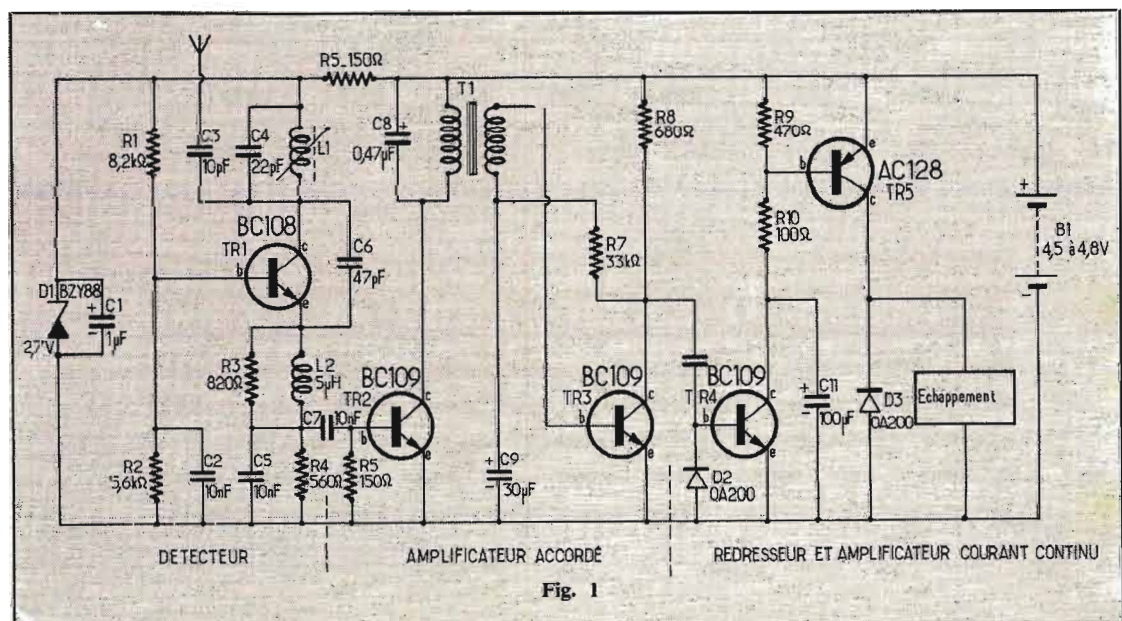


Fig. 1

REALISATION PRATIQUE

Pour obtenir un ensemble compact, les éléments doivent être très proches les uns des autres. Aussi faut-il isoler tous les fils (souplisso) pour éviter qu'ils ne se touchent.

Etant donné que l'on trouve dans le commerce des transformateurs de différentes tailles pour les mêmes caractéristiques, on prendra T_1 le plus petit possible, pour pouvoir le loger dans l'espace prévu sur la plaquette.

L'ensemble est monté sur une M-board de 6 cm x 1,75 cm et de 2,5 mm d'épaisseur.

— Sectionner les bandes de contact et percer la plaquette selon la figure 2.

— Percer également un trou de \varnothing 6 mm en C_2 , destiné à recevoir le mandrin de la bobine L_1 . Pour exécuter cette bobine, se reporter à la figure 3, et procéder comme suit : après avoir collé le mandrin sur la plaquette à l'affleurement des bandes de contact, souder une extrémité d'un fil émaillé de \varnothing 1 mm au point D_3 du M-board, puis enrouler 10 spires serrées sur le mandrin, et fixer l'autre extrémité du fil en D_1 . Appliquer ensuite une couche de colle au polystyrène sur la bobine pour maintenir les spires en place.

On peut alors effectuer l'assemblage des autres composants sur la plaquette, en commençant

du côté de L_1 , mais en omettant momentanément R_3 .

— Coller le transformateur T_1 en place, puis s'assurer que la polarisation des condensateurs électrolytiques et des diodes est bien respectée.

Quant à l'antenne, elle est constituée d'une longueur de 45 à 50 cm de fil flexible isolé, utilisé également pour les connexions B, C et D.

ESSAI ET ALIGNEMENT DU RECEPTEUR

— Souder provisoirement une résistance de 820 Ω sur le verso de la plaquette en R_3 , et une ampoule de 3,5 V et 300 mA comme charge de sortie entre les fils C et D.

— Visser le noyau de ferrite de L_1 jusqu'à ce qu'il affleure la 2^e spire de l'enroulement.

Pour un premier essai, on peut alimenter le récepteur par une pile de 4,5 V en connectant le fil B à la borne +.

Si, en branchant la pile, l'ampoule s'allume et reste allumée, réduire la valeur de R_3 — par exemple : 560 Ω . Si, par contre, elle s'éteint, s'assurer qu'elle se rallume lorsqu'on dévisse presque complètement le noyau de L_1 , ce qui indique le réglage correct du détecteur.

Au cas où l'ampoule ne s'allumerait pas du tout, même en

ajustant L_1 , augmenter R_3 jusqu'à 1 k Ω , ou même, la supprimer complètement.

REGLAGE DE LA DISTANCE DE RECEPTION

En considérant la valeur de R_3 ainsi déterminée comme correcte, on peut effectuer des essais de réception.

— Poser le récepteur sur une plaquette isolée ou sur une planchette, et demander à un ami de manipuler l'émetteur correspondant, à quelques mètres de distance, sans en déployer l'antenne.

— Ajuster L_1 de manière que l'ampoule ne s'allume que pendant le fonctionnement de l'émetteur. Si elle a tendance à rester allumée lorsque l'émission est coupée, réduire légèrement la valeur de R_3 .

— Demander à l'assistant de déployer l'antenne de l'émetteur et de s'éloigner jusqu'à ce que l'ampoule cesse de s'allumer lors de l'émission.

Il y aura lieu de réajuster L_1 pour obtenir la portée maximale.

En zone urbaine, la distance de réception sera moindre qu'en terrain découvert. Par contre, elle augmentera si le récepteur est monté sur un modèle réduit d'avion.

Si les essais sont satisfaisants, fixer le noyau de L_1 avec une

goutte de peinture cellulosique et souder R_3 à son emplacement définitif sur la plaquette.

MISE EN PLACE DU RECEPTEUR

Pour les modèles réduits d'avions, l'alimentation peut consister en trois petites piles de 1,5 V dans un boîtier de plastique, possédant deux fils de sortie munis d'une fiche mâle irréversible. Auquel cas, une fiche femelle correspondante sera soudée aux fils B et D du récepteur en respectant la polarité. Il est conseillé de disposer de deux ou trois piles de rechange pour leur permettre de récupérer à tour de rôle.

On peut également se procurer une batterie rechargeable de 4,8 V, que l'on trouve chez tous les spécialistes de modèles réduits.

Si l'on veut utiliser le récepteur sur un modèle réduit pouvant supporter une charge plus lourde (par exemple un bateau), on peut se servir de piles de plus grande capacité connectées directement au récepteur, en intercalant un coupe-circuit sur le +.

On logera séparément le récepteur et l'alimentation dans deux boîtes de plastique ou de balsa doublées de mousse plastique, pour les protéger du carburant, de l'eau et des chocs.

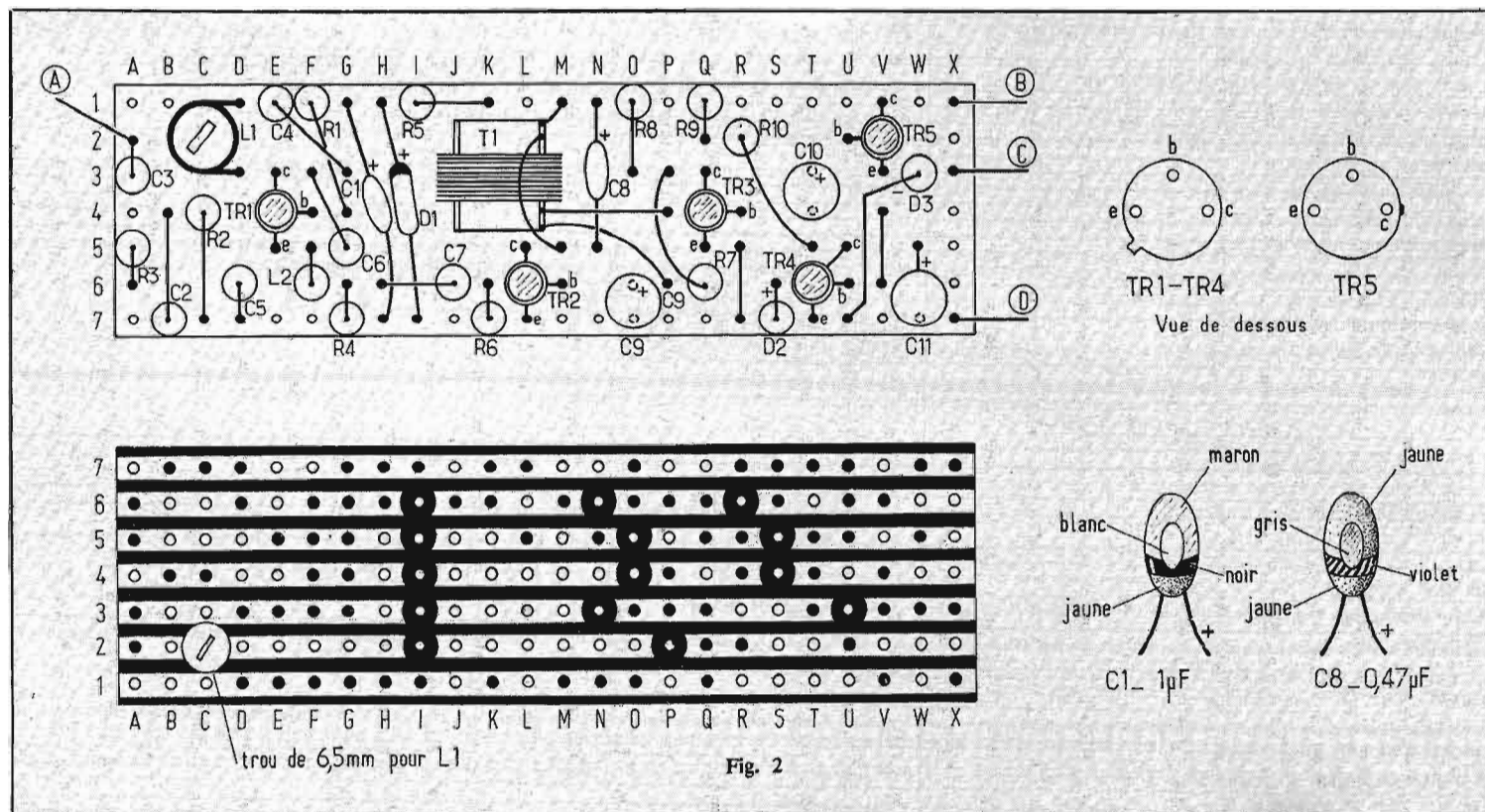


Fig. 2

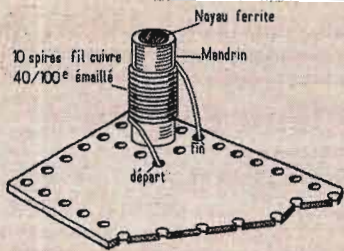


Fig. 3

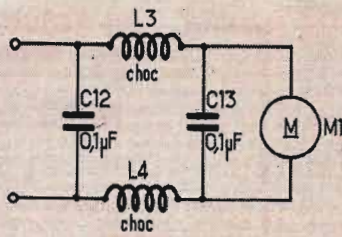


Fig. 6

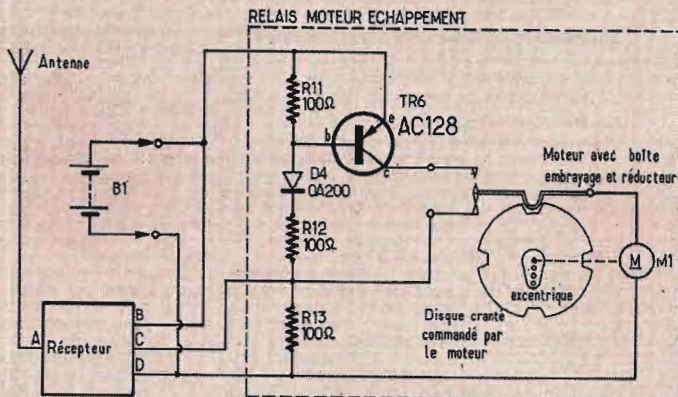


Fig. 5

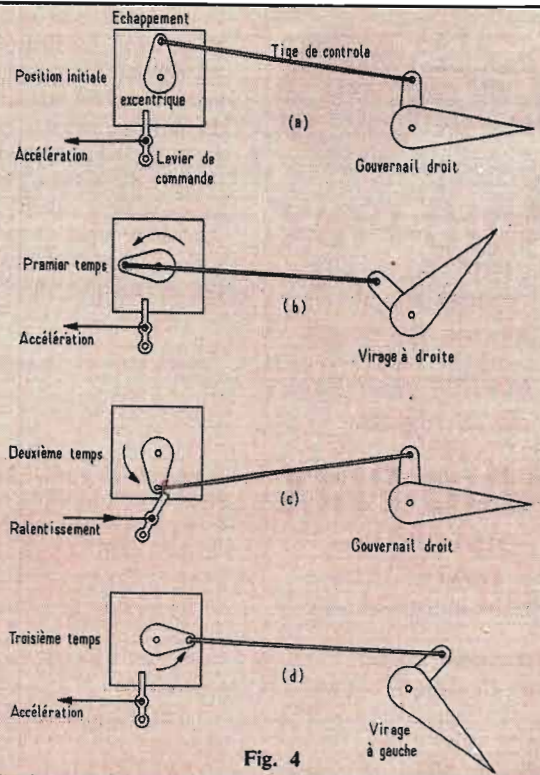


Fig. 4

Si le modèle réduit comporte des moteurs électriques, il est recommandé de les antiparasiter à l'aide de bobinages et de condensateurs montés selon la figure 2.

SYSTEME MONO-CANAL

La figure 4 donne un exemple type de système de commande à canal unique, utilisant un échappement ou actionneur avec une manivelle à quatre positions fonctionnant en pas-à-pas.

Dans la position initiale (Fig. 4 a), la manivelle de commande et la timonerie du gouvernail maintiennent celui-ci rectiligne. Une première impulsion de l'émetteur fait tourner la manivelle de 90° en sens inverse des aiguilles d'une montre et oriente le gouvernail vers la droite (Fig. 4 b). Une deuxième impulsion déplace à nouveau de 90° la manivelle qui remet le gouvernail en position droite tout en agissant sur le levier de commande du moteur pour réduire sa vitesse (Fig. 4 c). Une troisième impulsion oriente le gouvernail vers la gauche et, la commande du moteur étant relâchée, celui-ci reprend sa vitesse initiale (Fig. 4 d).

Une nouvelle impulsion remet la manivelle à sa position originale (Fig. 4 a).

Si les impulsions se succèdent rapidement, le modèle réduit n'a pas le temps de répondre aux commandes intermédiaires. Tout au plus peut-on quelquefois observer un léger flottement. Il est donc possible, en donnant rapidement trois impulsions successives, d'orienter le gouvernail directement vers la gauche à partir de sa position initiale.

PERFECTIONNEMENTS POSSIBLES

Le retour automatique à la position originale, par une pression prolongée sur le manipulateur de l'émetteur, représente un perfectionnement qui existe sur certains actionneurs du commerce ou que l'on peut obtenir en modifiant le matériel existant. D'autre part, certains systèmes permettent d'obtenir de la même manière des positions intermédiaires du gouvernail.

On peut également ajouter un système de sécurité, coupant le moteur et maintenant le gouvernail droit si aucun signal n'est reçu après un laps de temps pré-établi. Ce système est intéressant dans les cas où un avion se trouve hors de portée d'un émetteur ou si la pile de celui-ci est déchargée.

On peut, soit se procurer les différentes pièces mécaniques

dans un magasin spécialisé, soit les fabriquer soi-même si l'on possède l'outillage nécessaire.

LES ACTIONNEURS

Le signal de sortie d'un récepteur sans relais est essentiellement utilisé pour faire fonctionner directement un échappement élastique ou d'horlogerie, sans avoir à supporter le poids et les frais d'un relais miniature.

Il existe cependant des actionneurs mono-canaux (servomoteurs) qui ne sont pas beaucoup plus lourds qu'un échappement, quoique généralement plus puissants et consommant moins de courant.

On peut diviser les actionneurs en deux catégories : ceux qui sont commandés par relais et les autres. On utilise généralement les premiers avec des récepteurs munis d'un relais-inverseur unipolaire, mais on peut facilement les modifier pour qu'ils puissent fonctionner sans relais, en y ajoutant quelques composants (Fig. 5).

Un actionneur sans relais comprend en général un transistor de commutation incorporé. On s'assurera néanmoins qu'il est prévu pour une alimentation de 4 à 4,5 V et pour récepteur avec négatif à la masse.

POUR LES MODÉLISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION

(nouveau modèle)



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 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 V (franco 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 124,00) **121,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) **35,00**
Flexible avec mandrin **31,00**

Notice contre enveloppe timbrée

LES CAHIERS de RADIOMODÉLISME
Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé **10 F**
D'un bateau radiocommandé **10 F**
INITIATION A LA RADIOCOMMANDE **10 F**
L'électricité au service du modélisme (à nouveau dispon.) Tome 1 (fco 17) **14 F**

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock.

(Liste avec prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)
Toutes les fournitures : bois, tubes collés, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Catalogue contre 3 F en timbres

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

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
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 et 231-31-03

Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h.
Exceptionnellement en décembre : ouvert les dimanches 2, 9, 16 et 23 de 9 à 12 h 30 et de 14 à 18 h.

NICE



RADIO-PRIX

30, RUE ALBERTI
06000 NICE
Téléphone 85-51-41

le meilleur marché
de la région

RADIO-PRIX

**DISTRIBUE
LES MATÉRIELS :**
BST, FILM et RADIO, GAR-
RARD, ROSELSON, SCIEN-
TELEC, SABA, DUAL, ISO-
PHON, COGKIT, REMCO,
etc.

Composants, pièces détachées
Tout pour le 27 MHz. Radio-
téléphones, antennes, câbles,
appareils de mesures, quartz.

QUELQUES PRIX :

PLATINE GARRARD 25 MK3

avec cellule Shure ou Excel.
300 F (frais d'envoi 20 F)

NOUVEAU

Minicassette **REMCO 105**
micro incorporé, piles-sect.
360 F (frais d'envoi 20 F)

MICRO BST UD130

2 impédances
85 F (frais d'envoi 10 F)

Lecteur de cartouches BELSON STÉRÉO 8

300 F (frais d'envoi 20 F)

KITS ROSELSON

12 BNG 60 W **350 F**
10 BNG 35 W **160 F**
8 BNG 25 W **145 F**
(frais d'envoi 20 F)

Contrôleur universel US6A 20 000 Ω/V

145 F (frais d'envoi 15 F)

Préampli BST pour toutes
cellules magnétiques
70 F (frais d'envoi 7 F)

AUCUN ENVOI C/REMBOURSEMENT
Joindre chèque bancaire ou C.C.P.
à la commande.

Le lecteur tant soit peu brico-
leur pourra facilement construire
un actionneur en se reportant à la
figure 5. Le courant de démarrage
du moteur électrique ne devra pas
excéder 500 mA sous 3 V et le
rapport de la boîte de démultipli-
cation sera d'environ 36 à 1. Il
est recommandé de monter le sys-
tème antiparasite de la figure 6
sur le moteur de l'actionneur.

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, rouge).
- $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, rouge).
- $R_3 = 820 \Omega$ (gris, rouge, mar-
ron).
- $R_4 = 560 \Omega$ (vert, bleu, mar-
ron).
- $R_6 = 470 \Omega$ (jaune, violet,
marron).
- $R_6 = 470 \Omega$ (jaune, violet,
marron).
- $R_7 = 33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange,
orange).
- $R_8 = 680 \Omega$ (bleu, gris, mar-
ron).
- $R_9 = 470 \Omega$ (jaune, violet, mar-
ron).
- $R_{10} = 100 \Omega$ (marron, noir,
marron).
- $C_1 = 1 \mu\text{F}$ tantale.
- $C_2 = 0,01 \mu\text{F}$.
- $C_3 = 10 \text{ pF}$.
- $C_4 = 22 \text{ pF}$.
- $C_5 = 0,01 \mu\text{F}$.
- $C_6 = 47 \text{ pF}$.
- $C_7 = 0,01 \mu\text{F}$.
- $C_8 = 0,47 \mu\text{F}$.
- $C_9 = 30 \mu\text{F} 6 \text{ V}$.
- $C_{10} = 30 \mu\text{F} 6 \text{ V}$.
- $C_{11} = 100 \mu\text{F} 6 \text{ V}$.
- TR₁ = BC108.
- TR₂ = BC109.
- TR₃ = BC109.
- TR₄ = BC109.
- TR₅ = AC128, 2N2222.
- D₁ = BZY88, Zener 2,7 V,
400 mW.
- D₂ = OA90.
- D₃ = OA200.
- T₁ = transformateur de liaison,
rapport 2/1 ou équ.
- L₂ = bobine correction vidéo
5 μH.
- L₁ = voir texte.
- R₁₁ = 100 Ω (marron, noir,
marron).
- R₁₃ = 100 Ω (marron, noir,
marron).
- TR₁ = AC128, AC132.
- D₁ = OA200, BY126.
- C₁₂ = 0,1 μF plaquette.
- C₁₃ = 0,1 μF plaquette.
- L₃ = bobine correction télé-
vision.
- L₄ = bobine correction télé-
vision.

AU SERVICE DES AMATEURS RADIO

Devis des pièces détachées et fournitures nécessaires au montage du

MINI-ÉMETTEUR EFM 70

décrit ci-contre

2 VERSIONS POSSIBLES :

Version en MODULE SEUL. Circuit imprimé, transistors, micro-piézo, résistances et condensateurs, pile, plaquette et soudure **41,00**

Accessoirement : Coffret plastique de protection .. **3,00**
(Tous frais d'envoi : 3 F)

Version en ÉMETTEUR PORTATIF
Toutes les pièces du module et, en sus : coffret plastique, antenne télescopique, piles et boîtier porte-piles, interrupteurs, découpage **72,00**
(Tous frais d'envoi : 5 F)

ALARME PAR RUPTURE D'UN RAYON INVISIBLE INDICATEUR DE PASSAGE IPA 8

Ce dispositif procède par rayon à ultrasons, donc invisible. Ce rayon est présent entre 2 sondes émettrice et réceptrice, que l'on peut disposer facilement en divers endroits. Le passage d'une personne qui intercepte le rayon peut actionner une sonnerie d'alarme antiviol, ou une sonnette d'entrée de boutique. Alimentation sur accu, avec rechargeur incorporé. Le rayon invisible peut se réfléchir sur des surfaces métalliques ou brillantes d'où une très grande souplesse d'emploi.



Complet, en pièces détach. **272,00**
(Tous frais d'envoi : 5,00)

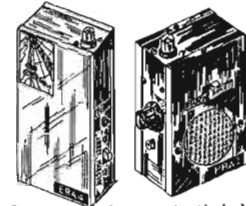
Accessoirement : — Fil blindé sous plastique pour liaison aux sondes. Le mètre .. **1,50**
— 2 accus de 6 volts **140,00**

DETECTEUR D'APPROCHE ET DE CONTACT DA. 3

Par l'intermédiaire de cet appareil, lorsqu'on approche ou qu'on touche une plaque métallique quelconque, on déclenche l'action d'un relais à fort pouvoir de coupure. La plaque peut être remplacée par un objet métallique quelconque : poignée de porte, outil, coffret, appareil. Dès que l'on touche cet objet, on peut donc déclencher une alarme ou un système de sécurité, ou un éclairage. On peut aussi mettre un simple fil et l'appareil déclenche dès qu'on touche ce fil. Autonome sur pile. Possibilité d'alimentation sur le secteur. Emploi en attraction de vitrine, alarme antiviol ou de sécurité, allumage automatique, etc. Peut fonctionner en déclenchement intermittent ou en déclenchement permanent. Complet, en pièces détachées **137,00**

Accessoirement : Alimentation sur secteur AL.12 **53,30**
(Tous frais d'envoi : 5,00)

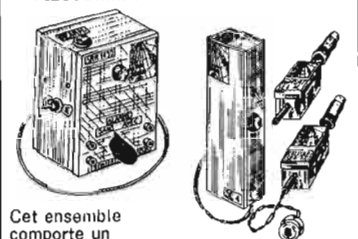
ALARME A LIAISON PAR RADIO



Emetteur et Récepteur de RADIO ALARME antiviol ERA4 RRA3

Cet ensemble est destiné à transmettre un signal d'alarme par Radio lorsqu'une liaison par fil n'est pas possible. L'émetteur est déclenché par toute ouverture de porte et par la réception d'une lumière. Il peut être disposé dans une voiture ou dans tout local à surveiller. Le récepteur est disposé dans la pièce où se trouve le propriétaire ou le gardien. Portée supérieure à 500 mètres. L'Émetteur ERA4 complet en pièces détachées **173,00**
Le Récepteur RRA3 complet en pièces détachées **133,50**
(Tous frais d'envoi : 8 F)

TELECOMMANDE PAR LE SECTEUR



Cet ensemble comporte un émetteur et un récepteur, tous deux se branchant sur le secteur. Un ordre envoyé par l'émetteur actionne sur le récepteur un relais à fort pouvoir de coupure. Liaison par les fils du secteur entre les prises du courant d'un même réseau. Possibilité de procéder par ordre simple ou par ordre maintenu ou par verrouillage du relais, qui reste alors enclenché sur réception d'une simple impulsion. Des accessoires permettent l'emploi en alarme antiviol, déclenchée par cellule photo-électrique ou par rupture de contact. Prix en pièces détachées : Le récepteur SRR1433 **177,00**
L'émetteur SE4 **74,00**
L'accessoire CELLULE **31,20**
L'accessoire RUPTURE **25,40**
(Tous frais d'envoi : 6 F)

Toutes les pièces détachées de nos ensembles peuvent être fournies séparément. Tous nos ensembles sont accompagnés d'une notice de montage qui peut être expédiée pour étude préalable contre 3 timbres-lettres.

POUR VOTRE DOCUMENTATION, NOUS VOUS PROPOSONS : CATALOGUE SPECIAL « APPLICATIONS ELECTRONIQUES » contenant de nombreux réalisations pouvant facilement être montées par l'amateur, contre 4 timbres. DOCUMENTATION GENERALE qui contient le catalogue ci-dessus et la totalité de nos productions (appareils de mesure, pièces détachées, librairie, kits, outillage, etc.) Envoi contre 6 F en timbres ou mandat



PERLOR RADIO

Direction : L. PERICONE
25, RUE HEROLD, 75001 PARIS
M^o: Louvre, Les Halles et Sentier - Tél.: (CEN) 236-65-50
C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT: METROPOLE SEULEMENT
(frais supplémentaires: 5 F)
Ouvert tous les jours (sauf dimanche)
de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

Un mini-émetteur modulé en fréquence

CARACTERISTIQUES GENERALES BUTS ET UTILISATIONS

NOUS vous présentons ici la réalisation pratique d'un petit émetteur, miniaturisé, qui peut être considéré comme un appareil mi-utilitaire, mi-gadget amusant.

Il s'agit en effet d'un émetteur qui se caractérise par sa très grande simplicité de montage, et par ses très petites dimensions. Il est monté sur une plaquette de 80 x 50 mm, il fonctionne très bien sans antenne, et il est alimenté par une toute petite pile. C'est dire qu'il peut être facilement dissimulé, et retransmettre tout ce qui vient frapper son microphone. Ceci est bien concrétisé par la figure 1 où l'on peut voir que cet émetteur peut facilement être dissimulé dans un paquet de cigarettes de 90 x 55 x 30 mm.

Partant de là, on peut envisager l'application amusante où par exemple on va dissimuler l'appareil dans une pièce où se tient une réunion d'amis. Tous les bruits et conversations seront retransmis à distance et reçus sur un récepteur, à l'insu des « speakers » bien involontaires. En application utilitaire, on peut envisager la surveillance d'une chambre d'enfant ou de malade, lorsqu'une liaison par fils est malaisée. Parents ou surveillant entendront à distance tous les bruits ou appels provenant de la chambre. En surveillance antiviol, l'appareil peut être disposé dans un local commercial, une boutique, un appartement. Précisons que l'EFM70 est très sensible et qu'il transmettra le moindre bruit se produisant dans le local ainsi protégé.

En module seul, sans antenne, la portée est de l'ordre de 30 à 40 mètres. Elle « passe » très bien

plusieurs étages d'un immeuble. Nous dirons que l'utilisation de ce module seul, nu, s'applique dans le cas d'une retransmission clandestine, lorsqu'on recherche les plus petites dimensions possibles. Il n'y a pas d'interrupteur, on branche et on débranche une petite pile de 9 V et c'est tout. On peut à la rigueur l'insérer dans un petit coffret en plastique pour le protéger.

On peut également réaliser cet appareil sous la forme d'un émetteur portatif comme nous le voyons en figure 2. Le module est alors incorporé à l'intérieur d'un coffret en matière plastique de dimensions 12 x 9 x 5 cm, avec antenne télescopique, pile incorporée et interrupteur. Sous cette forme, il est plus maniable, il peut être utilisé plus commo-

dément en plein air. Et cette antenne en améliore la portée, qui avec un bon récepteur peut dépasser les 200 mètres.

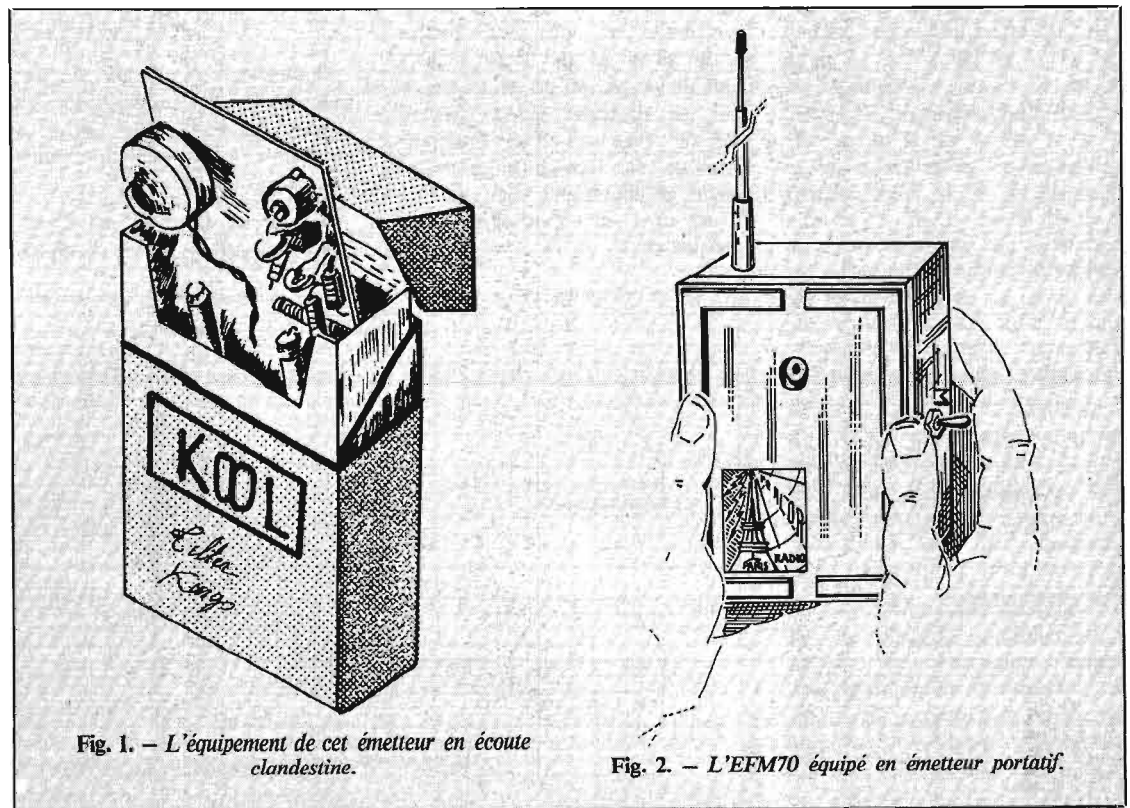
La bande des fréquences sur lesquelles cet émetteur peut être accordé s'étend de 75 à 150 MHz. C'est dire qu'il couvre le 144 MHz, bande autorisée aux radios-amateurs ; il couvre également la bande de 88 à 108 MHz, c'est la gamme des émissions en modulation de fréquence. On trouve couramment dans le commerce des récepteurs qui reçoivent cette gamme F.M. On peut par conséquent utiliser un tel récepteur pour recevoir les émissions provenant du EFM70. On choisira un réglage en haut ou en bas de la gamme où ne se trouve aucune émission, pour ne pas risquer de gêner.

Signalons ici une possibilité d'utilisation amusante. Si l'on dispose de 2 émetteurs et de 2 récepteurs, on peut établir une liaison double, comme schématisé en figure 3. Il faut pour cela que l'émetteur 1 et le récepteur 2 soient accordés sur une même fréquence, différente de celle sur laquelle sont accordés l'émetteur 2 et le récepteur 1. On aboutit ainsi à une possibilité de conversation radiotéléphonique sans commutation.

EXAMINONS LE SCHEMA

Le schéma de principe est reproduit en figure 4. Voici une simplicité rassurante, gage d'une certitude de réussite...

L'alimentation s'effectue par une pile de 9 V, découplée par un condensateur de 47 μ F. En



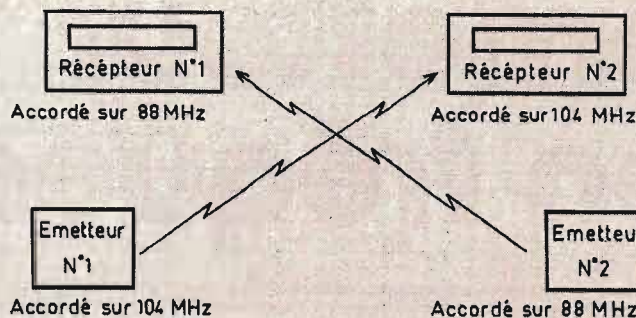


Fig. 3. — Une liaison radiotéléphonique en duplex.

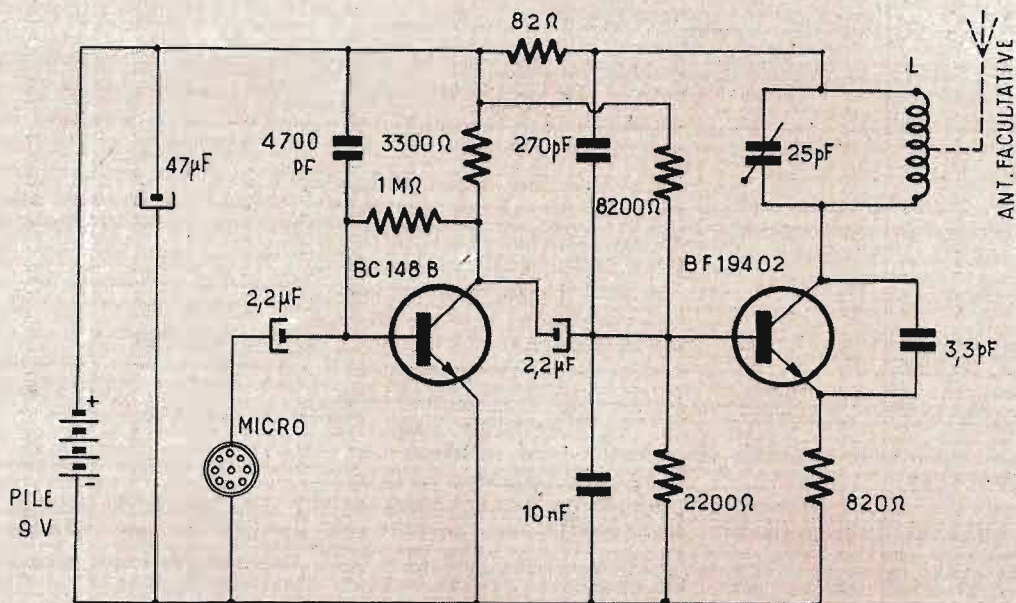


Fig. 4. — Voici le schéma bien simple de ce petit gadget.

cas de nécessité, on peut intercaler un interrupteur quelconque dans le + ou dans le -. L'étage oscillateur haute fréquence est équipé d'un transistor BF19402 de type NPN. La fréquence de l'émission est déterminée par le bobinage L et le condensateur ajustable de 25 pF. C'est la variation de cet ajustable qui permet de couvrir la gamme citée plus haut. La base est polarisée par le pont des résistances de 8 200 et 2 200 Ω. La résistance de 820 Ω dans le circuit de l'émetteur assure la stabilité thermique de l'étage. Le 3,3 pF est le condensateur d'entretien des oscillations H.F., par couplage entre émetteur et collecteur. L'antenne, qui est facultative, se branche sur une prise du bobinage oscillateur.

Le transistor BC148B équipe l'étage modulateur, qui reçoit les courants de modulation provenant du microphone, les amplifie, et les transmet à l'étage oscillateur par le 2,2 µF. Le microphone est un modèle de

type piézoélectrique, de grande sensibilité et de très petites dimensions. Malgré cette remarquable simplicité, on peut constater en pratique qu'on dispose bel et bien ici d'un émetteur modulé en fréquence, parfaitement et clairement reçu par un récepteur en modulation de fréquence.

LA REALISATION PRATIQUE

Toute la conception de cet appareil a été établie pour en rendre la réalisation aisée et accessible à un amateur même peu expérimenté.

Le circuit imprimé est fourni tout fait, percé, prêt à l'emploi.

Sur cette plaquette se trouve également dessiné le bobinage oscillateur L. Il n'y a donc pas à le confectionner, il est constitué par les grandes lignes droites que l'on peut voir sur la plaquette. Nous avons figuré le brochage des 2 transistors, mais il est impossible de se tromper dans leur mise en place. Ces broches sont très courtes, disposées en triangle, il suffit de les présenter dans les trous de la plaquette et de souder ainsi. Sur la face bakélite on place les différents composants : résistances, condensateurs, transistors, et on soude côté cuivre. Le câblage doit se faire à plat, le corps des composants le plus près possible de la bakélite. Le microphone est très petit, il doit être collé en haut de la plaquette ; il comporte à l'origine un embout de plastique qui est inutile ici et que l'on peut donc retirer. On soude les fils aux points indiqués, on fait de même pour le connecteur de la pile ; veiller à respecter les polarités + et -.

En figure 6 nous avons représenté le montage effectué dans le cas de la réalisation en émetteur portatif. Percer convenablement pour permettre la fixation des différents éléments. Aménager également un trou devant le microphone, celui-ci est ici fixé sur le couvercle et relié au module par un fil à 2 conducteurs. L'antenne présente à sa base un trou taraudé, on la fixe en bas du coffret par une vis à tête fraisée ; en haut l'antenne est simplement maintenue par le trou de passage fait dans le coffret. Sur le corps de l'antenne adapter un collier de serrage, serrer énergiquement pour éviter tout risque de faux contact. Sous l'écrou de ce collier on met une petite cosse à souder,

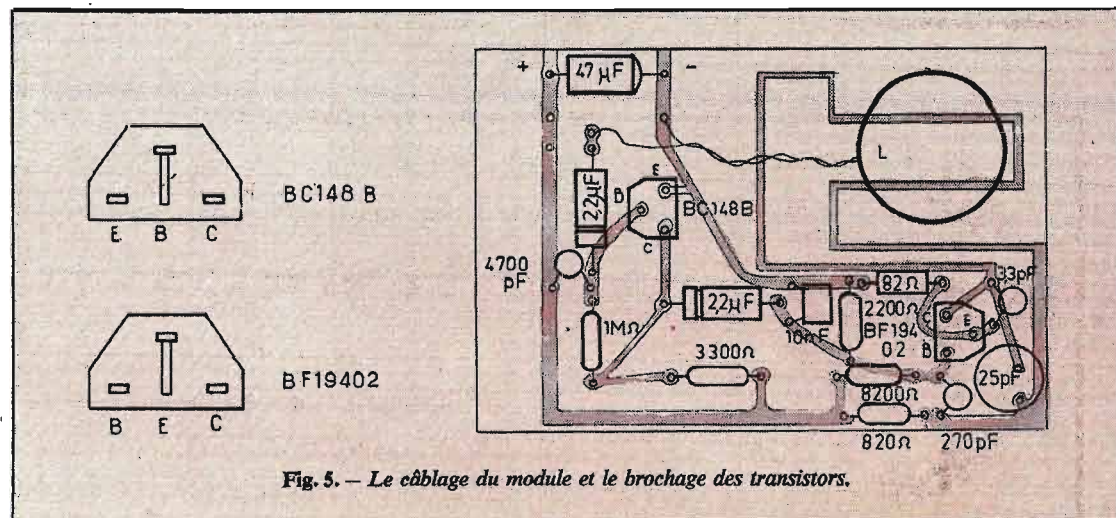


Fig. 5. — Le câblage du module et le brochage des transistors.

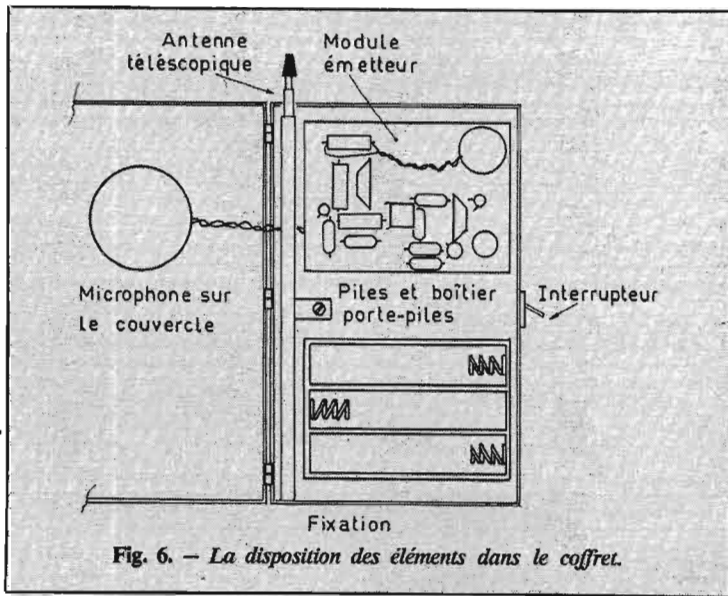


Fig. 6. — La disposition des éléments dans le coffret.

et c'est cette cosse qui est reliée par un fil au bobinage oscillateur, à un point marqué x sur le circuit imprimé. Le module est fixé à 15 mm environ du fond du coffret, il est maintenu par écrous, contre-écrous et entretoise sur une vis de 20 mm fixée sur le fond du coffret. Un boîtier porte-piles reçoit les 6 piles de 1,5 V qui fournissent la tension de 9 V. Pour brancher les piles

en série, on relie le positif de l'une au négatif de la suivante.

Tel qu'il est établi, ce montage fonctionne immédiatement et sans qu'aucune mise au point ne soit nécessaire. On agit simplement sur le condensateur ajustable pour régler l'émission dans la gamme du récepteur dont on dispose.

L. PERICONE.

DUST BUG en vente chez votre revendeur HI-FI

Attention, éviter le manque Dust Bug, modifier votre copie.

Dust Bug A propos de la santé de vos disques et de vos phonocapteurs, nous ne voudrions pas que vous n'en dormiez pas la nuit.

Mais il vaut mieux prévenir lorsqu'on ne peut plus guérir.

Alors..... offrez vous DUST BUG.

PARISOR CREATION 2411

A NICE
JEAN COUDERT
vous présente
le plus grand choix
aux meilleurs prix...

TOUS LES MATÉRIELS
HI-FI
ainsi que les KITS
accessoires, haut-
parleurs, etc.

Service après-vente

INSTALLATION GRATUITE - CRÉDIT

JEAN COUDERT 85, bd de la Madeleine
06-NICE - Tél. : 87-58-39

ES LABORATOIRE ELECTRONIQUE DU SON

L'ENCEINTE « FAIT MAIN » POUR LES HABITUÉS DES SALLES DE CONCERTS
AUDITORIUM HI-FI MAISON FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

SPÉCIALISTE
american hi-fi

SCOTT®

AUDITORIUM HI-FI MAISON FONDÉE EN 1912

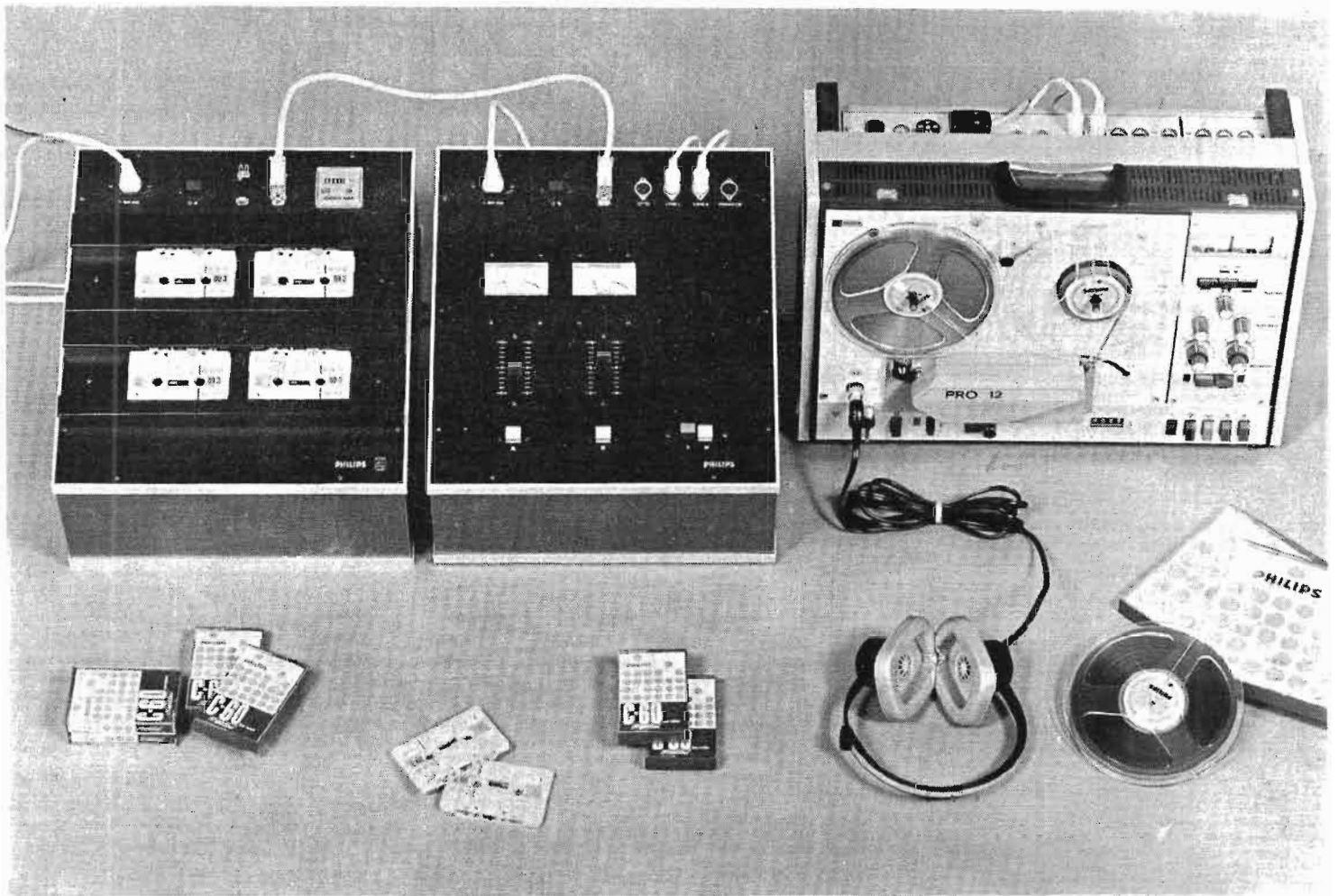
11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

Le banc de copie de cassettes



PHILIPS LCH 1900-1901

L'APPAREIL que nous allons décrire n'est pas directement destiné à l'amateur mais peut rendre de nombreux services aux petites ou grandes entreprises, à l'enseignement comme à tous ceux qui ont besoin de reproduire sur cassettes des enregistrements de conférences, des cours, des programmes, etc.

Il ne nous est pas possible, dans le cadre de cette revue de décrire dans le détail tous les circuits de cet appareil aussi allons-nous nous contenter d'en décrire les principaux éléments.

PRESENTATION

Le banc de copie de cassettes Philips se compose de deux unités : l'unité de contrôle LCH1900 et l'unité esclave LCH1901 ; cette dernière pourra enregistrer simultanément 4 cassettes.

L'ensemble de ces deux appareils constitue le banc de copie minimum car à l'unité de contrôle LCH1900 peuvent être reliées jusqu'à 10 unités esclaves portant ainsi à 40 le nombre de cassettes pouvant être enregistrées simultanément.

Sur notre photographie, l'unité « master » est constituée par le magnétophone Pro 12 mais, tout autre magnétophone similaire peut être utilisé.

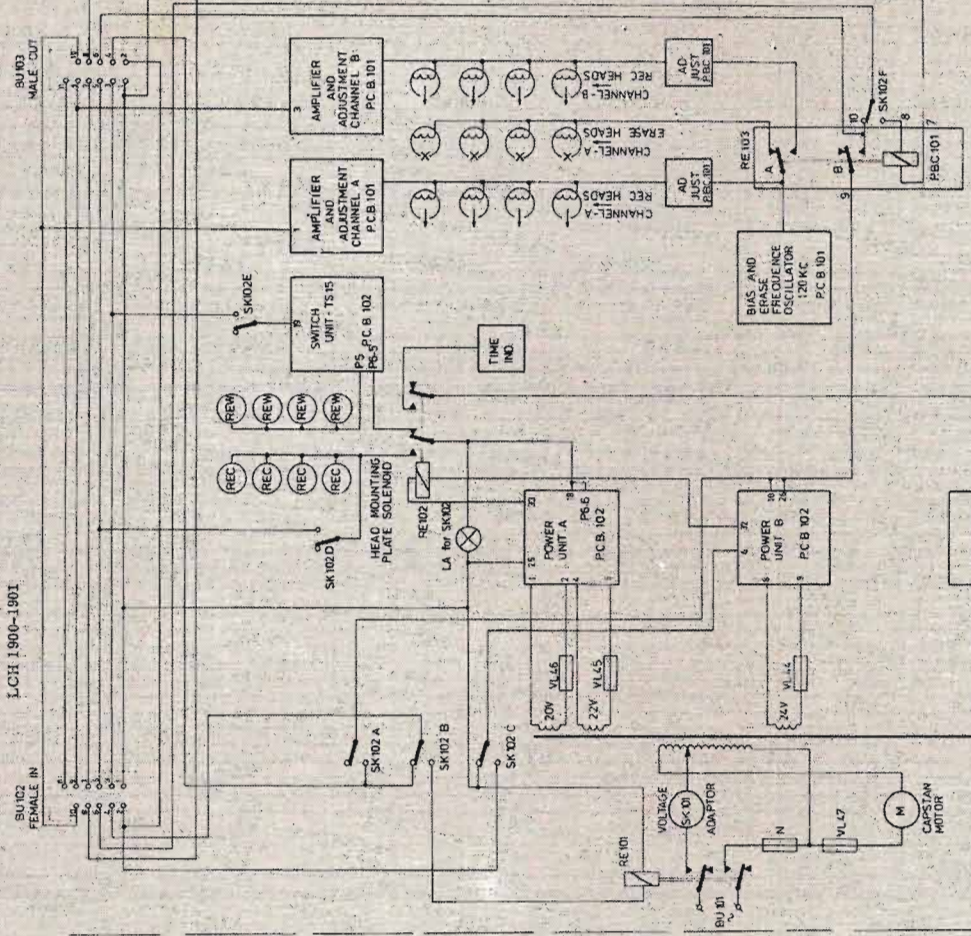
Ce banc de copie de cassettes est de qualité professionnelle mais destiné à des non-professionnels, il est d'un emploi très simple et peut copier des cassettes standard *mono recto et verso* (simultanément si la cassette est vierge ou a été effacée au préalable). On peut enregistrer des paroles, de la musique et des tops de synchronisation.

L'unité de contrôle LCH1900 est présentée dans un coffret gainé de couleur gris foncé, ses dimensions sont : 41 x 36 x 18 cm. Son poids : 7 kg.

Toutes les commandes, les deux vu-mètres et les prises pour liaisons avec le magnétophone avec l'unité esclave et lignes sont situées sur le panneau supérieur.

Les commandes par touches à voyant lumineux sont les suivantes : mise sous tension, sélection des pistes A ou A + B, enregistrement, marche arrière, rapide. Les commandes de vo-

LCH 1900-1901



SK102 IS MAIN SWITCH IN REST. POS.

EDF 660A

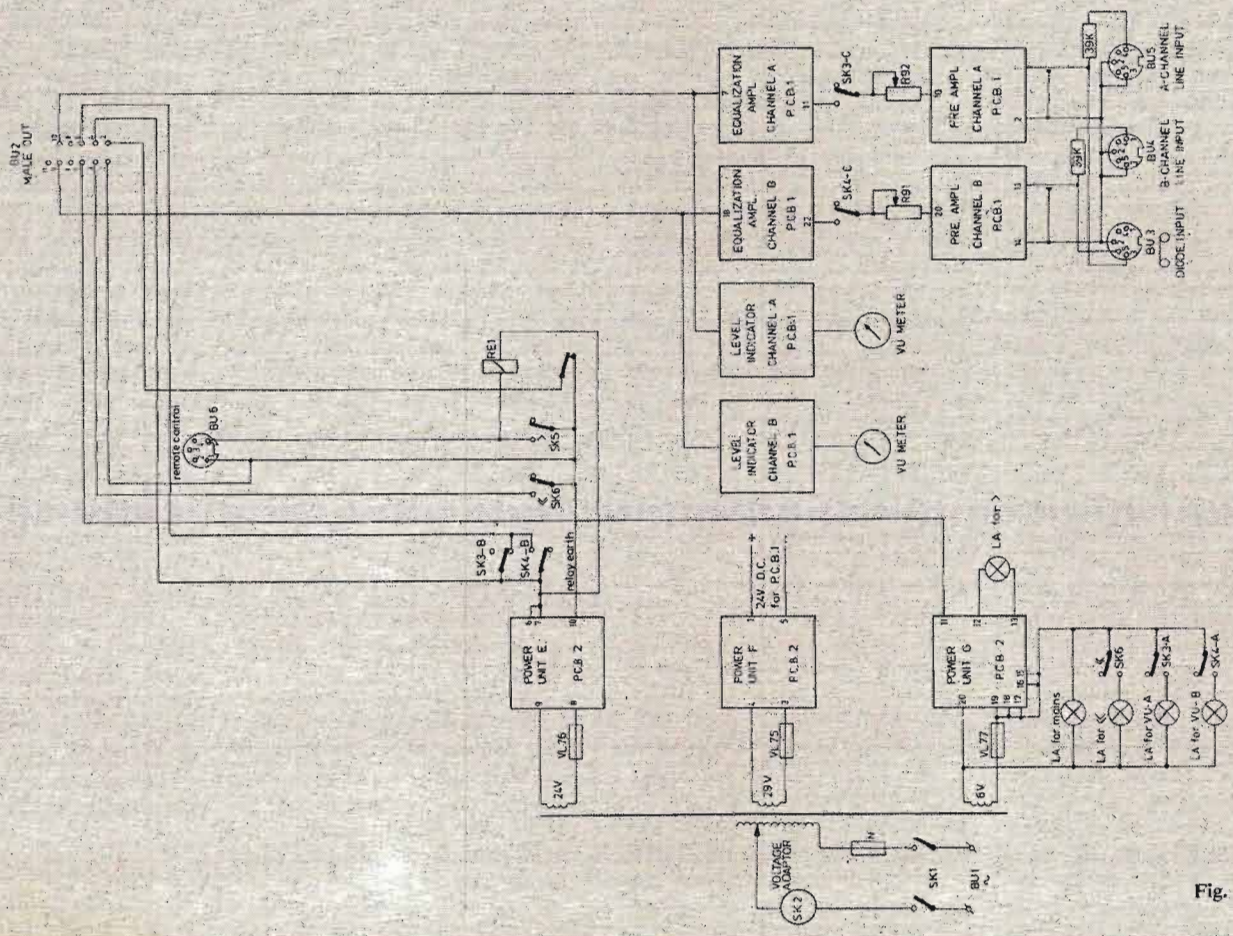


Fig. 1

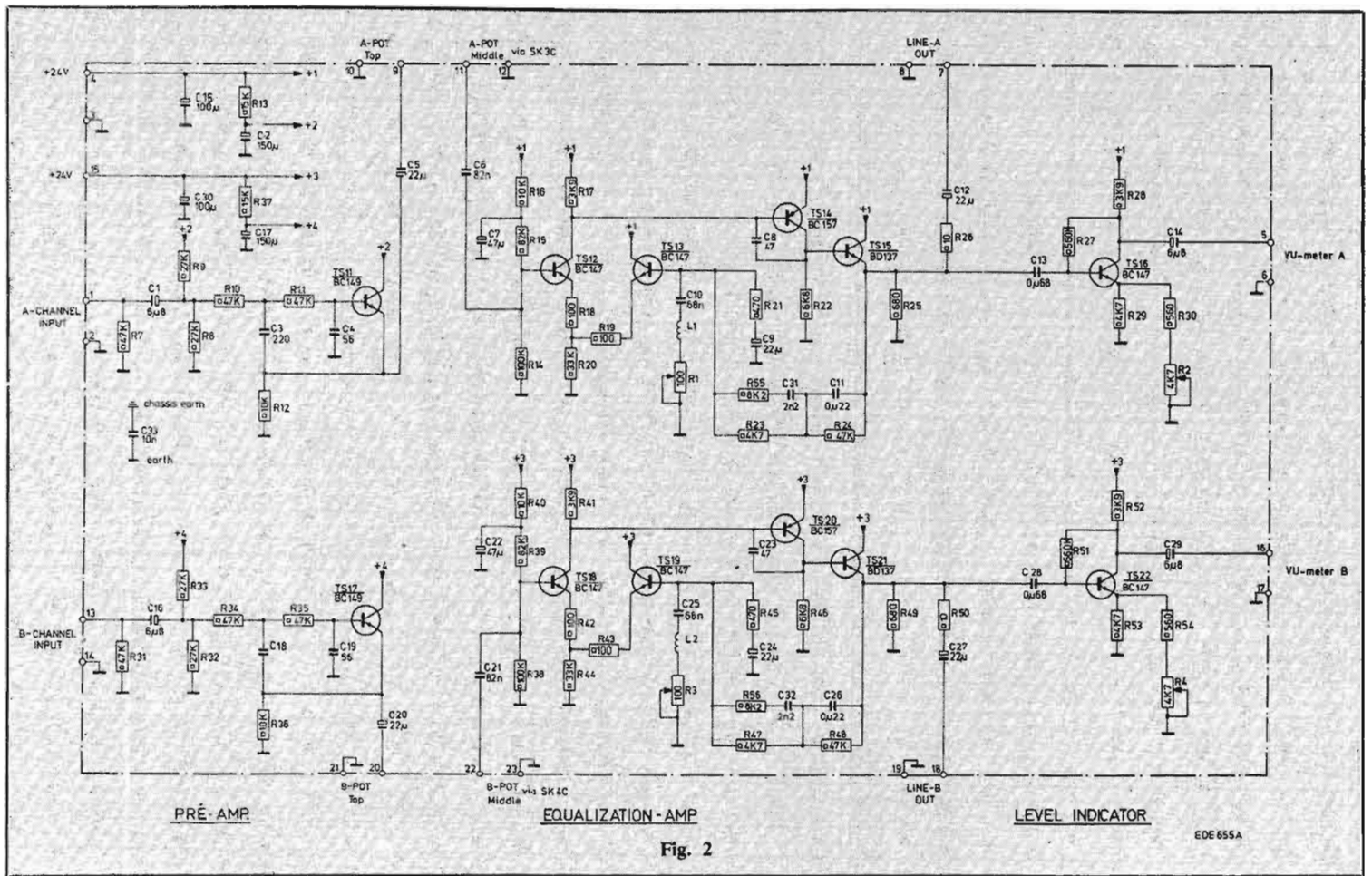


Fig. 2

lume s'effectuent par potentiomètres à glissière (1 pour chaque piste) un vu-mètre par piste permet d'effectuer un réglage précis.

Il existe deux entrées pour le « master », une à bas niveau, l'autre à haut niveau, une troisième entrée permet de télécommander le départ, l'arrêt et le retour rapide des unités « esclaves » à partir du « master ».

L'unité esclave LCH1901 est présentée dans un coffret identique au précédent dont les dimensions sont : 41 x 36 x 19 cm et le poids de 14 kg. Comme pour le LCH1900 une béquille située à la partie inférieure de l'appareil permet une présentation en pupitre. Il faut noter que cet appareil n'a pas été prévu pour un fonctionnement en position verticale.

Sur la face supérieure de cette unité (à gauche sur notre photographie) se trouvent l'emplacement des quatre cassettes à enregistrer, un interrupteur de mise en fonctionnement, un compteur horaire (nombre d'heures de fonctionnement de l'unité, pour permettre de changer les courroies et les têtes respectivement toutes les 500 et 2 000 heures) une prise secteur, la prise de raccordement à l'unité de contrôle (ou à l'unité « esclave » précédente), la prise

de raccordement pour une autre « esclave précédente), la prise de raccordement pour une autre unité « esclave ».

Mécaniquement, les têtes sont montées sur un plateau métallique commun. Un moteur Papst actionne les 4 cabestans. 8 moteurs continus, (un pour chaque axe des cassettes) servent à l'entraînement, à l'enregistrement et au reboinage des cassettes. L'aération est assurée par un ventilateur.

L'enregistrement s'effectue à une vitesse double de celle de reproduction.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Ces valeurs sont données pour le système 2 pistes et pour la bande C90 (BASF QP 12).

Réponse en fréquence : 31,5 - 10 000 Hz \pm 3 dB. Constante de temps : copie 120 μ s, 1 590 μ s optimisé pour lecture à 70 μ s. Sensibilité d'entrée : max. 2 V, 1 V (50 k Ω), min. 250 mV ; max. 2 V, 200 mV (10 k Ω), min. 50 mV. Facteur de copie : 2 : 1. Diaphonie : 50 dB. Signal/bruit : 48 dB (pondéré suivant DIN 45405). Vu-mètre : connecté à la sortie amplificateur enregistrement. Distorsion : 3 % (pour Vu

= 0 dB). Fréquence prémagnétisation : 120 kHz. Vitesse : 9,5 cm/s \pm 0,8 %. Pleurage et scintillement : \pm 0,2 % Din 45507. Circuit de contrôle : 24 Vcc. Prise télécommande : 24 Vcc. Temps reboinage : 90 s pour C90. Durée de vie : courroie entraînement 500 h (minimum), têtes magnétiques 2 000 h ; moteur 2 000 h. Tension utilisation : 220 V \pm 10 % 50 Hz. Puissance consommée : unité de contrôle 10 W ; unité esclave 60 W. Compteur horaire : incorporé dans chaque unité esclave. Température de fonctionnement : max. + 40°C, min. + 15°C.

ETUDE DU SCHEMA

Le schéma synoptique de la figure 1 présente à gauche l'unité de contrôle, à droite, l'unité esclave.

Nous ne développerons pas ici la partie alimentation. Ces appareils, comme nous l'avons écrit plus haut, sont de qualité professionnelle en conséquence on y trouve des alimentations différentes régulées et stabilisées pour chaque partie.

La figure 2 représente la platine préamplificatrice située dans

l'unité de contrôle. Le signal provenant de l'unité « master » est envoyé à travers des circuits correcteurs sur le transistor préamplificateur TS₁₁ (BC149) puis à travers le potentiomètre de volume à des circuits « égaliseurs » qui comprennent les transistors TS₁₂, TS₁₃ (BC147), TS₁₄ (BC157), TS₁₅ (BD137) et vont corriger le signal (l'enregistrement se fait au double de la vitesse d'écoute) qui sera ensuite envoyé, d'une part, aux unités « esclaves » et d'autre part, au vu-mètre après amplification par TS₁₆ (BC147).

La figure 3 représente la platine enregistrement de l'unité esclave où le signal va être amplifié par les transistors TS₁ (BC147) et TS₂ (BC177) avant d'être envoyé sur les têtes d'enregistrement.

Les transistors TS₅, TS₆ (BD137) et TS₇ (BC157) constituent avec le transformateur la partie oscillateur qui fournit les tensions de prémagnétisation et d'effacement.

Le banc de copie de cassettes est distribué par Philips, Suresnes.

LES CASSETTES TEST

La société Philips a, à l'intention du service après vente, déve-

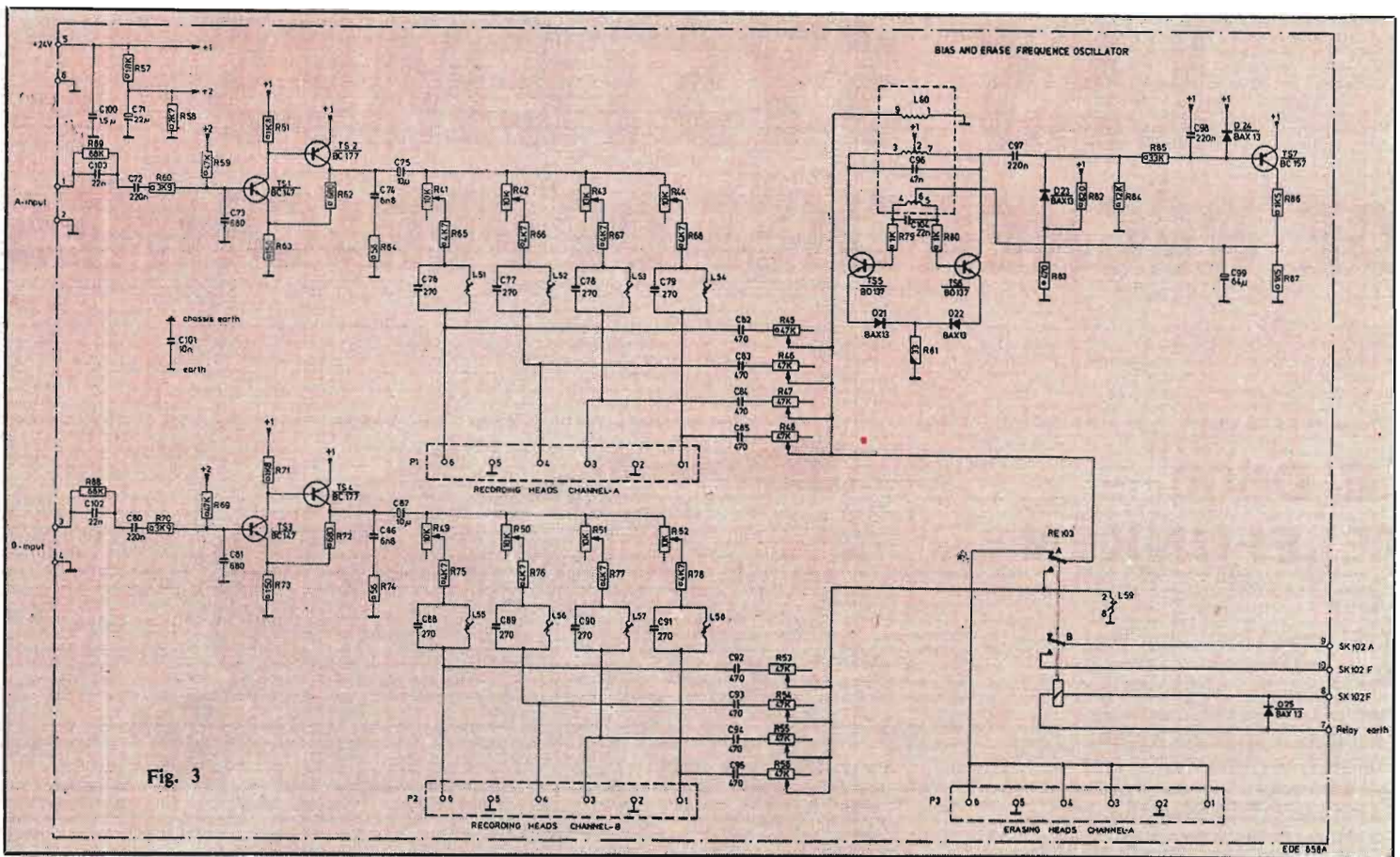


Fig. 3

loppé un certain nombre de cassettes destinées au réglage des magnétophones. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques de quatre d'entre elles.

Cassette de nettoyage des têtes : type TCR.

Type : TCR.
 Type de cassette : compacte. Largeur de bande : 3,81 mm + 0 - 0,05 mm. Epaisseur de bande : 12 microns. Vitesse de défilement : 4,76 cm/s (les différentes caractéristiques sont données pour cette vitesse). Longueur de bande : 18 m. Largeur de piste pour les caractéristiques données : 1,5 mm. Enregistrement : vierge.

CASSETTE DE REGLAGE

Cassette de réglage d'azimut : type TCA6-3.

Type de cassette : compacte. Largeur de bande : 3,81 mm + 0 - 0,05 mm. Epaisseur : 18 microns. Vitesse de défilement : 4,76 cm/s. Largeur de l'enregistrement : 1 piste à 1,5 mm. Angle

d'enregistrement : $90^\circ \pm 2'$. Fréquence enregistrée : 6 300 Hz $\pm 1\%$. Niveau d'enregistrement : - 15 dB ± 1 dB. Niveau de référence : 0 dB (25 mM/mm à 333 Hz). Constante : 1590 + 120 μ s. Longueur de bande : 18 m. Uniformité de l'enregistrement sur piste 1,5 mm : court (< 0,5 s), variation $\leq 1,5$ dB ; long (> 0,5 s), variation ≤ 1 dB.

Cassette pleurage et scintillement : type TCFL3.

Type de cassette : compacte. Largeur de bande : 3,81 mm + 0 - 0,05 mm. Vitesse de défilement : 4,76 cm/s. Largeur de l'enregistrement : 3,81 mm. Angle d'enregistrement : $90^\circ + 6'$. Fréquence enregistrée : 3 000 Hz $\pm 0,3\%$. Niveau d'enregistrement : - 15 dB ± 2 dB. Niveau de référence : 0 dB (25 mM/mm à 333 Hz). Constante : 1 590 + 120 μ s. Longueur de bande : 90 m. Pleurage et scintillement conforme à DIN 45507 : pondéré $\leq 0,1\%$; non pondéré $\leq 0,2\%$. Uniformité de l'enregistrement sur piste 1,5 mm : court

(< 0,5 s), variation de niveau $\leq 1,5$ dB ; long (> 0,5 s), variation de niveau ≤ 1 dB).

Cassette de réglage de la vitesse de défilement.

Type de cassette : compacte. Largeur de bande : 3,81 mm + 0 - 0,05 mm. Epaisseur : 18 μ m. Vitesse de défilement : 4,76 cm/s. Largeur de l'enregistrement : 3,81 mm. Angle d'enregistrement : $90^\circ \pm 2'$. Fréquences enregistrées : $F = 6\,300 \text{ Hz} \pm 1\%$; tops = 800 Hz $\pm 1\%$. Niveau d'enregistrement : 6 300 Hz - 10 dB ± 2 dB ; 800 Hz - 10 dB ± 2 dB. Niveau de référence : 0 dB (25 mM/mm à 333 Hz). Constante : 1 590 + 120 μ s. Longueur de bande : 18 m. Uniformité de l'enregistrement sur piste 1,5 mm : court 3 (< 0,5 s), variation $\leq 1,5$ dB ; long (> 0,5 s), variation ≤ 1 dB.

D'autres cassettes de ce genre ont été créées par Philips; malgré leur prix élevé elles s'avèrent indispensables pour la mise au point et le réglage des magnétophones à cassettes.

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV

Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche, masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
 Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE
JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
 BUREAU EXPOSITION et VENTE
 89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
 Téléphone : CAR. 27-56
 USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
 91-BALLANCOURT
 Téléphone : 498-21-42

GALLUS

LES SYSTEMES DE RECHERCHES DE PERSONNES

(Suite voir n° 1429)

LE D600 TELEFUNKEN

LE réseau D600 que nous avons présenté dans notre précédent numéro permet donc le type de communication défini dans la figure 4. Ce réseau peut être éventuellement complété par l'emploi en lieu et place des récepteurs D651 d'émetteurs-récepteurs D659 comportant le renvoi de messages d'accusé de réception sur 152,10 MHz avec une puissance maximale de 100 mW. Dans ce cas, un récepteur fixe sur cette fréquence est installé dans le réseau.

PUPITRE CODEUR D622

Celui-ci comporte différents circuits détaillés sur le schéma figure 1, permettant la génération des bips d'appel, suivis du message, qui seront dirigés vers l'émetteur D630 disposé auprès de l'antenne. Lorsque le système rayonnant est constitué par une boucle, l'émetteur est logé dans le pupitre codeur.

Les circuits comportent un oscillateur à quartz suivi d'une chaîne de diviseurs de fréquence, destinés à délivrer des signaux de 85 Hz dont les harmoniques seront sélectionnées dans un bloc d'amplificateurs sélectifs mis en circuit par le bloc de touches. Deux fréquences séparées de 170 Hz sont sélectionnées et dirigées simultanément vers l'émetteur après passage par un amplificateur et un transformateur de liaison. Les fréquences émises sont dans la gamme 595-2465 Hz. Le bloc d'amplificateurs sélectifs comporte douze circuits accordés, dont la combinaison permet les 132 appels différents.

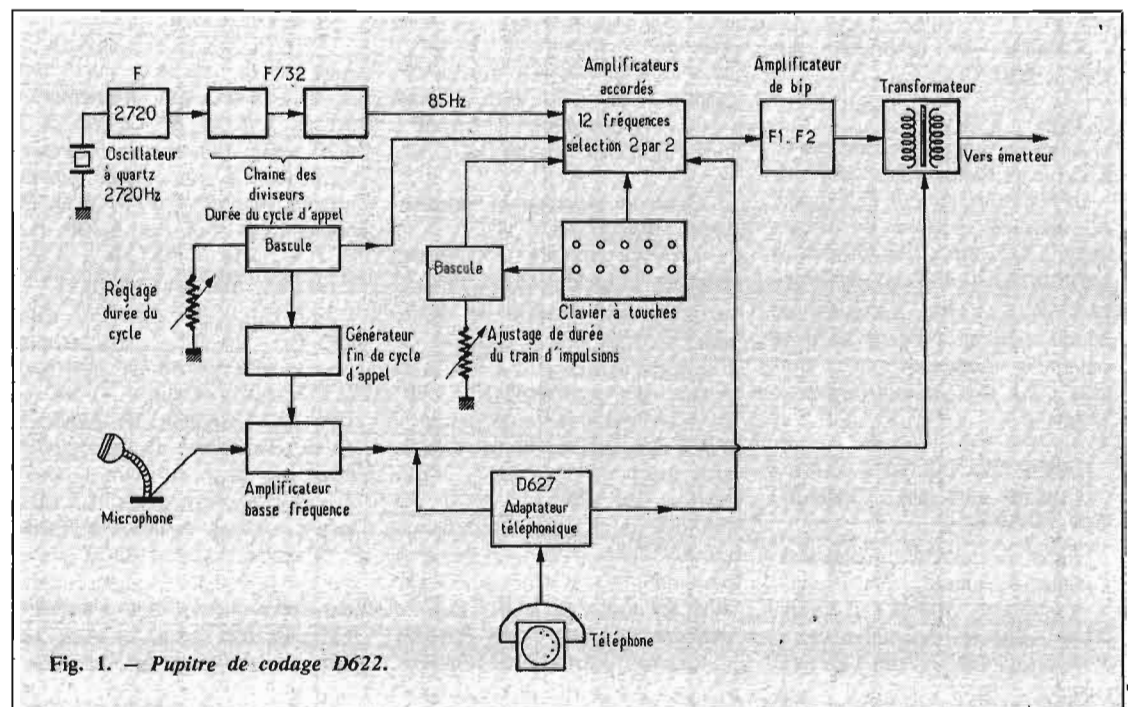
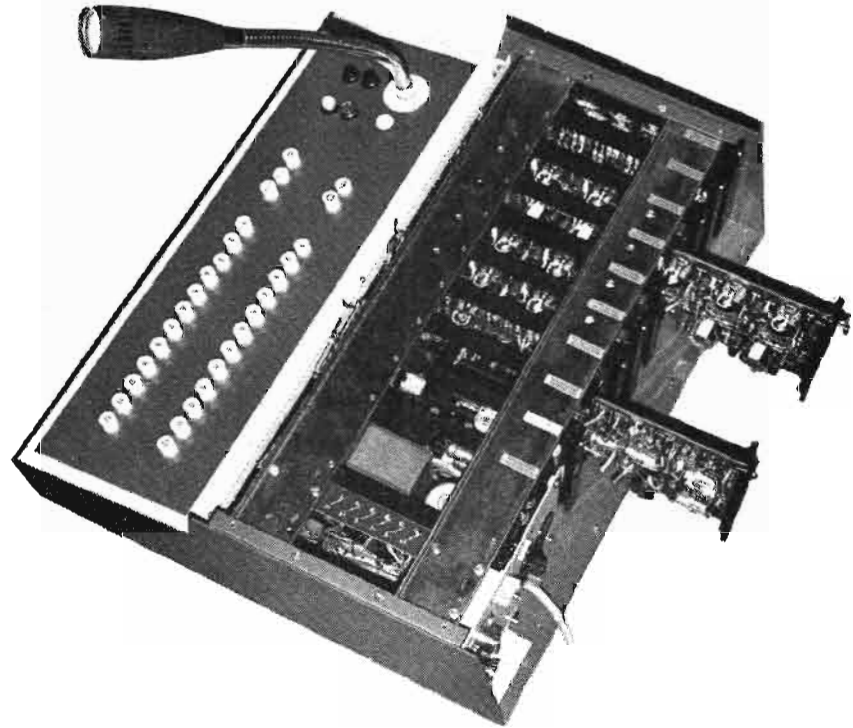


Fig. 1. — Pupitre de codage D622.

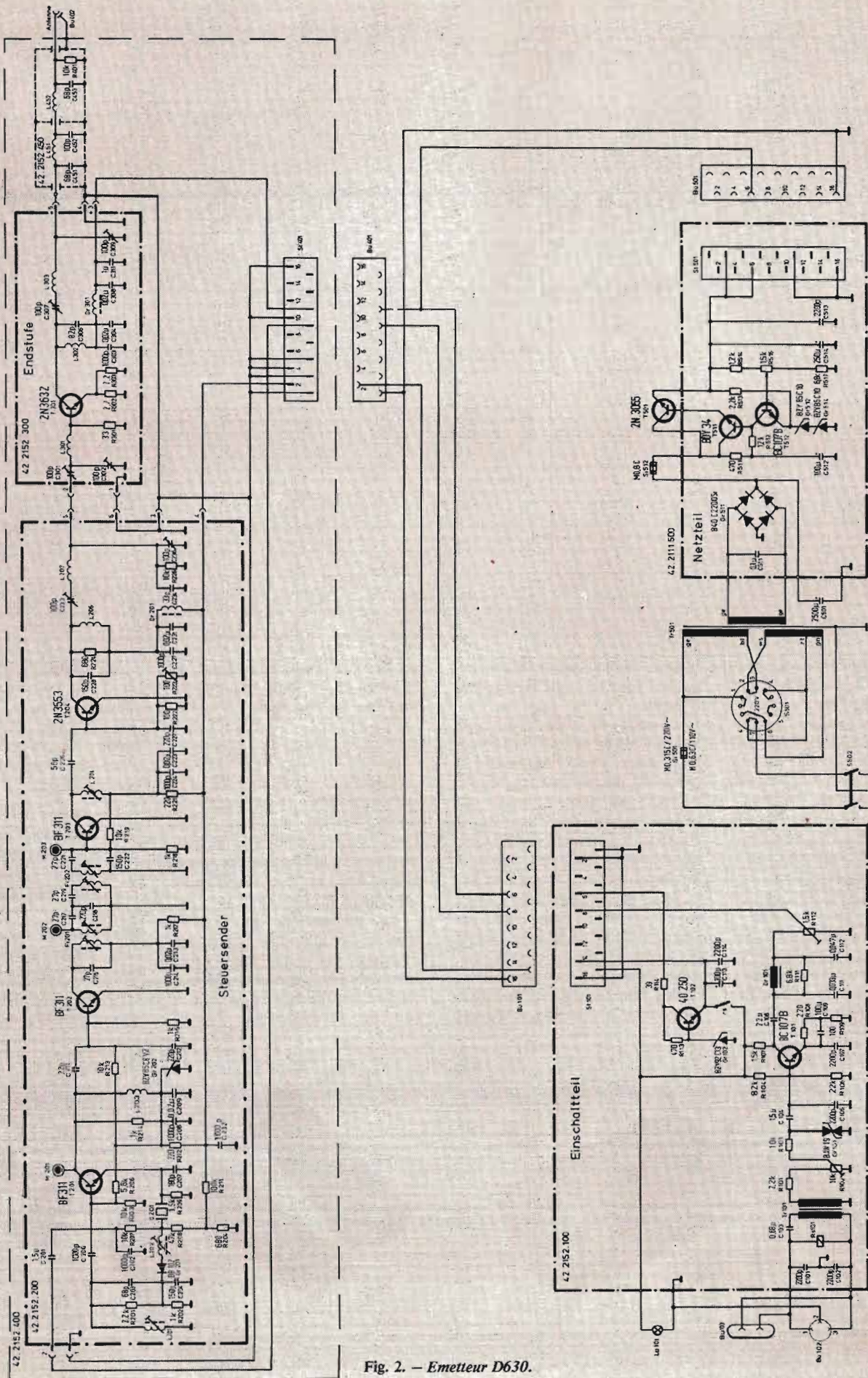
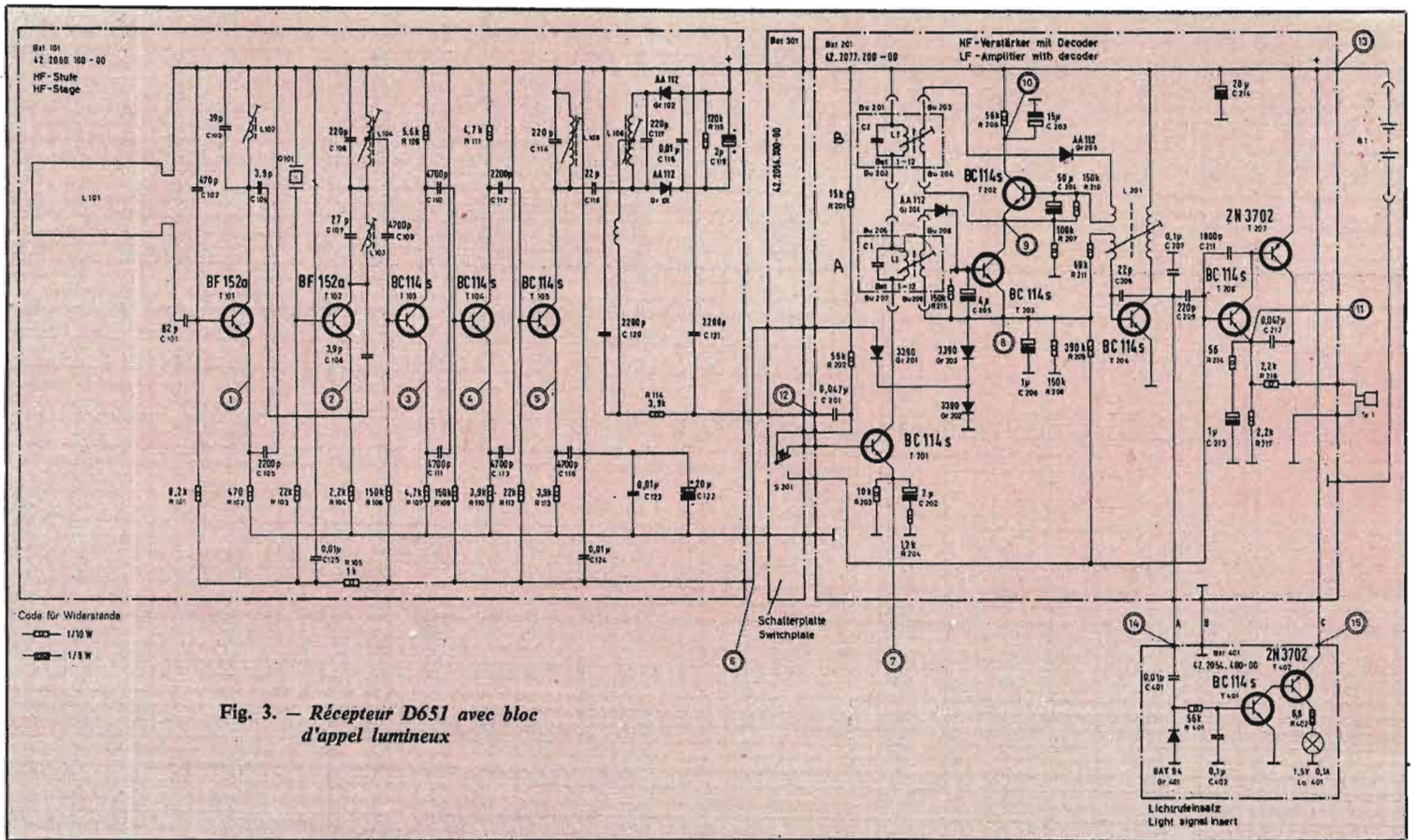


Fig. 2. - Emetteur D630.



Deux circuits annexes sont employés ; l'un contrôle la durée du train des bips émis, ce qui permet par blocage des amplificateurs sélectifs, selon une cadence ajustable, d'obtenir des bips rapides ou lents ; le second comporte une bascule qui détermine la durée du cycle d'appel, ajustable entre 4 et 15 s, et bloque les amplificateurs sélectifs. Une protection est installée pour éviter de superposer les signaux qui peuvent être captés par le microphone pendant la durée du cycle des bips d'appel. Le multivibrateur de durée du cycle d'appel contrôle un circuit intermédiaire, dit de fin de cycle d'appel qui

bloque l'amplificateur basse fréquence pendant toute la séquence d'appel. Lorsque les bips sont émis, l'amplificateur est mis en service, le message peut être envoyé à partir du microphone, et celui-ci parvient au transformateur de liaison disposé entre pupitre et émetteur. Lorsque l'adaptateur téléphonique D627 est utilisé, il se trouve raccordé d'une part sur la ligne basse fréquence, d'autre part au bloc d'amplificateurs sélectifs, qu'il contrôle en court-circuitant le clavier à touches. Le téléphone du demandeur accède directement, via le D627, au codeur. La séquence d'appel

se déroule automatiquement et le message est émis à partir du combiné téléphonique.

L'EMETTEUR D630

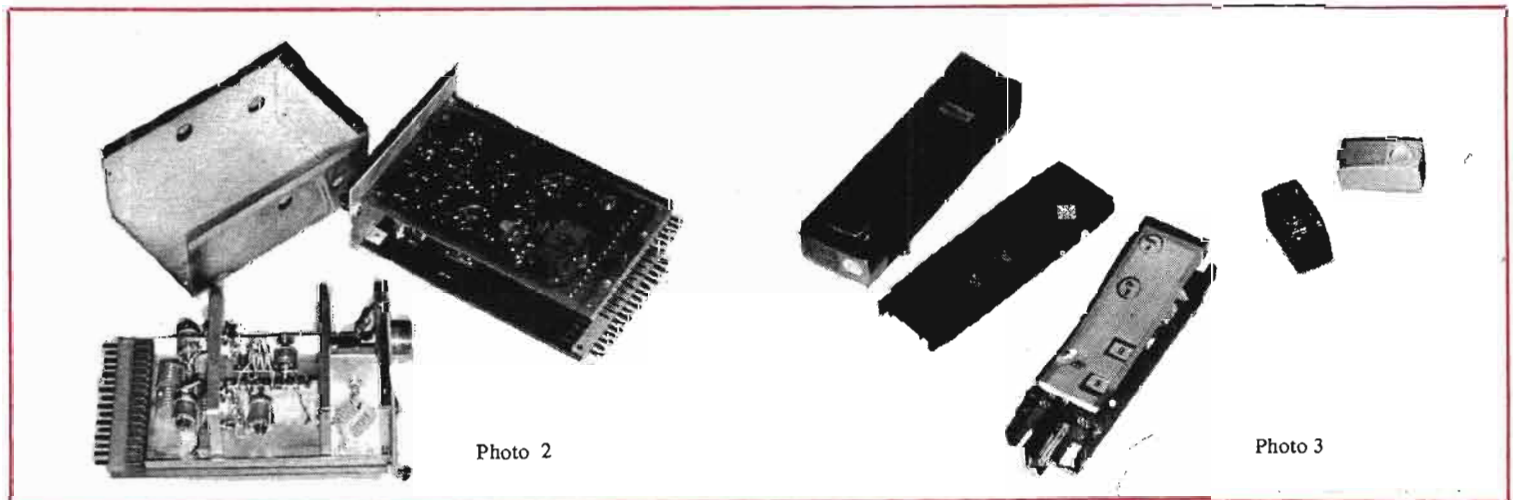
L'appareil est disposé dans un petit coffret métallique, sa conception est modulaire. Trois blocs sous-ensembles sont employés : l'alimentation, les petits étages HF, et le bloc de puissance (Fig. 2) et photo 2.

La modulation est en fréquence, ce qui offre un double avantage, pas de puissance basse fréquence pour moduler, efficacité très grande de la liaison, due à l'absence de parasites.

La puissance HF délivrée est de 5 W. avec une modulation d'excursion de ± 5 kHz et une bande passante de 300 à 3 000 Hz, largement suffisante pour une bonne compréhension des messages.

La chaîne HF est composée d'un oscillateur à pilotage par quartz T_{201} comportant une diode à capacité variable procurant l'excursion en fréquence et travaillant sur 13,56 MHz, d'un doubleur de fréquence T_{202} , de deux amplificateurs drivers et de l'étage de puissance T_{301} .

L'oscillateur pilote a sa tension d'alimentation stabilisée par



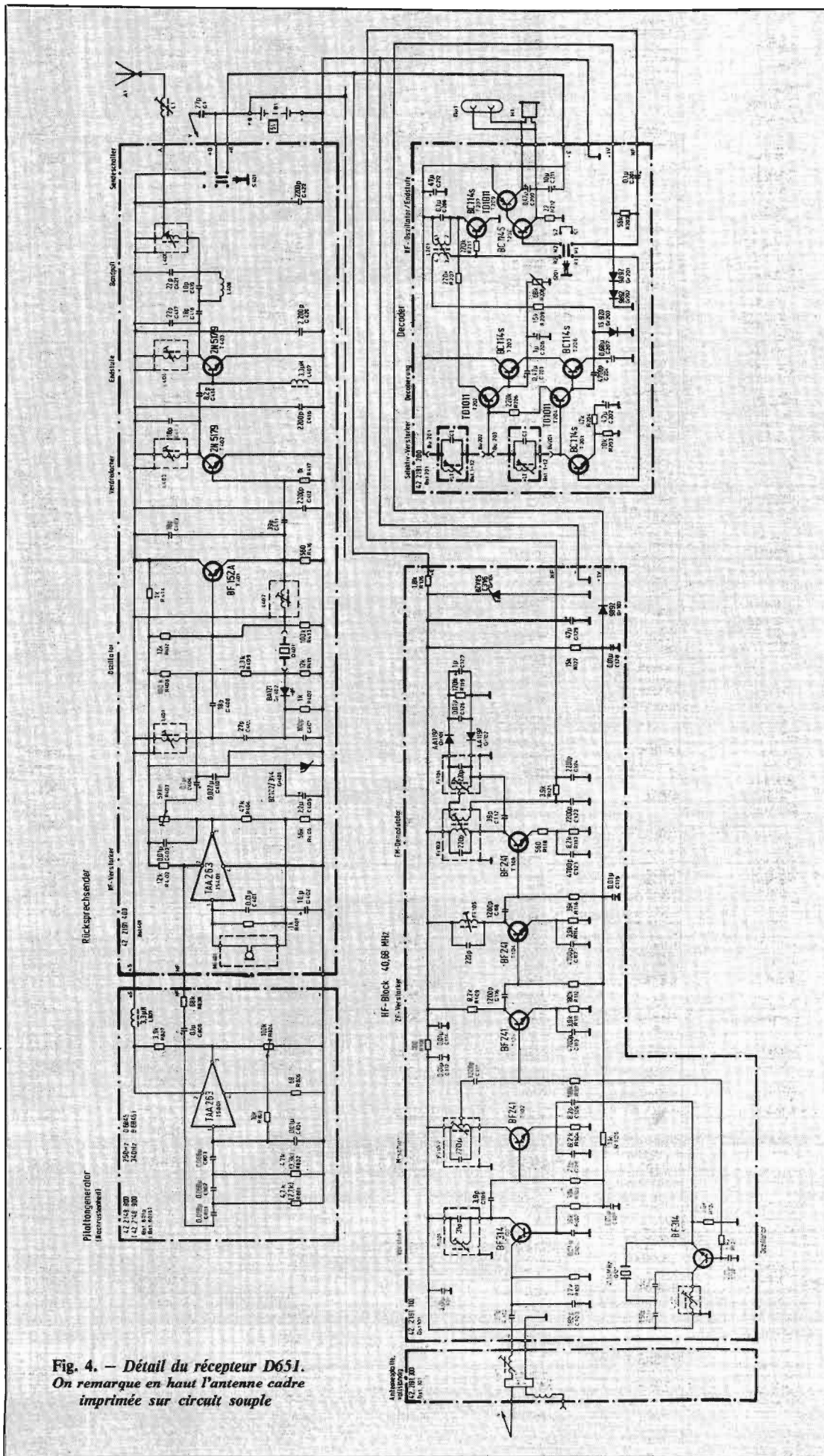


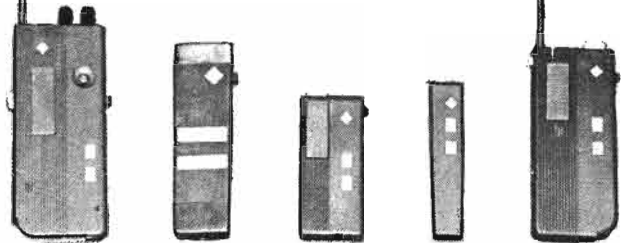
Fig. 4. — Détail du récepteur D651.
On remarque en haut l'antenne cadre
imprimée sur circuit souple

diode Zener, la modulation parvient de la prise Bu_{102} en traversant le transformateur Tr_{101} , l'amplificateur T_{101} , puis le potentiomètre ajustable R_{112} déterminant l'excursion en fréquence, avant de parvenir aux bornes de la diode à capacité variable Gr_{201} . L'amplificateur de puissance, logé dans un boîtier séparé, soigneusement blindé, est alimenté en tension soigneusement stabilisée par les transistors T_{501} - T_{511} - T_{512} , et une régulation complémentaire est installée pour les petits étages HF.

LE RECEPTEUR D651

Les récepteurs sont logés dans de petits boîtiers d'encombrement le plus réduit possible, et présentant des caractéristiques mécaniques permettant d'obtenir une grande robustesse pour supporter sans dommages les chocs auxquels ils peuvent être exposés. Le D651 est un récepteur simple, comportant une antenne boucle interne réalisée sur une mince feuille imprimée. La partie haute fréquence est du type superhétérodyne à oscillateur local piloté par quartz (Fig. 3). Du fait de la grande variation possible selon l'emplacement, du niveau des signaux reçus, un étage HF accordé est employé, suivi du changeur de fréquence et d'une chaîne FI à grand gain comportant trois étages. La détection est assurée par un discriminateur sensible, du type détecteur de rapport. Le cœur du récepteur est le bloc de filtres suivi des circuits basse fréquence. En position veille, tout message destiné au récepteur concerné doit provoquer la reproduction des bips d'appel. A cet effet, l'interrupteur S_{301} envoie le signal issu du discriminateur sur la base du transistor T_{201} , chargé par les deux filtres accordés. Si les notes des bips sont aux fréquences des filtres, le premier bip génère une tension sur le secondaire du filtre A, qui excite le transistor T_{203} . Celui-ci conduit, et débloque ensuite le transistor T_{202} . Si le second bip est sur la fréquence du filtre B, T_{202} reçoit ce signal, qui provoque à ce moment la mise en service de l'oscillateur T_{204} ; signal amplifié par T_{207} et appliqué au transducteur Te_1 ; le signal d'appel est perçu. A ce moment, le porteur du récepteur est prévenu, il appuie sur l'interrupteur S_{301} , la modulation est transmise à la base de T_{206} , amplifiée, puis parvient à l'écouteur.

Fig. 6. — Une partie des appareils mobiles Telefunken, allant du récepteur simple de bip, à l'émetteur-récepteur en duplex et au modèle autorisant les communications bilatérales vers 132 correspondants



Les circuits des filtres sont enfichables, afin de pouvoir adapter les récepteurs du réseau en fonction des besoins, et la protection est parfaite; seul le récepteur concerné peut recevoir le message qui lui est destiné; en effet, pour provoquer la conduction de T_{203} il faut exciter le filtre A par sa fréquence d'accord, ce qui entraîne la mise en fonctionnement possible par déblocage du transistor T_{202} , ce dernier ne pouvant conduire qu'à la réception du second bip et s'il se trouve sur la fréquence de travail du filtre B. Si les bips sont de fréquence identique mais inversés, les circuits ne sont pas débloqués.

Le bloc sonore peut être remplacé par un dispositif de signalisation optique comportant deux amplificateurs à courant continu, T_{401} - T_{402} , dont le signal de commande est redressé à la sortie de T_{204} .

La sensibilité du récepteur est d'environ $150 \mu V/m$, la puissance du signal d'appel de 5 mW à 3 000 Hz.

EMETTEUR-RECEPTEUR D659

En exemple des possibilités offertes par la souplesse d'emploi des systèmes de recherche de personne, nous donnons le schéma figure 4 d'un émetteur-récepteur permettant des liaisons en duplex, recevant sur 27,12 MHz et émettant sur 152,10 MHz la réponse du correspondant.

Les circuits de base du récepteur D651 sont conservés avec les éléments de décodage. La porteuse de l'émetteur est générée par un oscillateur à quartz puis multipliée et amplifiée pour atteindre 100mW sur 152,10MHz.

La modulation provient d'un microphone dont les signaux sont amplifiés à l'aide d'un circuit intégré, et le circuit de l'antenne télescopique est commuté à l'émission ou à la réception par poussoir.

Les possibilités les plus étendues sont obtenues par l'émetteur-récepteur D695, offrant par combinaison de ses commutateurs incorporés, la réception ou l'émission vers 132 correspondants distincts, pour un encombrement de $72 \times 180 \times 22$ mm.

CONCLUSION

Cette brève étude permet de prendre conscience des possibilités des systèmes de recherches de personnes. Les matériels que nous avons détaillés ne sont qu'une partie réduite de la gamme Telefunken, dans laquelle l'industriel le plus exigeant peut trouver le type exactement adapté à ses besoins.

Nous avons visité une usine de grande superficie, utilisant simultanément un système rayonnant à boucle et un système sur 27 MHz, et nous avons pu constater en tous points de la vaste zone couverte une excellente réception, que ce soit avec l'une ou l'autre des catégories de récepteurs. La souplesse d'emploi est considérable, elle sera vraisemblablement étendue ces prochaines années par l'attribution de fréquences supplémentaires permettant l'emploi d'émetteurs-récepteurs du type D695.

On peut donc classer ces appareils dans les télécommunications à usage privé, d'une importance grandissante, et offrant à l'industrie exactement le service qu'elle en attend.

J.B.

AKAI®

le constructeur hi-fi INTEGRAL



PLATINE MAGNETOPHONE STEREOGRAPHIQUE « X 201 D »

4 pistes - 3 vitesses - 3 moteurs
Têtes «CROSSFIELD»

2 690 F

PLATINE AP004

2 vitesses (33 1/3 - 45 tours)
Plateau lourd - \varnothing 30 cm
Moteur 4 pôles
Bras tubulaire, réglage latéral
Réglage antiskating
Cellule pointe diamant
Avec socle et couvercle plexi articulé

1 050 F



AMPLIFICATEUR « AA 5500 »

Puissance 120 Watts. Musique (2X60 Watts). Préampli à circuits intégrés. Possibilité d'adapter un ampli de réverbération ou une table de mixage.

Dim. : 432 X 143 X 330 m/m

1 750 F



ENCEINTES ACOUSTIQUES « SW 155 »

Puissance maximum admissible 50 Watts
Système à 4 voies
WOOFER 30 cm
Médium 15 cm - 2 Tweeters
Réponse : 25 à 21 000 Hz
Dim. : 640 X 406 X 300 m/m

PRIX UNITAIRE 894 F



EN OPTION



TUNER FM « AT 550 »

Circuit HF avec transistors à effet de champ. Filtre céramique SILENCIEUX. Prise magnétophone

1 390 F

EN DEMONSTRATION ET VENTE AU

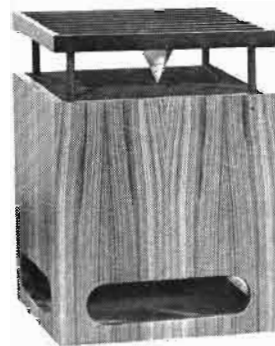
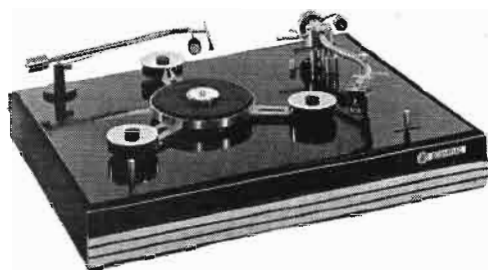
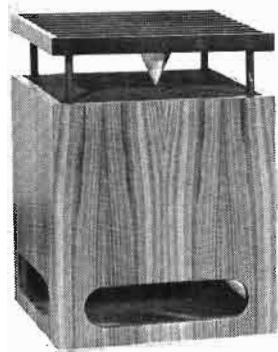
stéréo hi-fi CLUB

CIBOT

12, rue de Reuilly
75012 PARIS
345-65-10/343-66-90
136, bd Diderot
75012 PARIS
346-63-76

Gallus Publ.

SÉLECTION DE CHAINES HI-FI



CHAÎNES SCIENTELEEC

Chaîne 1 A. — Cette chaîne comprend : un amplificateur Sciencetelec Club A25, un tuner Sciencetelec Club, une platine Sciencetelec Club, 2 enceintes acoustiques Mach 302.

L'amplificateur Sciencetelec Club A25. — Amplificateur stéréophonique. Puissance de sortie 2×25 W sur 4Ω . Entrées : radio 120 mV, PU magnétique 3 mV, microphone 1,2 mV, auxiliaire 5 mV, magnéto 200 mV (monitoring). Commandes de volume graves, aiguës, sélection des entrées, monitoring, mono/stéréo, filtre coupe-bas, filtre coupe-haut, filtre physiologique, commutation des sorties. Clavier à touches, potentiomètres à déplacement linéaire, deux prises casque, deux indicateurs de niveau de sortie. Face avant en profilé massif décor noir et alu. Coffret métal $454 \times 306 \times 120$ cm.

La platine Sciencetelec Club. — Table de lecture à deux vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn. Fluctuations mesurées inférieures à 0,15 %. Rapport signal/bruit global : 42 dB. Plateau amagnétique tripode à haute inertie. Entraînement par moteur flottant synchrone et courroie rectifiée.

Suspension ultra-souple. Alimentation 110 à 230 V, 50 Hz. Consommation 4 W. Dimensions : $350 \times 455 \times 115$ cm. Poids : 4,1 kg.

Le tuner Sciencetelec Club. — **Tête HF :** Entrée $75/300 \Omega$. Sensibilité $1 \mu\text{V}$ pour 24 dB S/B. Quatre transistors dont trois FET. CAF amplifiée. Trois touches préréglées et une gamme continue de 86 à 108 MHz.

Ampli FI : Entrée à basse impédance. Fréquence d'accord 10,7 MHz. Détection synchrone. Distorsion inférieure à 0,5 %. Diaphonie 30 dB. Compatibilité mono-stéréo assurée.

Circuits auxiliaires : Quatre émissions préréglées et un accord couvrant la bande FM. Une touche de mise en service d'accord silencieux (Squelch). Pré-amplificateurs - adaptateurs de sorties BF : 400 mV.

L'enceinte acoustique Mach 302. — Enceinte close, volume $28,5 \text{ dm}^3$. H.P. de 210 mm de diamètre + tweeter. Filtre 2 voies L-C. Fréquence de coupure : 2 500 Hz. Résonance fondamentale : 60 Hz. Impédance : 8Ω . Bande passante : 50 à 22 000 Hz. Puissance max. admissible 20,

30 W. Coffret bois + élément réflecteur, dimensions $390 \times 390 \times 520$ mm. Poids 13,300 kg.

Chaîne 1 B. — Cette chaîne comprend : un amplificateur Sciencetelec Club, une platine Club, 2 enceintes Eole 180.

L'amplificateur Club A25. — (voir chaîne 1 A).

La platine Sciencetelec Club. — (voir chaîne 1 A).

L'enceinte acoustique Sciencetelec Eole 180. — Système à 2 voies (2 H.P.), 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 30 Hz (champ dans l'entrefer 15 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante 25 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. Impédance $4-8 \Omega$. Dimensions : $423 \times 293 \times 240$. Volume interne : 19 litres. Poids : 10 kg.

Chaîne 1 C. — Cette chaîne comprend : un ampli-tuner Sciencetelec AT25, une platine Sciencetelec Club, 2 enceintes acoustiques Eole 180.

Le tuner-amplificateur Sciencetelec AT25. — Cet ensemble réunit les caractéristiques de l'amplificateur A25 et du tuner Club (voir chaîne 1 A).

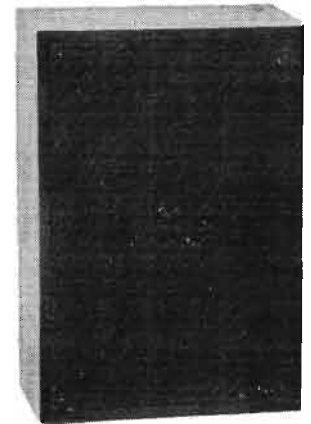
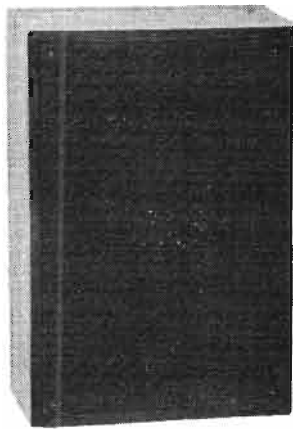
La platine Sciencetelec Club. — (voir chaîne 1 A).

L'enceinte acoustique Sciencetelec Eole 180. — (voir chaîne 1 B).

Chaîne 1 D. — Cette chaîne comprend : un amplificateur Club A25, une platine Lenco B55, 2 enceintes acoustiques Sciencetelec Eole 180.

L'amplificateur Club A25. — (voir chaîne 1 A).

La platine Lenco B55. — Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes, 16 2/3, 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. Pleurage et scintillation tels que mesurés $\pm 1,8\%$. Pleurage et scintillation évalués selon normes DIN 45507 $\pm 1,2\%$. Rumble (0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s) — 37 dB. Rapport signal/bruit (référence 6 mV), 44 dB. Variation de la vitesse pour une variation de la tension du secteur de $\pm 10\%$, + 2,5 — 3 %. Erreur de lecture tangentielle pour diamètre de 120-20 mm, $\pm 0,8\%$. Dimensions : platine de montage en acier de 2 mm, 375×300 mm ; diamètre du plateau 300 mm.



Chaîne 2 A Marantz 2010. — Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Marantz 2010, une platine Era 444, 2 enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

L'ampli-tuner Marantz 2010. — Ampli-tuner stéréophonique. Section tuner, gamme FM 88 à 108 MHz. Sensibilité $2,8 \mu\text{V}$ à 30 dB. Distorsion harmonique totale mono 0,6 %. Réponse en fréquence $\pm 1,5$ dB de 20 à 15000 Hz. Sélectivité > 48 dB. Antenne 300 Ω ou 75 Ω . Gamme AM 530 à 1 605 kHz. Sensibilité $> 25 \mu\text{V}$. Antenne ferrite. Section audio-fréquence. Ampli puissance 2×10 W efficaces sur 8 Ω . Distorsion harmonique > 1 % dans les limites 40 à 16 kHz. Réponse en fréquence $\mp 1,5$ dB, 20 à 20 000 Hz. Rapport signal/bruit. Phono 93 dB. Sensibilité entrées phono 2,2 mV/47 k Ω . Sorties magnétophone : 0,775 V/47 k Ω . Casque : 1 V/8 Ω .

La platine Era 444. — Platine à pivot fictif. Moteur synchrone. Entraînement par courroie. Suspension élaborée. Compensateur de poussée latérale.

Caractéristiques : Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à $\pm 5 \mu$. Fluctuations totales en

33 t $< 0,04$ %. Rumble en 33 t < -73 dB (DIN). Vitesses 33/45 tr/mn. Bras à pivot fictif K3. Suspension par sous-platine extérieure montée sur silent-blocs. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions : (L \times P \times H) 41 \times 31 \times 13 cm.

L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180. — (Voir chaîne 1 B).

Chaîne 2 B Marantz 2220. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Marantz 2220, une platine Thorens TD160, 2 enceintes Scott S17.

L'ampli-tuner Marantz 2220. — Ampli-tuner stéréophonique. Gamme FM 88 à 108 MHz. Gamme AM 530 à 1 605 kHz. Antenne AM ferrite, FM 300 Ω et 75 Ω . Section audio-fréquence. Puissance de sortie 40 W efficaces sur 8 Ω . Distorsion harmonique totale $< 0,9$ %. Bande passante (IHF) 10 à 50 000 Hz. Alimentation 110 à 240 V, 50/60 Hz. Dimensions : 42,5 \times 12,7 \times 36 cm.

La platine Thorens TD160. — Système d'entraînement moteur 16 pôles synchrone biphasé. Entraînement du plateau par courroie caoutchouc. Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn. Plateau en

alliage zinc non-magnétique 30 cm, 3,2 kg. Régularité vitesse : 0,06 % pondéré. Niveau de bruit rumble non-pondéré.

L'enceinte Scott S17. Puissance : 35 W. Diamètre H.P. : 200 mm. Diamètre du tweeter : 75 mm. Impédance : 8 Ω . Bande passante : 40 à 20 000 Hz. Dimensions : 267 \times 457 \times 216 mm. Poids : 7,5 kg.

Chaîne 2 C Pioneer LX440. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Pioneer LX440, une platine Era 444, 2 enceintes acoustiques Scientelec Eole 150.

Le tuner-amplificateur LX 440A. — Equipement : 2 transistors FET, 32 transistors, 22 diodes. Partie FM : gamme : 87,5 à 108 MHz. Sensibilité : $2,5 \mu\text{V}$. Rapport signal/bruit : 55 dB. Séparation stéréo : > 40 dB. Partie AM : gammes 525 à 1 605 kHz, sensibilité : $18 \mu\text{V}$ et 150 à 350 kHz, sensibilité : 30 μV . Rapport signal/bruit : > 40 dB. Partie amplificateur : puissance : 2×17 W/4 Ω . Distorsion harmonique : < 1 %. Bande passante : 30 à 20 000 Hz. Sensibilité des entrées : PU : 3,4 mV/50 k Ω . Aux. : 150 mV/60 k Ω . Magnéto : 200 mV/85 k Ω . Contrôle des graves : $- 8,5$ dB + 10 dB/

100 Hz. Contrôle des aiguës : $- 10$ dB + 10 dB à 10 kHz. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Dimensions : 422 \times 139 \times 340 mm. Poids : 8,2 kg.

La platine Era 444. — (Voir chaîne 2 A.)

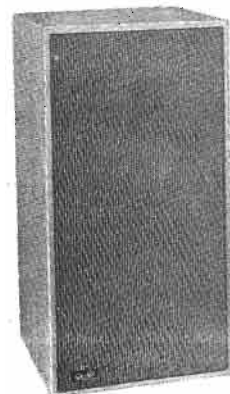
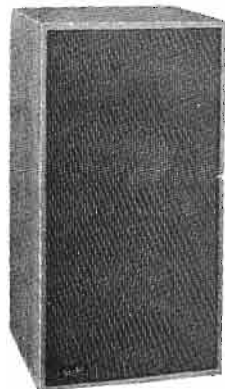
L'enceinte acoustique Scientelec Eole 150. — Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 35 Hz (champ dans l'entrefer 10 000 G), 1 tweeter (23 kHz \times 3 dB). Bande passante 30 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 10 à 30 W par canal. Impédance 4-8 Ω . Dimensions : 423 \times 293 \times 240 mm. Volume interne 19 litres. Poids : 10 kg.

Chaîne 2 D Scott 235S. — Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 235S, une acoustiques Gego GE1.

L'amplificateur Scott 235S. — Amplificateur stéréo 2×15 W eff./8 Ω . Distorsion harmonique 0,5 %. Bande passante 20 à 20 000 Hz. Sensibilité PU magnétique 2,7 mV/50 k Ω ; céramique 90 mV/2 k Ω . Rapport signal/bruit : $- 60$ dB.

La platine Era 444. — (Voir chaîne 2 A.)

L'enceinte acoustique Gego GE1.



Chaîne 3 A Philips 702.

Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur Philips 702, une platine Era 444, 2 enceintes Gego GE1.

Le tuner-amplificateur Philips 702. — Tuner-ampli stéréophonique haute-fidélité 2 x 20 W. Gammas d'ondes : GO - PO 1 - PO 2 - OC - FM stéréo, 5 stations préréglées en FM. Contrôle de l'accord par vu-mètre. Cadre ferrocaptateur incorporé pour PO-GO. Equipement 69 semi-conducteurs. Amplificateur audio-fréquence. Puissance efficace : 2 x 12 W. Distorsion : 0,6 %. Entrées mono stéréo : pick-up magnétique, pick-up piezo, magnétophone, microphone. Sortie pour haut-parleurs 4 Ω. Sortie pour casque stéréophonique. Cofret noyer. L 57 x H 11 x P 22 cm.

La platine Era 444. — (Voir chaîne 2 A.)

L'enceinte Gego GE1. — (Voir chaîne 2 D.)

Chaîne 3 B Dual. — Cette chaîne comprend : sur amplificateur Dual CV60, une platine Dual 1214, deux enceintes acoustiques Eole 180.

L'amplificateur Dual CV60. — Puissance de sortie : 2 x 20 W. Taux de distorsion : < 0,2 % (jusqu'à 15 W en régime permanent de 40 - 12 500 Hz). Entrées : micro 2,0 mV sur 47 kΩ, PU magnétique : 2,5 mV sur 47 kΩ radio (tuner) : 300 mV sur 470 kΩ, magnétophone : 300 mV sur 470 kΩ, réserve (PU céramique, monitor) : 300 mV sur 470 kΩ. Bande passante : 20 Hz - 30 kHz ± 0,5 dB, 15 Hz - 60 kHz ± 1,5 dB. Sorties : 2 prises haut-parleur 4 - 16 Ω, prise pour casque, entrées basse impédance > 50 dB, entrées haute impédance > 50 dB. Rapport signal/bruit : entrée micro > 56 dB, entrée PU magnétique > 62 dB, entrées haute impédance > 76 dB. Rapport de diaphonie : > 45 dB à 1 kHz.

La platine Dual 1214. — Tourne-disque manuel et automatique avec changeur 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. Réglage de la hauteur du son. Moteur Dual asynchrone bipolaire. Plateau « sandwich » 1,45 kg, Ø 270 mm. Bras de lecture en tube d'aluminium, équilibré par contrepoids.

Lève-bras. Antiskating (329 x 274 mm, 4,35 kg).

L'enceinte Eole 180. — (Voir chaîne 1 B.)

Chaîne 3 C ITT 3500. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur ITT 3500, une platine Garrard SP25, deux enceintes Gego GE1.

Le tuner amplificateur ITT 3500. — Amplificateur. Puissance : 2 x 30 W efficaces, tuner : 5 gammes d'ondes : PO-GO-OC 1, OC 2-FM (5 stations préréglables), CAF : commutables. Dimensions : L. 630, H. 100, P. 290. Poids : 9 kg.

La platine Garrard SP25. — Tourne-disque 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours. Moteur asynchrone tétrapolaire. Bras de lecture aluminium à système à contrepoids, tête amovible à glissière. Mécanisme de commande à distance du bras. Réglage de la force d'application. Correcteur de poussée latérale. Pose automatique du bras. Plateau de 26,7 cm de diamètre. Pleurage et scintillement inférieurs à 0,14 %. Vibration infé-

rieure à - 46 dB en 1,4 cm/s à 100 Hz. Alimentation secteur 110/220 V. Dimensions : 383 x 317 mm.

L'enceinte acoustique Gego GE1. — (Voir chaîne 2 D.)

Chaîne 3 D ITT 5500. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur, lecteur-enregistreur de cassettes ITT 5500, une platine Lenco B55, deux enceintes acoustiques Eole 180.

Le combiné ampli-tuner/lecteur-enregistreur ITT 5500. — Ensemble amplificateur. Puissance : 2 x 30 W efficaces. Tuner 5 gammes d'ondes. AM : PO-GO-OC 1, OC 2-FM (5 stations préréglables). Lecteur/enregistreur de cassettes stéréophoniques. Dimensions : L. 630, H. 105, P. 290.

La platine Lenco B55. — Platine tourne-disque 4 vitesses : 16, 33, 45 et 78 tours. Diamètre du plateau : 300 mm. Poids du plateau : 1,4 kg. Moteur 4 pôles à axe cône. Longueur du bras : 238 mm. Dimensions : 375 x 300 mm. Poids : 5,5 kg.

L'enceinte acoustique Eole 180. — (Voir chaîne 1 B.)

BIFI-CLUB TERAC

OUVERT TOUS LES JOURS
SAUF DIMANCHE ET LUNDI MATIN DE 9 H A 19 H 45

53, RUE TRAVERSIÈRE - PARIS-12^e
TÉL. : 344-67-00 - 307-47-11 - 307-87-74

1 - A - 1 ampli A25 Club Scientelec - 1 tuner FM Club Scientelec - 1 platine Club, cel. Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Mach E302 **3 790 F**

1 - C - 1 ampli-tuner AT25 Scientelec - 1 platine Club, cellule Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Gego **2 950 F**

2 - C - 1 ampli-tuner LX440A Pioneer - 1 platine Era 444, Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Eole 150S Scientelec **2 990 F**

3 - A - 1 ampli-tuner Philips RH702 - 1 platine Era 444, cellule Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Gego **1 990 F**

1 - B - 1 ampli Club A25 Scientelec - 1 platine Club, cellule Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Eole 180S **2 290 F**

1 - D - 1 ampli Club A25 Scientelec - 1 platine Lenco B55, cellule magnétique, socle et plexi - 2 enceintes Eole 180S **2 190 F**

2 - C - 1 ampli-tuner LX440A Pioneer - 1 platine Garrard SP25 MKIII, cellule magnétique, socle et plexi - 2 enceintes Gego **2 650 F**

3 - B - 1 ampli Dual CV60 - 1 table de lecture Dual 1214, cellule Shure, socle et plexi - 2 enceintes Eole 180S **1 990 F**

1 - B - 1 ampli A25 Club Scientelec - 1 platine SP25 MKIII Garrard, cellule magnétique, socle et plexi - 2 enceintes Gego **1 700 F**

2 - A - 1 ampli-tuner Marantz 2010 - 1 platine 444 Era, cellule Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Eole 150S Scientelec **2 850 F**

2 - D - 1 ampli Scott S235 - 1 platine Era 444, cel. Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Gego **1 690 F**

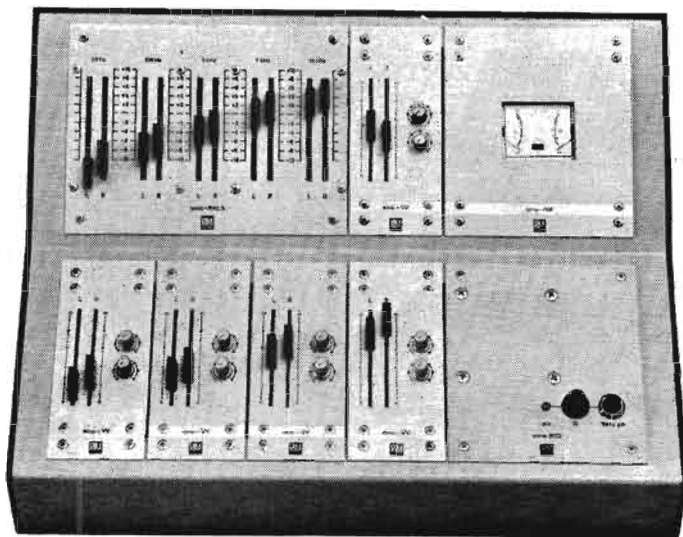
3 - C - 1 ampli-tuner ITT Schaub-Lorenz 3500 - 1 platine SP25 MKIII Garrard, cel. magnétique, socle et plexi - 2 enceintes Gego **1 970 F**

1 - C - 1 ampli-tuner AR25 Scientelec - 1 platine Club, cellule Shure 75/6, socle et plexi - 2 enceintes Eole 180S **3 095 F**

2 - B - 1 ampli-tuner Marantz 2220 - 1 platine Thorens TD160, cel. Shure 75EM, socle et plexi - 2 enceintes Scott S17 **4 490 F**

2 - D - 1 ampli Scott S235 - 1 platine SP25 MKIII Garrard, cellule magnétique, socle et plexi - 2 enceintes Gego **1 450 F**

3 - D - 1 ampli-tuner av. lect.-enreg. de K7 Schaub-Lorenz 5500 - 1 table de lect. Lenco B55H, cel. magn., socle et plexi - 2 enc. Eole 180S **3 020 F**



NOUVEAUX MODULES POUR TABLE DE MIXAGE

ELA MINI~SYSTEM

NOUS avons eu l'occasion de publier dans de précédents numéros la description des divers modules entrant dans la composition personnelle de la table de mixage Ela Mini System de la firme allemande RIM. Les premiers éléments constitutifs de cet ensemble de très haute qualité ont été décrits dans les numéros 1355, 1401 et 1420 du « Haut-Parleur ». Le dernier en date présentait un

indicateur de niveau à diodes électroluminescentes. Le succès remporté par ces modules commercialisés sous la forme de « kit » nous a incité à vous proposer les modules complémentaires et récents qui viennent d'être lancés sur le marché français à savoir un ensemble de réverbération artificielle stéréophonique et une alimentation stabilisée.

La solution du kit et de la composition personnelle de l'ensem-

ble sont des formules très chères à RIM. Comme il est d'usage l'amateur peut disposer d'un circuit imprimé entièrement préparé à cet effet. Dans ces conditions il suffit d'implanter soigneusement les éléments sur la plaquette et de les souder.

Tous les modules sur leur face avant présentent sensiblement le même encombrement et peuvent être alignés sur un bâti ou bien un rack prévu à cet effet. Les

possibilités de montage de la table et de composition sont très importantes attendu le nombre de modules différents.

LE MODULE EMS-HALL

Le module « réverbération » est conçu pour un ensemble stéréophonique et comporte à cet effet deux circuits identiques l'un pour le canal droit, l'autre pour le canal gauche.

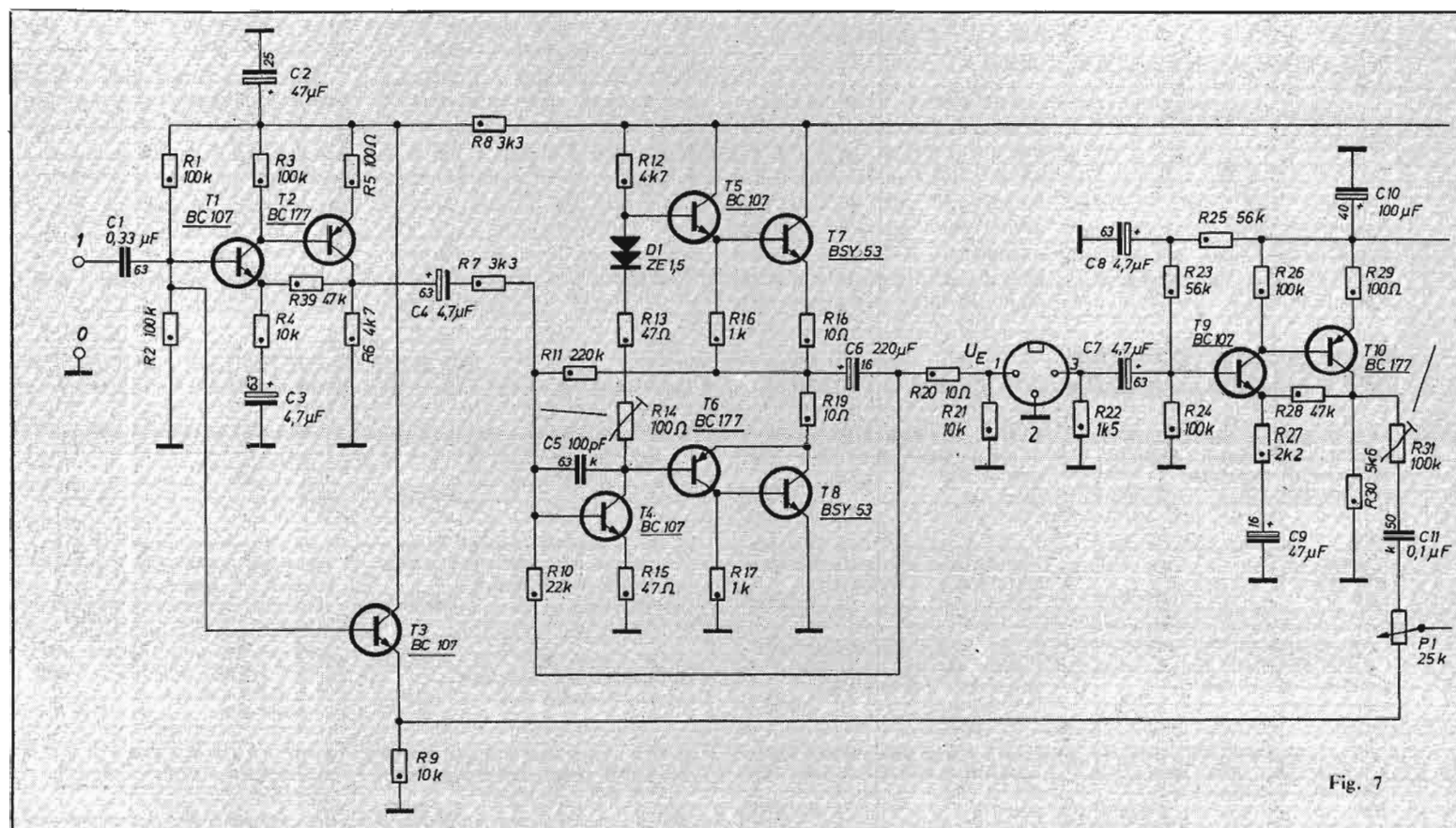


Fig. 7

Sur la face avant en aluminium satiné apparaissent les deux potentiomètres à déplacement linéaire dosant l'effet de réverbération en profondeur sur chaque canal. Les dimensions de la face avant sont compatibles à l'insertion dans la ou les formes de bâti exécutées par cette firme (133 x 120 x 45 mm).

Le niveau d'entrée du module est de 100 à 150 mV sous 50 kΩ d'impédance environ. La sortie du signal s'effectue sous 100 mV également.

La profondeur de modulation peut passer de 0 à 100 %. La tension d'alimentation reste de 24 à 30 V comme pour tous les autres modèles.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général de l'unité de réverbération est présenté figure 1. 22 transistors et deux diodes sont nécessaires à l'élaboration du module.

Cette unité de réverbération fait appel à une ligne à retard classique ; il peut s'agir des modèles RE4 et RE16 que l'on raccorde au module par l'intermédiaire d'une prise DIN.

Une unité de réverbération se compose essentiellement de deux

ressorts du type boudin qui, par leur inertie, véhiculent les vibrations sonores avec une vitesse ou vitesse de déplacement relativement faible. L'onde sonore se réfléchit plusieurs fois aux extrémités des ressorts et imite, par là même, les réflexions successives sur les parois d'une salle. Plus les ressorts sont longs, plus la réverbération est importante.

Toutefois, et afin d'actionner ces ressorts on emploie deux transducteurs magnétiques. L'entrée est constituée d'un transducteur basse impédance 4 à 16 Ω qui actionne les ressorts. Un autre transducteur haute impédance 4 à 10 kΩ transforme ces vibrations en tension. Il faut en conséquence utiliser un amplificateur d'entrée et un préamplificateur de sortie.

Pour pouvoir doser convenablement l'effet de réverbération il faut pouvoir également disposer d'un doseur.

Le préamplificateur d'entrée emploie deux transistors couplés en continu en raison de leur complémentarité. L'entrée se réalise sur la base à l'aide d'un condensateur de 0,33 μF. La polarisation de base s'obtient par un pont de résistances R₁ R₂. La résistance de charge R₃ est commune au tandem T₁ T₂.

La sortie s'effectue sur le collecteur de T₂ grâce à la résistance R₆. Le condensateur C₄ se charge de transmettre le signal à l'amplificateur de puissance.

Le transistor T₃ dont la base est reliée au transistor T₁ fait office de mélangeur. Il s'agit d'un montage collecteur commun où l'on retrouve la résistance de charge dans l'émetteur.

Pour l'amplificateur de puissance la liaison entre les transistors est directe afin d'améliorer la qualité et les performances bien que la bande passante soit volontairement réduite afin d'éviter les bruits mécaniques parasites.

Le transistor T₄ travaille en étage « driver ». Pour cela son collecteur est chargé par les bases des transistors déphaseurs et complémentaires T₅ et T₆. Le condensateur C₅ évite les accrochages tout en limitant la réponse en fréquence.

La polarisation de base de ce premier étage fixe le point de repos de l'ensemble du montage. La résistance variable R₁₄ permet d'éliminer la distorsion de croisement et la diode D₁ rattrape les éventuelles dérives en température.

L'étage de sortie est du type quasi complémentaire, les transis-

tors T₅ et T₆ assurant le déphasage nécessaire à l'attaque des transistors de sortie NPN type BCY53. Dans chaque circuit émetteur de ces transistors est prévue une résistance de stabilisation en température R₁₈ et R₁₉.

La sortie s'effectue par l'intermédiaire d'un condensateur de 200 μF seulement pour respecter les limitations de fréquences précitées dans le cas de cette application.

La résistance R₁₀ agit en contre-réaction générale pour tous les étages.

Les tensions BF de sortie sont alors d'une amplitude suffisante pour attaquer le transducteur d'entrée et actionner la ligne à retard.

A la borne 3 de la prise DIN on est en présence du signal d'entrée retardé mais d'un niveau relativement faible. Le tandem T₇ T₁₀ se charge de préamplifier ces tensions.

Le gain apporté par cet étage est important ; le montage reste identique au préamplificateur d'entrée. La sortie se réalise au niveau collecteur de T₁₀ moyennant une résistance ajustable de 100 kΩ et au condensateur C₁₁, de liaison.

A ce niveau agit le potentiomètre P₁ de profondeur de réverbération. En effet, suivant la position du curseur on est à même

de prélever une fraction ou bien la totalité du signal retardé, mais il en est de même pour le signal de modulation en provenance de l'émetteur de T₃.

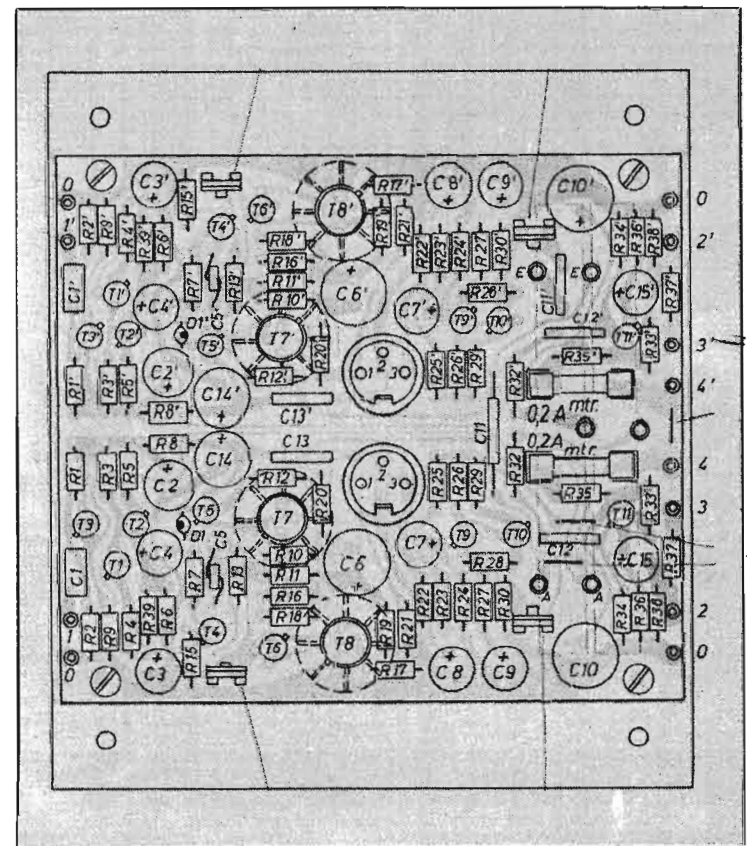
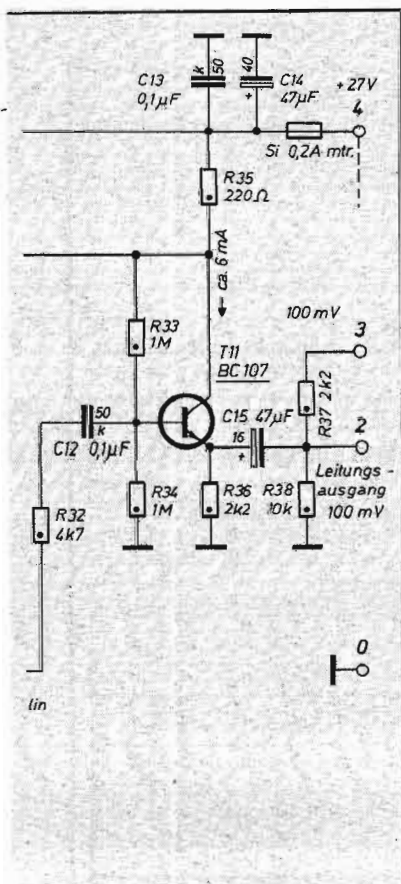
Le dernier transistor T₁₁ assume les fonctions d'adaptateur général d'impédance avec un montage collecteur commun. L'entrée est réalisée sur la base polarisée par un pont tandis que la sortie est prévue sur le circuit émetteur grâce à la résistance de charge R₃₆ de 2,2 kΩ.

L'alimentation peut s'échelonner de 24 à 30 V. Plusieurs cellules cascades de filtrage sont employées pour les divers étages.

LE MONTAGE

La formule de commercialisation en kit reste très séduisante pour l'amateur et la firme RIM perpétue cette tradition. Des schémas de montage mécanique et des schémas de câblage très détaillés autorisent une réalisation facile à la portée même de l'amateur débutant.

Le circuit imprimé, est fourni tout préparé à l'amateur, c'est-à-dire perforé et comportant la sérigraphie des éléments du côté isolant. Il ne reste plus qu'à réaliser l'insertion des composants sur la plaquette et à les souder côté cuivre.



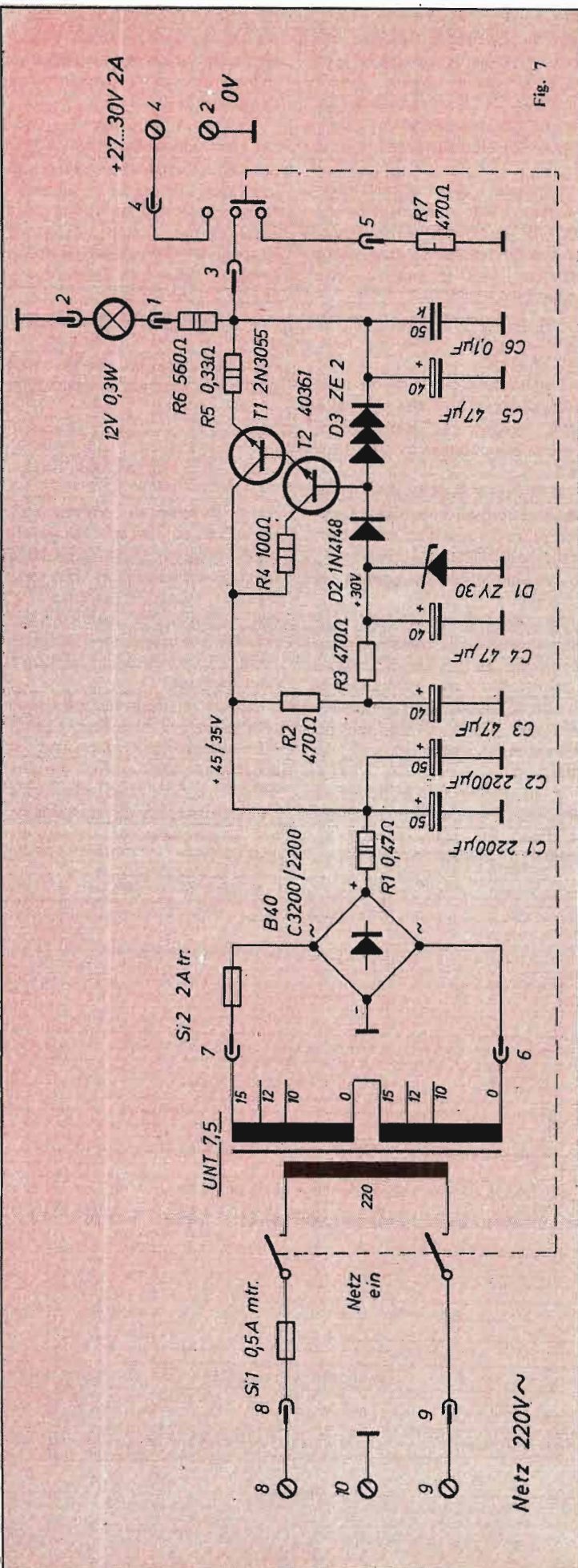


Fig. 7

La figure 2 présente l'implantation générale des éléments retenues par le constructeur où l'on détermine très bien l'emplacement des transistors T_7 et T_8 de sortie munis de leur radiateur à ailettes.

Comme toujours la liaison entre les modules ainsi constitués s'effectue à l'aide de petites cosse enchassables afin de permettre le remplacement rapide et éventuel du module par un autre.

L'ALIMENTATION EMS NT3

Si on dispose d'un bâti ou rack sur lequel on peut placer un grand nombre de module on a recours à une alimentation spéciale compatible avec les consommateurs de tous ces ensembles. Il était donc impératif pour la firme RIM de sortir un module alimentation capable de débiter 3 A.

La présentation en plaquette d'aluminium satiné pour la face avant est toujours retenue. Seuls apparaissent le voyant lumineux de mise en service, le fusible de protection et l'interrupteur arrêt/marche.

L'alimentation générale NP3 peut débiter 2 A en régime permanent sous 30 V de tension. Son raccordement est prévu sur un réseau de distribution à 220 V. Les dimensions du module sont de 180 x 133 x 100 mm.

Un transformateur d'alimentation largement dimensionné

délivre au secondaire deux fois 15 V efficaces. Un pont redresseur à quatre diodes permet de bénéficier d'un redressement double alternance.

Des protections thermiques par fusible sont placées dans le circuit primaire et le circuit secondaire du transformateur ; seul le premier reste accessible de la face avant.

A la sortie du pont est prévu un énergique filtrage à l'aide de deux condensateurs de 2 200 μ F montés en parallèle.

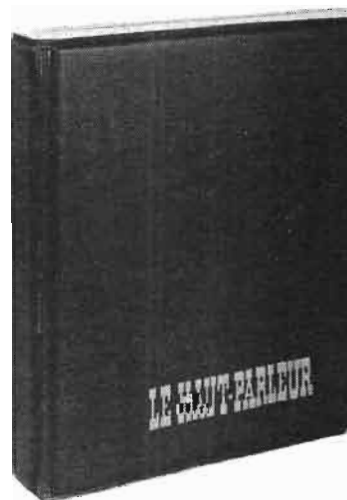
Pour la section stabilisatrice deux transistors, dont un de puissance, sont montés en Darlington pour satisfaire aux conditions d'impédance. L'élément de référence est la diode Zener ZY30 qui fixe le potentiel de base. L'alimentation travaille également en filtrage électronique.

CONCLUSION

Le sérieux et la qualité des modules RIM n'est plus à démontrer et nous inclinons à croire que beaucoup d'amateurs de sonorisation ou bien de haute fidélité ne manqueront pas de faire un retour sur les modules déjà décrits à l'occasion de cette description.

Tous ces modules sont distribués par Comptoir Championnet, 14, rue Championnet, 75018 Paris, tél. : 076-52-08.

CE MAGNIFIQUE PORTE-CASSETTES EST A VOUS...



En voiture comme à la maison ce magnifique porte-cassettes vous permet d'effectuer un classement rationnel de vos cassettes. Il peut en contenir 4.

Pour l'obtenir il vous suffit de vous abonner au *Haut-Parleur* (ou de vous réabonner) même par anticipation avant le 15 janvier 1974. Attention : cette offre est limitée !

Adressez le montant de votre abonnement

FRANCE : 100 F
ÉTRANGER : 140 F

à : LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS
C.C.P. Paris 424-19

LA CHAÎNE PHILIPS



GF 908 STEREO 4

LA chaîne présentée comporte une platine tourne-disque associée à des amplificateurs de catégorie Hi-Fi. L'ensemble est défini par son constructeur comme un électrophone de catégorie Hi-Fi, complété par deux enceintes de petites dimensions, que l'on peut d'ailleurs échanger contre des modèles plus performants choisis dans la gamme proposée par ailleurs.

La chaîne possède de bonnes qualités, elle est susceptible de satisfaire un mélomane averti, par l'assemblage cohérent de ses différents maillons.

CARACTERISTIQUES

Platine. A entraînement par courroie, à partir d'un moteur synchrone 24 poles.

Vitesses : 45 et 33 tr/mn.

Pleurage + scintillement : < 0,2 %.

Rumble : DIN A - 38 dB, DIN B - 58 dB.

Force d'appui du bras : 1 - 4 grammes.

Réglage d'antiskating réglable en fonction de la force d'appui.

Diamètre du plateau : 295 mm.

Dispositif d'arrêt automatique

en fin de lecture, lift hydraulique.

Cellule de lecture : type GP400 magnétique à pointe diamant de 15 μ .

Courbe de réponse : 20 Hz-20 kHz.

Séparation des canaux : > 24 dB, avec une dissymétrie inférieure à 2 dB.

Amplificateurs. Puissance de sortie : 2 x 15 W eff. sur charges de 8 Ω .

Distorsion harmonique : < 1 %.

Bande passante : 40 Hz-20 kHz.

Entrées : tuner, 100 mV/100 k Ω ; magnétophone 500 mV/> 18 k Ω .

Sorties : magnétophone, 800 mV/680 k Ω ; casque 20 mV/600 Ω ; enceintes principales 8 Ω ; enceintes secondaires 8 Ω .

Plage d'action des correcteurs de tonalité : \pm 12 dB graves et aigues.

Filtres de présence et de correction physiologique passe-bas, et 2 vu-mètres indiquant le niveau de puissance en sortie.

Encombrement : 500 x 300 x 153 mm.

Alimentation : 110/220 V.

Enceintes : A trois éléments

avec filtre, d'encombrement 266 x 266 x 100 mm.

PRESENTATION

L'esthétique de la chaîne GF908 est agréable, toutes les commandes sont disposées sur le dessus à côté de la platine.

Les commutations sont réalisées à l'aide de poussoirs, les niveaux ajustés par potentiomètre à déplacement linéaire. Une sobriété de bon aloi se dégage à l'examen de l'appareil.

La platine est du type 22GC008 dont nous avons vu le détail du fonctionnement dans le banc d'essai consacré à la chaîne RH802 sur le *Haut-Parleur* n° 1396. Cette platine fait partie du haut de la gamme Philips, ses performances sont en tous points intéressantes.

Comme nous l'avons signalé plus haut, les enceintes sont de petites dimensions, les mélomanes désirant des éléments plus performants peuvent donc utiliser des modèles de catégorie supérieure.

Au dos de l'appareil sont disposées les prises DIN de raccordement des entrées et des

sorties, ainsi que l'inverseur de mise en service de 2 ou 4 enceintes. La prise casque est disposée, elle, sur le flanc droit, ce qui n'est pas d'un accès toujours commode si l'appareil est encastré.

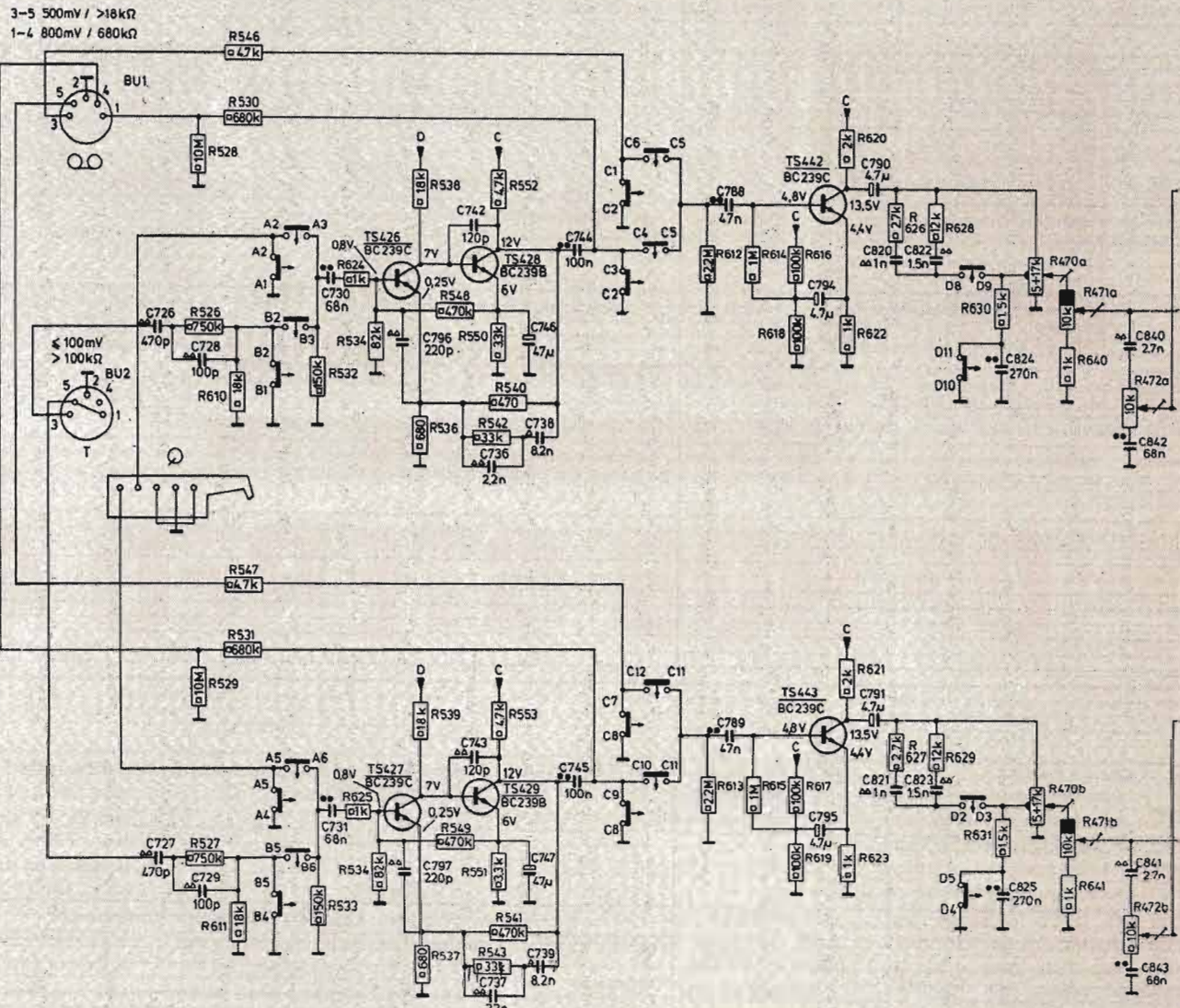
La réalisation est soignée, les différents circuits sont de conception classique, avec une accessibilité correcte.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma général figure 1 présente l'architecture des circuits réalisés de façon classique.

A l'entrée, nous trouvons le circuit préamplificateur correcteur RIAA utilisé à la lecture à l'aide d'une cellule magnétique, ou recevant les signaux provenant du tuner, que l'on atténue et corrige à l'aide du réseau C₇₂₈-C₇₂₆-R₅₂₆-R₆₁₀. Le préampli est monté avec les transistors TS₄₂₆-TS₄₂₈ (voie du haut) raccordés en liaison continue et bouclés à l'aide des réseaux de correction locale et globale.

La sortie de ce circuit est dirigée vers enregistrement ou après



sélection de source, vers l'étage amplificateur utilisant le transistor TS₄₄₂. Cet étage comporte dans sa charge collecteur le réseau de correction physiologique commutable, la commande de volume, et celle de balance.

Les signaux sont ensuite appliqués aux circuits de correction de tonalité, puis amplifiés successivement par les deux étages TS₄₃₀-TS₄₃₂, avec les filtres passe-bas et présence disposés entre eux.

Le bloc de puissance reçoit le signal sur le transistor d'entrée TS₄₃₄, puis après amplification attaque des drivers et des étages de puissance, montés en circuit quasi complémentaire.

Les vu-mètres indicateurs de puissance comportent chacun

un potentiomètre d'ajustage de l'échelle, le signal qui leur est appliqué est redressé et filtré.

En sortie deux paires d'enceintes sont utilisables, avec une puissance différente pour chaque paire, pour l'une 12 W, pour la seconde 6 W.

MESURES

Amplificateurs. La puissance maximale délivrée est de 2 x 14,5 W eff chargé sur 8 Ω à 1 kHz, pour le circuit des enceintes principales. Le constructeur indiquant la possibilité d'obtenir 6 W par canal sur les enceintes secondaires, nous avons relevé effectivement 2 x 6 W eff sur 8 Ω sur ces prises, mais l'appareil ne peut fournir simul-

tanément 2 x 15 W + 2 x 6 W si l'on utilise 4 enceintes.

La distorsion harmonique pour une puissance de 2 x 15 W ressort à 0,77 % à 1 kHz, valeur conforme à la spécification.

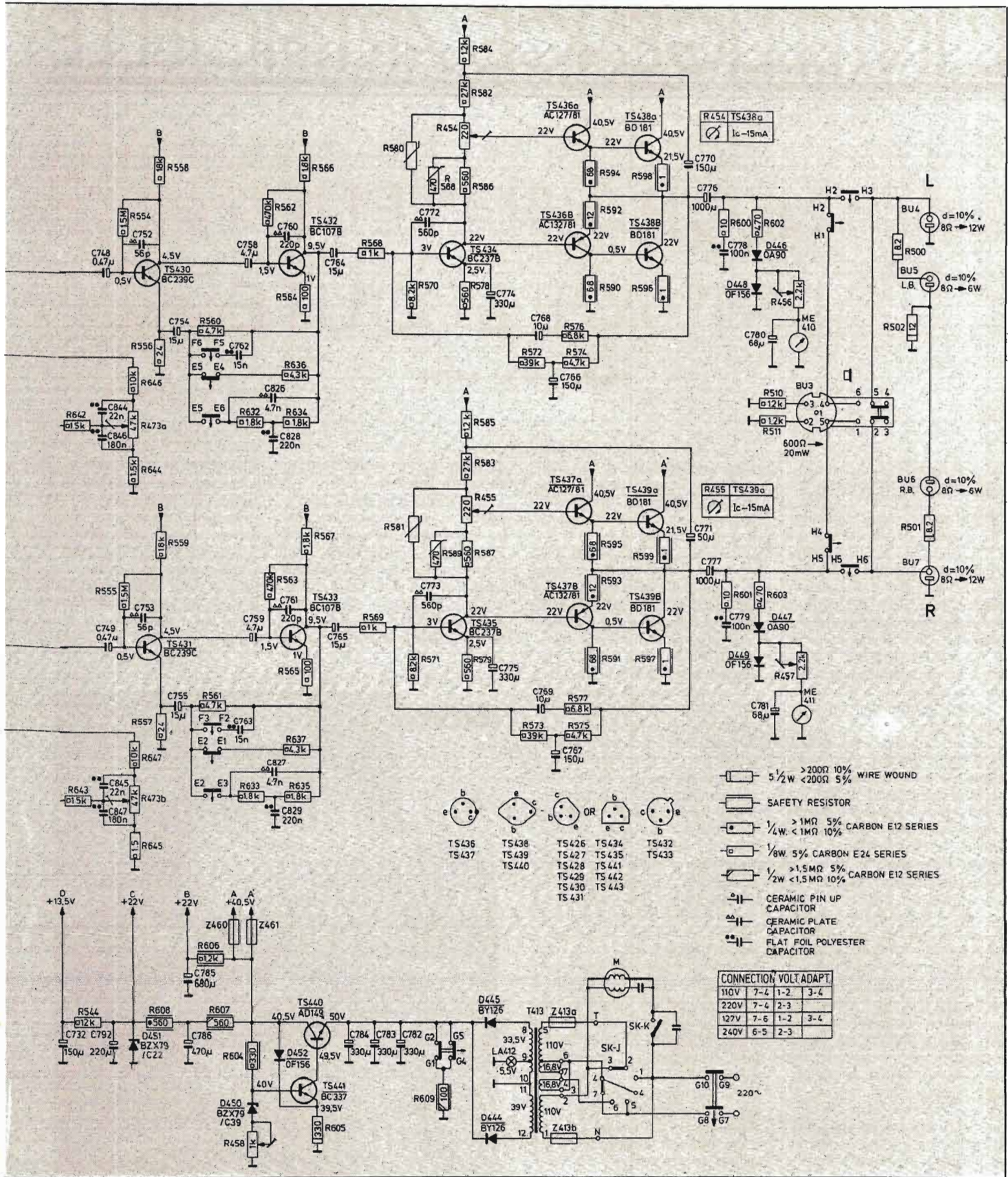
La bande passante mesurée à - 3 dB s'entend entre 50 Hz et 19 kHz. Les plages d'action des circuits correcteurs de tonalité ainsi que l'efficacité des différents filtres sont situés dans une bonne moyenne, le filtre présence remontant le medium a une action très sensible, + 6 dB à 2 kHz.

Platine. Cet élément a été étudié dans le *Haut-Parleur* n° 1396, nous n'avons relevé que quelques caractéristiques, qui recoupent nos premières mesures. Le rapport signal/bruit non pon-

déré est de 40 dB, les fluctuations totales de 0,15 %.

ECOUTE

Alors que l'on note la bonne harmonisation cellule platine amplificateur, la qualité des enceintes est légèrement inférieure aux maillons précédents. En utilisant d'autres modèles choisis dans la gamme de ce constructeur, l'harmonie est réalisée, et l'on peut employer en éléments secondaires sur les voies arrière les enceintes primitives. La note générale du test d'écoute est cependant bonne, compte tenu de la classification en électrophone Hi-Fi de cette chaîne.



CONCLUSION

Nous sommes en présence d'une « petite » chaîne aux per-

formances très intéressantes, soigneusement construite, dont la puissance est très largement suffisante pour l'écoute même à

haut niveau. La qualification électrophone, utilisée pour cet appareil par son constructeur, semble inadaptée, elle mérite

très largement le label petite chaîne Hi-Fi.

J.B.

L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE

L'ORDINATEUR EST A L'ÉCOUTE

(suite voir n° 1429)

APRES L'EUPHORIE DES ANNEES 50 L'ECLIPSE

LES études sur la reconnaissance de la parole ont connu, il y a une quinzaine d'années une grande vague d'intérêt de la part de nombreux centres de recherches ; mais le problème s'est rapidement révélé beaucoup plus complexe qu'on ne pouvait le supposer initialement, les méthodes d'études ainsi que les moyens de traitement se révélant insuffisants ou mal adaptés.

Après l'euphorie des années 1955-1965, succède un optimisme modéré (certains parlent de désenchantement). Depuis les toutes premières études, peu de progrès sensibles ont été enregistrés ; la reconnaissance de la parole, décomposée en mots, ou ensembles de mots dégagés de tout contexte, a atteint un optima, qui décroît faiblement avec l'étendue du vocabulaire, mais rapidement avec le nombre de locuteurs. Ainsi, pour un locuteur unique, un automate peut reconnaître, en temps réel, un vocabulaire de plusieurs dizaines de mots, avec une probabilité de bonne compréhension comprise entre 80 et 95 % ; lorsque le vocabulaire augmente, le temps de réponse s'accroît, les performances de l'automate se dégradent. Si l'on veut augmenter le nombre de locuteurs à reconnaître, il faut réduire le vocabulaire : quelques dizaines de mots pour quelques dizaines de locuteurs sont reconnues correctement avec une probabilité de 60 à 80 %.

On estime que la reconnaissance automatique, et en temps réel, pour un vocabulaire illimité, et pour un grand nombre de locuteurs, fera encore l'objet de longues recherches étalées sur une période de dix à vingt ans.

Après avoir connu une éclipse au cours de la dernière décennie, les études sur la reconnaissance de la parole ont repris un essor très net dans de nombreux pays, en particulier aux U.S.A., au Japon, et en U.R.S.S. Les premières conséquences apparaissent sur l'orientation nouvelle de la recherche, aux Etats-Unis : la Société I.B.M. reporterait actuellement tout son potentiel dans le domaine de la parole vers la reconnaissance ; un groupe de travail, créé dans le cadre de l'Advanced Research Project Agency, définit un plan de recherche commun à plusieurs laboratoires importants pour le développement de « systèmes de compréhension de la parole ».

On peut distinguer sept catégories d'options, d'appareils, sur lesquels on peut construire des machines obéissant à la parole : les transducteurs d'entrée, les unités sélectionnant les informations pertinentes, les intégrateurs, les convertisseurs analogues-numériques, la logique, les systèmes capables de délimiter les « formes acoustiques » et les transducteurs de sortie.

Le dialogue homme-machine, qui se fait encore par des langages codés utilisant des supports du type cartes ou rubans perforés, aurait tout intérêt à utiliser directement la parole. Il présenterait ainsi une diminution des risques d'erreur, dûs à la grande

redondance de la parole, un gain de temps et une facilité de mise en œuvre importante.

Les applications de la reconnaissance, par les machines, de la voix parlée présentent des perspectives intéressantes en informatique ; elles ne se limitent cependant pas à la seule informatique. En matière de télécommunications, la numérotation parlée semble utopique, mais la

consultation purement vocale d'un centre de renseignements et l'automatisation complète d'un service du réveil peuvent être envisagées : les services offerts doivent rester simples pour être techniquement solubles, mais le grand nombre des usagers potentiels les rend intéressants. Dans le domaine postal, l'introduction du tri vocal simplifierait la manipulation des sacs et paquets :



Photo n° 24. — Pour l'introduction de données diverses dans un calculateur, la voix est, pour l'homme, le moyen le plus rapide, et certainement le moins fatigant. (Cliché : National Physical Laboratory, Teddington.)

de sérieuses études ont été entreprises sur ce thème aux Etats-Unis. Une application voisine est celle envisagée en Union Soviétique, au port de Mourmansk pour la répartition des cargaisons entre les navires.

L'INFORMATIQUE OFFRE LES DEBOUCHES LES PLUS IMMEDIATS

La reconnaissance automatique de la parole est un problème récent (les premières réalisations datent de 1951), lié au développement de l'automatisme et de l'informatique. Ainsi, l'informatique scientifique peut fournir des débouchés chaque fois qu'une interaction est nécessaire entre l'utilisateur et ses programmes en cours d'exécution : un système pourra alors être qualifié, à juste titre, de conversationnel.

En informatique de gestion, si le volume des informations provenant de la machine n'est pas trop important, la parole est le support adapté aux interrogations, créations, mises à jour de fichiers.

En automatique, on peut envisager la commande vocale des machines de production, directement ou par l'intermédiaire d'un système de conduite de processus, l'opérateur désignant, oralement, les modalités d'exécution d'une série de programmes déjà répertoriés. Les applications portentielles sont extrêmement nombreuses : de l'écriture des textes dictés (le « phonétographe » de Dreyfus-Graf) à la conduite des véhicules spatiaux (la voix pourrait devenir un instrument indispensable au pilotage). En 1969, un prototype de machine à écrire tapant directement sous la dictée fut présenté, au Salon de la Physique, qui se tenait à Londres : il fallait cependant, pour se faire comprendre de la machine, dénommée VOTEM (Voice-Operated Typewriter Employing Morsecode), dicter le texte en code morse, les traits étant prononcés « DAH » et les points « DI », les intervalles entre mots étant indiqués par « TOP ». Un second prototype, plus élaboré, répond directement à la dictée « en clair », mais il écrit en syntaxe phonétique.

Ces sept catégories forment un tout, et réagissent les unes sur les autres. Par exemple, la logique et les formes acoustiques seront différentes selon que le transducteur de la parole sera

un microphone dynamique passant 50 à 8 000 Hz, une ligne téléphonique admettant 300 à 3 400 Hz, ou un laryngophone transmettant 80 à 1 500 Hz.

L'étude du problème général de la reconnaissance de la parole semble être, actuellement, du domaine de la recherche fondamentale. Il faut entreprendre des travaux sur la perception, sur les règles linguistiques, effectuer des tests psycho-acoustiques. Les recherches, en France, se développent dans toutes les catégories d'options. Elles sont l'œuvre de nombreux laboratoires, à Paris et en province.

LA RECONNAISSANCE VOCALE DEBUTE EN 1951

Voici vingt ans, lorsque commencèrent les travaux sur la reconnaissance vocale, les problèmes technologiques limitèrent l'ampleur des recherches : l'orientation faisait alors tout juste son apparition. En 1951, S.P. Smith présente un détecteur de phonèmes ; J.A. Dreyfus-Graf met au point son « phonétographe », appareillage analogique composé de 20 filtres passe-bande et de circuits identificateurs de phonèmes : le phonétographe utilise des « compresseurs sélectifs » qui augmentent l'émergence de certains phonèmes. Le résultat, obtenu en temps réel, est spectaculaire ; cependant l'appareil ne fonctionne qu'avec une seule voix, astreinte à une prononciation particulière qui accentue chaque phonème.

H.F. Olson et H. Belar, en 1962, envisagent la reconnaissance de « syllabes phonétiques », que le locuteur doit articuler séparément, avec un bref arrêt entre chaque syllabe ; il s'agit donc presque d'une reconnaissance par mots (et non plus par phonèmes). Il suffirait d'utiliser 2 000 telles syllabes pour couvrir quasiment toute la langue anglaise.

Quelques années auparavant, K.H. Davis, R. Biddulph et S. Baleshek avaient déjà abordé la reconnaissance de « manière globale », de mots courts : les dix chiffres (« zéro » à « nine », en anglais) sont reconnus analogiquement, avec un bon taux de réussite pour une seule voix. Des travaux similaires furent menés, en 1960, par P.B. Denes et M.V. Matthews.

La réalisation de P. Vicens, en 1969, est parmi les plus remar-

AKAI®

le N°1 DE L'AUDIO VISUEL



VT 100S

Enregistrement et reproduction instantanés SON et IMAGE avec contrôle permanent. Arrêt sur image pendant la reproduction. Alimentation par accus, secteur et batterie auto.

L'ensemble caméra, enregistreur et téléviseur de contrôle

6 400 F



VT 110

Haute-fidélité d'enregistrement et de reproduction grâce aux têtes Vidéo en Cristal de Ferrite.

MONITOR INCORPORE

Poste synchro

L'ensemble caméra, enregistreur et téléviseur de contrôle.

9 800 F

EN DEMONSTRATION ET VENTE AU



CIBOT

12, rue de Rouilly
75012 PARIS
345-65-10/343-66-90
100, bd Diderot
75012 PARIS
344 02 96

Gallus Publ.

quables de ces dernières années : la procédure d'identification des mots prononcés est extrêmement souple ; il est prévu une procédure d'apprentissage en cas de mauvaise identification. Le système donne d'excellents résultats (entre 90 et 100 %) pour un locuteur, en trois ou quatre cycles d'apprentissage, même pour un vocabulaire étendu (jusqu'à plus de 500 mots).

La première réalisation commerciale en matière de reconnaissance vocale date de 1971 : le « Voice Command Systems » de J.W. Glenn et M. H. Hitchcock reconnaît, de manière fiable, 24 mots isolés, moyennant 5 cycles d'apprentissage par le même locuteur.

Il semble qu'actuellement, la reconnaissance analytique, par phonèmes, ait cédé le pas à la reconnaissance globale de mots isolés, mémorisés par apprentissage : ce dernier mode de reconnaissance paraît devoir être plus rapidement opérationnel dans l'environnement des calculateurs.

Cependant, personne n'a, jusqu'à présent, résolu de manière satisfaisante le problème d'adaptation à un locuteur quelconque. Il faut d'ailleurs remarquer que, très généralement, les résultats de reconnaissance portent sur des mots prononcés de manière

Tableau 9. — Options et matériels

| | Options | Matériels |
|---|--|---|
| 1 | Transducteurs de signaux vocaux | — Microphone 160 000 bits/s — Téléphone 32 à 64 bits/s — Laryngophone 16 000 bits/s |
| 2 | Présélecteurs d'informations pertinentes | — Compresseurs d'amplitudes — Analyseurs de spectre — Extracteurs de mélodie |
| 3 | Intégrateurs temporels | — Redresseurs et filtres passe-bas — « Fenêtre » de temps |
| 4 | Convertisseur analogique numérique | — Quantificateur de niveaux et de durées — Echantillonneur — Multiplexeur |
| 5 | Traitement logique des informations | — Mémoires — Calculateurs |
| 6 | Formes acoustiques à délimiter | — Phonèmes (30) — Syllabes (30×30=900) — Mots (900×900=810 000) — Phrases (30 ¹⁶ ≈ 10 ²²) |
| 7 | Transducteurs électro-optiques ou mécaniques | Ecrans de visualisation — Imprimantes — Phonacteurs, méglographes, phonétographes, vocographes... |

comparable, en rythme, niveau, intonation ; il n'existe pas de système travaillant indifféremment sur la voix parlée, chuchotée, criée, ou chantée, même pour un seul locuteur.

(à suivre)

Marc Ferretti.

Tableau 10. — Des laboratoires travaillant à la reconnaissance de la parole

| |
|--|
| — Ecole nationale supérieure des télécommunications (Paris). |
| — Société lannionnaise d'électronique (Lannion). |
| — Laboratoire d'électricité et d'automatique (Nancy). |
| — Centre national d'études des télécommunications (Lannion). |
| — Laboratoire de physique électronique (Lyon). |
| — Laboratoire de reconnaissance des formes (Paris). |
| — Thomson-CSF (Cagnes-sur-Mer). |
| — Laboratoire de cybernétique (Toulouse). |
| — Laboratoire d'informatique pour la mécanique et les sciences de l'ingénieur (Orsay). |
| — Laboratoire d'acoustique et d'électronique (Paris). |
| — Centre d'études nucléaires (Saclay). |
| — Ecole nationale supérieure d'électronique (Grenoble). |

50 ANS DE RADIODIFFUSION EN ALLEMAGNE

C'EST le 29 octobre 1923 qu'eut lieu, à 20 heures, la première émission allemande de radiophonie. Emises du Vox-Haus de Berlin les ondes de 400 mètres de longueur étaient d'une puissance assez faible : 1 kW.

Le nombre des récepteurs de radiodiffusion n'était que de 1 508 au 1^{er} janvier 1924. Mais la population allemande fut rapidement attirée par les intérêts de la radio en sorte que, deux ans plus tard, plus d'un million d'appareils y contenaient des radio-récepteurs. En 1943, leur nombre dépassait 16 millions.

De nos jours il y a, en Allemagne Fédérale, 19 millions de récepteurs de radiodiffusion et 18 millions de téléviseurs.

Le premier émetteur vraiment puissant de radio fut réalisé et installé à Langenberg par la plus ancienne et la plus importante

entreprise allemande de radio : « **Telefunken** » ; sur fréquence moyenne ses émissions avaient une puissance de 15 kW. C'est encore « **Telefunken** » qui créa, en 1929, le premier radioémetteur à ondes courtes d'une puissance de 8 kW.

Depuis très longtemps « **Telefunken** » est uni avec « **AEG** » (**Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft** = Société générale d'électricité) qui fut fondée il y a quatre-vingt-dix ans.

De nos jours, cette si grande entreprise a des succursales dans 39 pays ; elle emploie 148 000 personnes en Allemagne et 21 600 à l'étranger. Quant à son chiffre d'affaires, il s'élevait, au cours des six premiers mois de l'année courante, à 5,9 milliards de marks, soit plus de 10 000 milliards de nouveaux francs. Par rapport à 1972, cela représente une augmentation de 14 %.

Tous les deux ans, « **AEG-Telefunken** » organise des réunions de journalistes techniques les faisant bénéficier de plusieurs conférences relatant les récents progrès réalisés dans cette grande entreprise.

Une telle réunion eut lieu en octobre dans un immense hôtel récemment construit à Hambourg. Y furent invités 40 journalistes techniques allemands et 27 étrangers émanant de neuf pays : Autriche, Belgique, Danemark, Etats-Unis, Finlande, France, Hollande, Suède et Suisse. Le seul journaliste qui fut invité de notre pays est Eugène Aisberg, président de l'U.I.P.R.E. (Union internationale de la presse radiotechnique et électronique).

Ce grand colloque de presse était très bien organisé par Friedrich Bender, chef du service de presse et dirigé par le

Dr Hans Groebe, président de la grande entreprise.

En deux jours ont été prononcées onze références, chacune suivie de très vivantes discussions. On y a notamment exposé les problèmes d'appareils électroniques utilisés dans les satellites européens, de techniques électroniques d'éclairage, de procédés récents de transmissions à haute puissance et de méthodes assurant la sécurité des vols.

En outre, l'ensemble des invités fut conduit dans une des récentes usines de « **AEG-Telefunken** » située dans les proches environs de la ville.

Tous ceux qui ont ainsi bénéficié de cette invitation ont constaté que les progrès de la technique électronique vont de plus en plus vite et s'étendent dans tous les domaines des activités humaines.

E. GLACIMONTO.



L'AMPLI-TUNER RH 702 PHILIPS

PHILIPS présente à sa clientèle une très large gamme de matériels hi-fi, dont les caractéristiques répondent aux exigences des normes DIN 45500. L'ampli-tuner RH702 fait partie de cette catégorie d'appareils haute-fidélité d'un budget abordable.

Ses deux fois 18 W de puissance permettent à l'amateur de tirer le meilleur parti de l'appareil en outre pourvu d'un tuner autorisant la réception de 5 gammes d'ondes.

PRESENTATION

L'ampli-tuner RH702 cède à la tendance actuelle des lignes très basses. Une large place est réservée au cadran qui occupe la presque totalité de la face avant, la recherche manuelle des stations FM à l'aide d'index et l'autre à la sérigraphie des longueurs d'ondes respectives des cinq gammes.

Ce cadran est divisé en deux parties distinctes, l'une réservée à la visualisation des divers réglages et préréglages des stations FM à l'aide d'index et l'autre à la sérigraphie des longueurs d'ondes respectives des cinq gammes.

La partie inférieure de l'appareil regroupe alors sous la forme de potentiomètres, boutons-poussoirs ou clavier, la totalité des commandes de l'appareil dont le

croquis de la figure 1 résume l'emplacement.

1. Interrupteur.
2. Voyant marche/arrêt.
3. Reproduction par tourne-disque avec lecteur magnéto-dynamique ou céramique hi-fi.
4. Reproduction magnétophone ou par tourne-disque avec lecteur à cristal ou céramique.
- 3 + 4. Reproduction par microphone.
5. Reproduction tuner.
6. Commutateur stéréo/mono.
7. Commande automatique de fréquence (AFC).
8. Bouton de syntonisation manuelle FM.
9. Boutons de présélection FM (9 a cadrans FM).
10. Réglage de la puissance (10 a indicateur de la puissance sonore).
11. Balance stéréo (11 a indicateur de balance).
12. Réglages des graves (12 a indicateur des graves).
13. Réglage des aiguës (13 a indicateur des aiguës).
14. Indicateur stéréo FM.
15. Indicateur d'accord.
16. Prise pour casque d'écoute stéréo.
17. Bouton de syntonisation manuelle AM/FM.

La face arrière comporte les diverses prises au standard DIN pour le raccordement des en-

ceintes et des sources de modulation ainsi que les prises d'antenne AM et FM.

Il suffit de juger les caractéristiques techniques de l'appareil pour se rendre compte de ses possibilités.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Tuner-radio :

Gammes d'ondes : GO 150 340 kHz (2 000-882 m); PO1 520-1 420 kHz (577-211 m); PO2 : 1 405-1 605 kHz (214-187 m); OC 5.95-9,8 MHz (50,4-30,7 m); FM 87,5-104 ou 108 MHz.

Sensibilité : AM : 80 μ V FEM pour 26 dB S/N; FM : pour 26 dB S/N, 300 Ω ; 6 μ V FEM pour 15 kHz déviation; 1,1 μ V aux bornes pour 40 kHz déviation.

Sélectivité : (S9) AM : 80 x; (S300) FM : 200 x.

Amplificateur :

Puissance de sortie (4 Ω) : 2 x 12 W puissance efficace; 2 x 18 W puissance musicale.

Taux de distorsion : D < 0,6 % pour 2 x 12 W (1 000 Hz).

Bande passante : 30-20 000 Hz (pour - 3 dB).

Courbe de réponse : 30-20 000 Hz, \pm 1 dB.

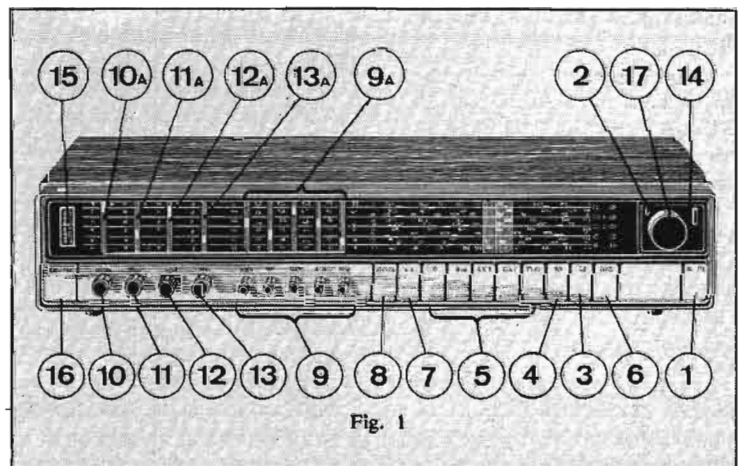


Fig. 1

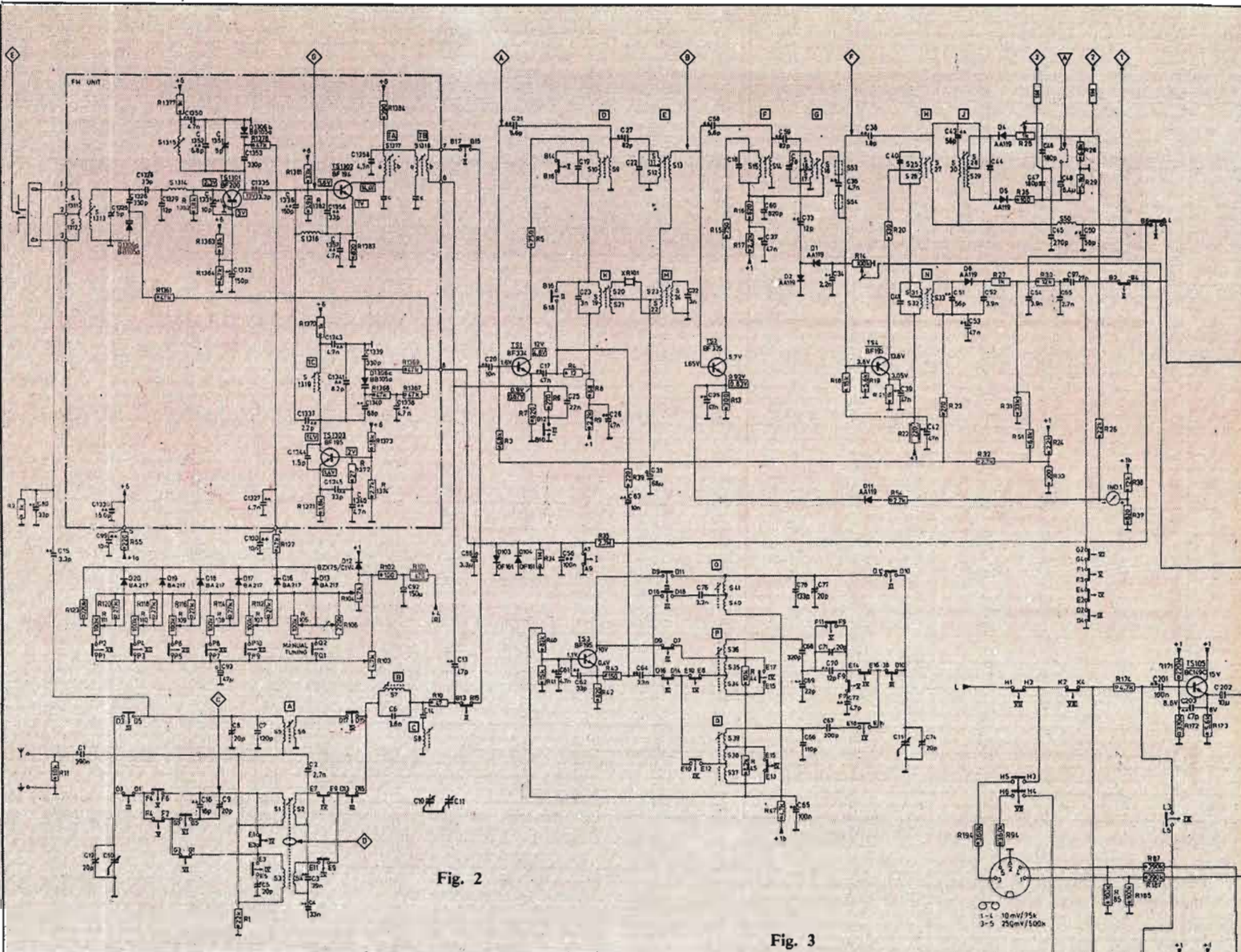


Fig. 2

Rapport signal/tension de bruit : > - 50 dB (en cas de 2 x 12 W).
 Diaphonie : > - 40 dB pour 1 000 Hz.
 Balance : De 0 à - 20 dB par canal.
 Réglages de tonalité : Basses : de + 15 à - 15 dB pour 50 Hz ; aiguës : de + 13 à - 15 dB pour 10 000 Hz.
 Contour (fixe) : 9 dB pour 50 Hz et 7 dB pour 10 000 Hz.
 Entrées : Prises DIN pour lecteur MD/microphone-lecteur à cristal/magnétophone.
 Sensibilités : Pour 12 W par canal (1 000 Hz) ; lecteur MD 1,15 mV pour 50 kΩ ; microphone 0,5 mV pour 2 kΩ ; lecteur à cristal 270 mV pour 500 kΩ ; magnétophone 270 mV pour 500 kΩ.

Indications générales :
 Semi-conducteurs : 40 transistors et 29 diodes.

Alimentation : 110, 127, 220 et 240 V courant alternatif.
 Consommation : 18-72 W.
 Dimensions : 564 x 111 x 215 mm.

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

L'importance du schéma de principe permet de le scinder en plusieurs parties distinctes. La figure 2 reproduit la section du tuner de l'appareil.
 La tête VHF est équipée de 3 transistors. Les signaux issus de l'antenne sont appliqués sur l'émetteur du transistor d'entrée TS₁₃₀₁ monté en base commune. Recueillies sur la bobine S₁₃₁₅ du circuit collecteur, les tensions HF amplifiées sont dirigées vers l'étage mélangeur équipé du transistor BF194 TS₁₃₀₂.
 Le condensateur C₁₃₃₅ de 3,3 pF se charge de cette liaison au niveau de la base. Entre la base et l'émetteur de ce dernier

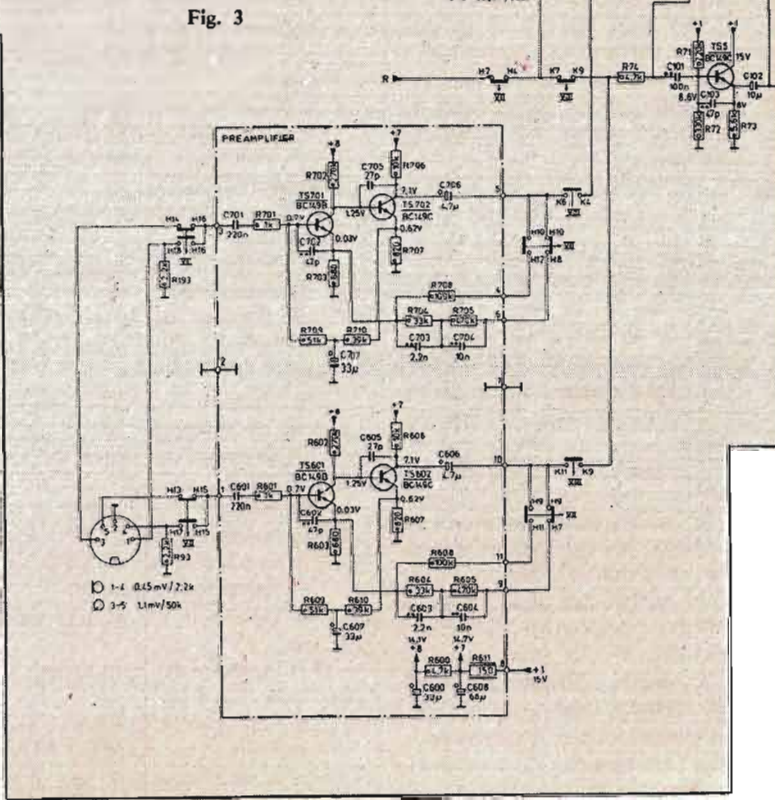
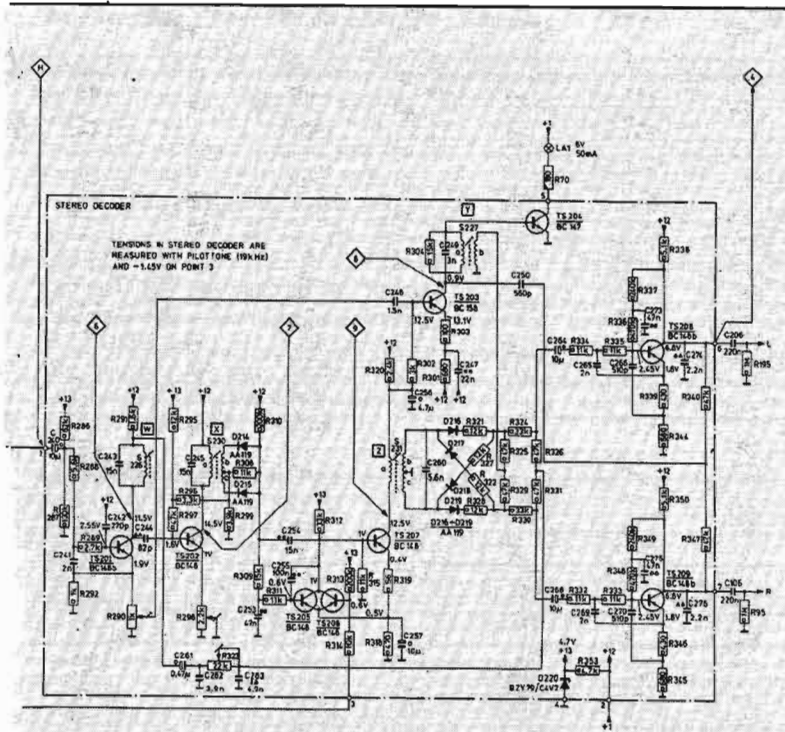


Fig. 3



sélection ou de préréglages sur plusieurs stations. Ces diodes mettent également en jeu la commande automatique de fréquence.

La partie fréquence intermédiaire de la section radio de l'appareil est commune aux étages AM et FM. Pour la section FM la fréquence intermédiaire est cablée sur 10,7 MHz et est assurée par 3 étages TS₁, TS₂ et TS₄.

Ces étages sont montés en émetteur commun et font appel aux transistors BF334, BF335 et BF195.

Un très classique détecteur de rapport permet de mettre en évidence les signaux BF.

La reproduction en stéréophonie des émissions en FM nécessite l'emploi d'un décodeur et le signal complexe est appliqué à l'entrée de ce circuit par l'intermédiaire du condensateur C₂₄₀.

Le premier étage en concomitance avec la bobine S₂₂₆ et le condensateur C₂₄₃ permet

assurent alors les fonctions de préamplificateurs pour les canaux droit et gauche ainsi restitués.

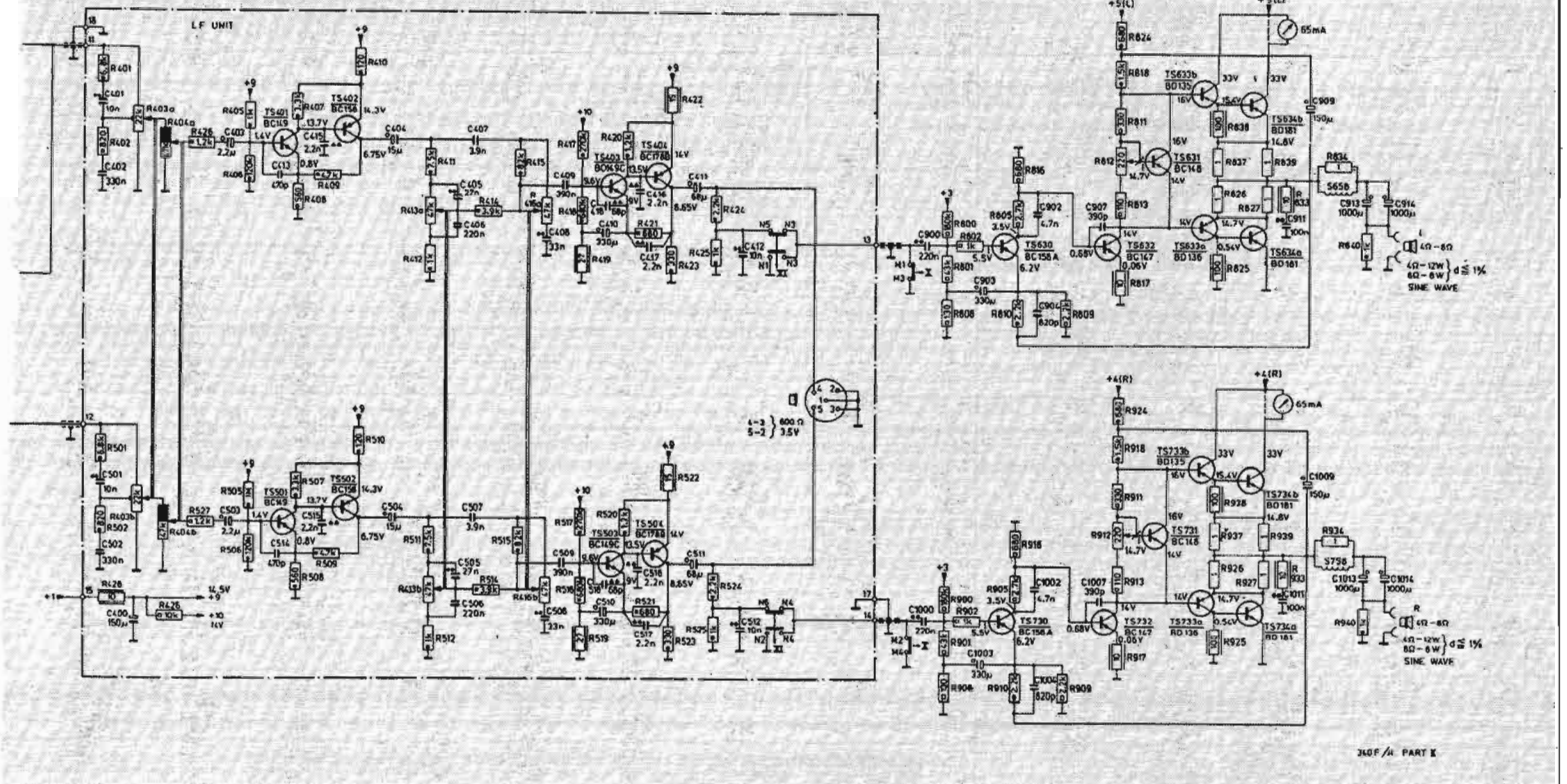
Pour la section AM les signaux issus du ferrocaptteur ou bien de l'antenne sont appliqués à l'étage changeur de fréquence TS₃. L'injection du signal local se fait sur l'émetteur du transistor TS₁.

L'accord s'effectue par l'intermédiaire d'un condensateur variable à 2 cages.

En sortie, les signaux FI traversent le filtre céramique XR101 puis sont respectivement amplifiés par les étages TS₂ et TS₄, précédant la détection assurée par la diode D_c. Une commande automatique de gain est en outre prévue.

L'AMPLIFICATEUR PREAMPLIFICATEUR

La figure 3 propose le schéma de principe de la section basse



est disposé un filtre réjecteur accordé sur la valeur de la fréquence intermédiaire.

L'étage oscillateur local est doté d'un transistor BF195. L'entretien des oscillations est obtenu par l'intermédiaire d'un condensateur de 1,5 pF placé entre l'émetteur et le collecteur du transistor.

L'oscillation locale est appli-

quée à la base du transistor mélangeur. Le collecteur de ce dernier est pourvu d'un transformateur permettant de sortir sur la fréquence intermédiaire normalisée de 10,7 MHz.

L'accord des divers circuits de la tête VHF s'effectue à l'aide de diodes à capacité variable permettant d'introduire très facilement les commandes de pré-

d'extraire le signal à 19 kHz. Le transistor TS₂₀₂, la bobine S₂₃₀ et les diodes D₂₁₄ et AA119 se chargent de la reconstitution de la porteuse à 38 kHz.

Les diodes D₂₁₆ à D₂₁₉ forment le démodulateur en anneau reconstituant les canaux A et B, c'est-à-dire les deux voies stéréophoniques.

Les transistors TS₂₀₈ et TS₂₀₉

fréquence.

L'appareil comportant une entrée pour cellule magnétique, il est nécessaire d'avoir recours à un étage préamplificateur spécial.

Les transistors TS₇₀₁ et TS₇₀₂ assurent cette fonction et sont montés, comme il est d'usage, en liaison directe afin d'améliorer les performances de l'étage. Les

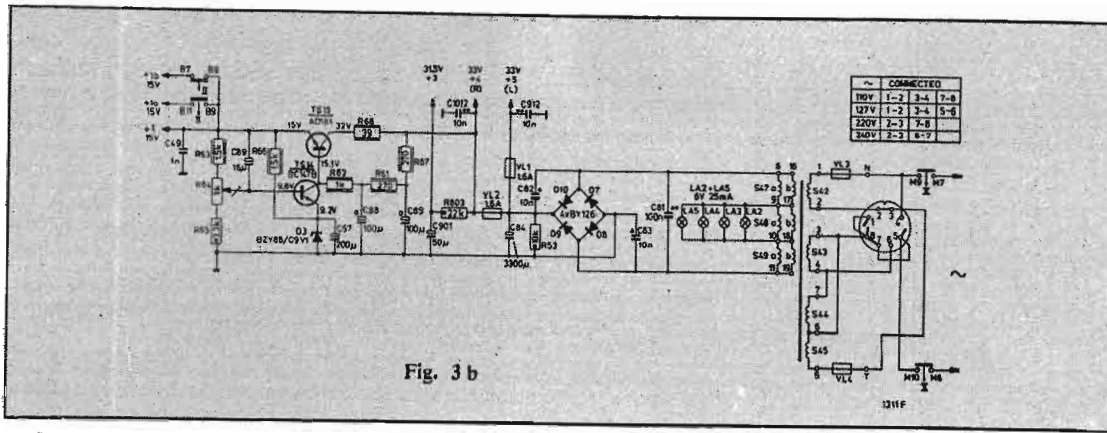


Fig. 3 b

signaux BF de quelques millivolts issus de la cellule phonocaptrice sont envoyés sur la base du transistor TS₇₀₂ moyennant une cellule de correction.

Dans chaque circuit émetteur des transistors est insérée une résistance destinée à placer les divers circuits de contre-réaction nécessaires au bon fonctionnement de l'ensemble.

Les condensateurs C₆₀₂ et C₆₀₅ permettent d'éviter les accrochages en limitant la réponse aux fréquences très élevées. Parmi le

réseau de contre-réaction, les éléments R₆₀₄, R₆₀₅, C₆₀₃ et C₆₀₄ agissent sur le modèle de la courbe de réponse afin de satisfaire au standard RIAA et sur la sensibilité.

Les signaux BF amplifiés et corrigés sont alors d'un niveau suffisant pour être appliqués à l'étage adaptateur d'impédance TS₅.

Suivant la position du commutateur de fonctions, les signaux provenant des diverses sources de modulation passent directe

ment à l'étage adaptateur TS₄. Il s'agit d'un montage collecteur commun dont la sortie s'effectue sur l'électrode d'émetteur grâce à la résistance R₇₃. A ce niveau intervient la commande de niveau avec prise intermédiaire pour contrôle physiologique.

Le contrôle de balance fait appel à l'action d'un potentiomètre jumelé.

Un préamplificateur général à 2 transistors fait suite à tous ces étages, il s'agit des transistors TS₅₀₁ et TS₅₀₂ complémentaires permettant d'assurer une liaison directe.

La sortie attaque le classique mais très efficace correcteur Baxandall où le potentiomètre R_{413b} agit sur les réglages des basses et R_{416b} sur celui des aigus.

L'affaiblissement apporté par le circuit correcteur nécessite la présence d'un autre étage préamplificateur à 2 transistors également complémentaires afin de tirer le meilleur parti de la section audio-fréquence.

Le niveau en sortie est suffisant pour permettre l'élaboration de la prise casque sur 600 Ω / 3,5 V.

L'amplificateur de puissance emploie 7 transistors, tous montés en liaison directe. Le transistor TS₇₃₀ constitue l'étage prédriver tandis que le transistor TS₇₃₂ fait office de driver et voit pour cela dans son circuit collecteur les bases des transistors déphaseurs TS_{733 b} et TS_{733 a}.

Dans ces conditions l'étage de sortie est du type quasi complémentaire. Les transistors de sortie sont du type BD181 et travaillent très en-dessous de leurs possibilités, ce qui confère une fiabilité indéniable à l'appareil.

La stabilisation en température est prévue au niveau des bases des transistors déphaseurs et des résistances de 1 Ω placées en série avec les transistors de sortie.

Un condensateur de 2 000 μF coupe la composante continue du push-pull série et procure par sa valeur une restitution parfaite des fréquences très basses sans atténuation.

L'alimentation générale fait l'objet de soins tout aussi particuliers que les précédentes parties de l'appareil. Le constructeur a retenu un redressement double alternance suivi d'un étage de stabilisation très efficace. Les divers étages préamplificateurs sont en outre alimentés à travers plusieurs cellules de filtrage.

CONCLUSION

La puissance de sortie de l'ampli-tuner permet une écoute très agréable, qualité d'écoute en grande partie due à une technique classique mais désormais éprouvée. Le rapport qualité-prix s'inscrit dans une très honorable catégorie.

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE

AMPLI-TUNER PHILIPS RH702

2 x 15 watts eff. - 2 x 20 watts musique - Courbe de réponse 20 à 20 000 Hz ± 1 dB - PO-GO-OC-FM - Touches pré-réglées en FM - Prise casque - Dimensions : 264 x 215 x 111 mm - Présentation aluminium et coffret façon noyer - Entrée P.U. magnétique.

PRIX : **1 125 F** (port 40 F)

A crédit 1^{er} versement 345,50 F et 47,20 F par mois.

Avec une platine GARRARD SP25 ou BSR P-128, socle et couvercle, cellule magnétique EXCEL SOUND : ES-70-S, 2 enceintes BOSTON 15 watts.

PRIX : **1 675 F** (port 40 F)

A crédit 1^{er} versement 495 F et 71,70 F par mois.

AUDIOCLUB

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél 208.63.00

607-05-09 - 607-83-90

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. 31.830-95 La Source



THORENS
LA MARQUE REPUTÉE

AUDITORIUM HI-FI MAISON FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

èmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

UN PUPITRE DE MIXAGE professionnel



le stéréo MIX 500 UHER

TOUTE modulation sonore doit avoir une orientation ; d'où l'utilisation du mixage qui peut procurer des sons dirigés. Lorsqu'une voiture se déplace de la gauche vers la droite, le bruit de ses roues ou de son moteur en fait de même, c'est bien évident. Mais comment capter ce phénomène pour la sonorisation de vos films super 8, ou de vos séries de diapositives ? La stéréophonie ne suffit pas. Vous l'avez peut-être remarqué ! Vous pouvez expérimenter avec toute la persévérance voulue, vous pouvez tourner et retourner en tous sens votre magnétophone, il ne pourra que remplir ses fonctions de machine à enregistrer, sans plus.

Un artifice bien simple vous permet cependant de transformer votre magnétophone, en un parfait équipement de prise de son, avec une foule de possibilités d'utilisations et de trucages. Selon la devise des chasseurs de sons, il faut pouvoir mélanger, et pour effectuer ce travail avec le maximum de performances, la firme allemande Uher, célèbre

par le sérieux et la qualité de ses magnétophones, met à notre disposition une nouvelle table de mixage « Stéréo Mix 500 ».

Avec ce dispositif complémentaire indispensable à tout magnétophone, il est possible de diriger les sons à sa convenance. Les sonorisations deviennent plus vivantes, originales et pleines d'ambiance.

LES PARTICULARITES DU STEREO MIX 500/A124

1. — Cinq entrées avec réglage de sensibilité :

Il est possible de brancher simultanément cinq sources sonores sur l'Uher Mix 500, par exemple, cinq microphones — ou un récepteur-radio, une platine tourne-disques, un magnétophone et 2 microphones.

2. — Cinq canaux préamplificateurs transistorisés.

Chaque entrée possède un propre canal, amplificateur doté de transistors à très faible niveau

de souffle, un potentiomètre à curseur rectiligne et un interrupteur à bascule sans « clic » audible lors de la commutation.

3. — Cinq potentiomètres à curseurs rectilignes.

Le réglage continu des potentiomètres à curseurs rectilignes s'effectue plus aisément et avec une plus grande précision qu'avec des potentiomètres circulaires. Un simple mouvement coulissant suffit au calage précis d'une modulation BF. Tandis que d'une main on procède au fondu de fermeture d'une source sonore, il est facile d'amorcer — de l'autre main — le fondu à l'ouverture de l'autre source sonore. Autre avantage, un simple coup d'œil sur la position du curseur suffit à vérifier le réglage des différents canaux.

4. — Compatibilité avec tout magnétophone.

L'Uher Stéréo Mix 500 offre des possibilités d'emploi universelle vu sa compatibilité avec tous les types de magnétophones et l'autonomie absolue de son

alimentation, laquelle peut être à piles ou sur secteur (bloc secteur séparé Z131).

5. — Gain élevé.

Avec un gain très élevé, la table de mixage étudiée peut être utilisée avec des microphones de faible impédance raccordés avec un câble de 100 mètres, sans exiger l'emploi et l'insertion d'un préamplificateur intermédiaire. Un réglage de gain particulier garantit un minimum de souffle, de distorsion et une sécurité contre les surcharges.

6. — Calage des niveaux.

Un générateur de fréquences fixes incorporé sert à l'ajustage exact du niveau dans les cinq canaux, ainsi que celui de la balance de répartition sonore dans les chaînes stéréophoniques. Ce générateur a également un rôle important. Il assure la surveillance de la tension fournie par le bloc secteur ou du degré d'usure des piles incorporées à l'appareil. Il décroche dès que la tension s'abaisse au-dessous d'une certaine valeur.

7. — Double tension de sortie.

L'Uher Stéréo Mix 500 développe des tensions de sortie de 30 mV et 500 mV grâce aux étages préamplificateurs équipés de transistors à effet de champ. La tension de sortie de 30 mV se prête tout particulièrement au branchement sur la prise radio (normes DIN) de tous les types de magnétophones.

La tension de sortie de 500 mV est appropriée au raccordement direct sur des chaînes d'amplificateurs Hi-Fi et convient au renforcement sonore des orchestres et à l'enregistrement de musique électronique.

LES CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

A. — Cinq amplificateurs transistorisés à 2 étages et deux amplificateurs de sortie à 3 étages, l'entrée de ces derniers étant dotée d'un transistor Fet, constituent l'électronique de cette table de mixage Uher. L'examen du tableau ci-dessous et du schéma de principe donne toutes les possibilités de raccordements avec les sensibilités et les impédances d'entrées.

| Symboles des entrées | Bornes utilisées | Impédance d'entrée | Niveau d'entrée |
|----------------------|----------------------|-----------------------|------------------------------|
| 1 et 6 ... | 3 et 2 5 et 2 | 3 kΩ 3 kΩ | 0.1 — 25 mV 0.1 — 25 mV |
| 2 et 7 ... | 1/4 et 2 3/5 et 2 | 2 × 47 kΩ 2 × 1 MΩ | 3.5 — 500 mV 70 mV — 10 V |
| 3 et 8 ... | 3 et 2 | 3 kΩ | 0.1 — 25 mV |
| 4 | 3 et 2 | 3 kΩ | 0.1 — 25 mV |
| 5 | 1 et 2 3 et 2 | 47 kΩ 1 MΩ | 3.5 — 500 mV 70 mV — 10 V |

Sur ce tableau, L signifie l'utilisation de sources à basse impédance : 50 Ω à 500 Ω.

H : 25 kΩ à 150 kΩ.

Les 8 entrées peuvent être réparties de la façon suivante :

a) **Entrées 1 et 6** : Micros mono et stéréo à basse impédance.

b) **Entrées 2 et 7** : Micros mono et stéréo à haute impédance :

— Récepteurs radio mono ou stéréo.

— Tourne-disques mono ou stéréo.

— Magnétophones mono ou stéréo.

c) **Entrées 3 et 8** : Micros à basse impédance.

d) **Entrée 4** : Micro à basse impédance.

e) **Entrée 5** : Micros à haute impédance :

— Récepteurs mono ou stéréo.

— Tourne-disques mono ou stéréo.

— Magnétophones mono ou stéréo.

Il faut toutefois signaler que les platines tourne-disques avec cellules magnétiques doivent comporter un préamplificateur de correction selon les normes RIAA.

B. — Bande passante. La courbe de réponse de la table de mixage Mix 500 Uher, s'étend de 20 Hz à 20 kHz à + 1,5 dB.

C. — Diaphonie. La séparation entre canaux est supérieure ou égale à 60 dB.

D. — Distorsion harmonique. Le taux de distorsion harmonique de la table, est de 0,5 % au niveau de sortie de 500 mV.

E. — Rapport signal sur bruit. Le rapport signal sur bruit mesuré pour une tension de sortie de 500 mV est supérieur ou égal à 50 dB. Si l'on utilise la borne de sortie « 30 mV », le rapport signal sur bruit passe à 55 dB ou plus.

F. — Consommation. Avec le générateur d'étalonnage en ser-

vice, la consommation sous 9 V est de 9 mA ; hors service, celle-ci est de 6,5 mA.

G. — Le pupitre Mix 500 peut être encastré dans une table de régie du fait que les circuits électroniques sont fixés sur la platine frontale.

LES COMMANDES ET LEURS FONCTIONS

La photographie 1 illustre la présentation du « Mix 500 Uher » et les différentes fonctions des commandes (de 1 à 7).

1. — Touche arrêt-marche. A deux positions, celle-ci permet la mise en service du pupitre de mixage.

2. — Sélecteur mono-stéréo.

3. — Générateur : Cette touche sert à l'enclenchement et à la mise hors service du générateur de niveau référence qui sert au réglage du niveau d'enregistrement maximal sur le magnétophone.

4. — Sensibilité : Les cinq réglages de sensibilité assurent l'adaptation des sources sonores ayant des niveaux de sortie différents. Lorsque les réglages sont dans la même position, les niveaux de sortie sont identiques, c'est-à-dire que les modulations BF arrivent à l'entrée du magnétophone ou de l'amplificateur avec une amplitude identique.

5. — Interrupteurs à bascule. Cinq interrupteurs servent à la mise en circuit et hors circuit de chaque canal, sans clic audible de commutation. Ces commandes sont alignées avec les réglages de sensibilité précités et les réglages des entrées à mixer.

6. — Mélange : Le réglage des cinq canaux s'effectue avec cinq potentiomètres à curseur rectiligne semblables au type utilisé pour les tables de régie professionnelles. Vu la structure compacte du pupitre, deux potentiomètres peuvent être manœuvrés simultanément et avec les deux mains.

7. — Réglage de direction. Avec ce potentiomètre spécial à curseur rectiligne, il est possible de déplacer une source monaurale de gauche à droite et inversement dans les limites de la base stéréophonique. Le mouvement glissant de ce réglage détermine le sens et la vitesse d'orientation de la source sonore. En fonction médiane du curseur, la source sonore apparaît au milieu de la

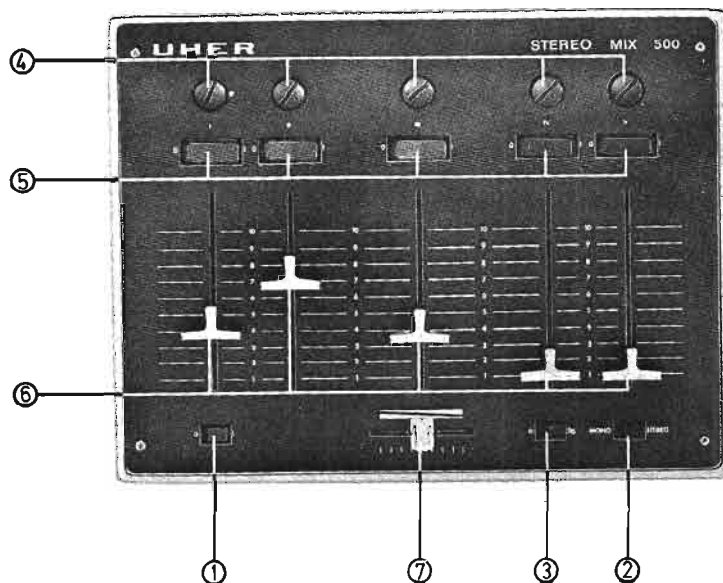
base stéréophonique. Le réglage du canal III (voir schéma de principe) permet, en outre, de procéder à l'ouverture ou à la fermeture en fondu de l'effet.

LES OPERATIONS DE MELANGE

Le contrôle de l'alimentation + 9 V intégré à l'appareil, s'effectue à l'aide du générateur de référence oscillant sur une fréquence de 1000 Hz.

L'ajustage exact du niveau d'enregistrement sur le magnétophone est absolument indispensable pour l'obtention d'une prise de son excellente au point de vue dynamique. La méthode la plus pratique consiste à utiliser un signal de niveau constant de la façon suivante : Après la mise en fonction du générateur et l'établissement de la liaison entre le pupitre et le magnétophone, il faut placer ce dernier en enregistrement. Puis, avec le bouton « niveau » et le modulomètre du magnétophone, il faut ajuster le niveau maximal. Ce réglage ne sera plus modifié par la suite.

Ceci effectué, il faut s'assurer du réglage de sensibilité des entrées et contrôler les sources sonores branchées sur le pupitre. Si un ou plusieurs microphones sont branchés comme sources sonores, il peut arriver que le volume du signal de modulation présente de fortes fluctuations. Nous avons constaté lors de l'essai de ce pupitre que ce phénomène se manifeste lorsqu'un orateur à une voix plus basse que celle adoptée lors des



essais on s'écarte plus du micro. Il est recommandé dans ce cas, de placer le réglage du micro sur la position 8 au lieu de 10, afin de disposer d'une réserve de réglage à pleine charge.

L'ETUDE DU SCHEMA DE PRINCIPE

La partie électronique de la table « Uher Mix 500 », est dotée de transistors au silicium à très faible niveau de bruit et de transistors FET dans les circuits préamplificateurs de sortie.

A l'examen du schéma de principe, nous remarquons tout de suite qu'il est fait appel à cinq préamplificateurs monauraux constitués chacun de deux transistors au silicium PNP du type BC315B. Ces préamplificateurs sont tous identiques et utilisent les mêmes composants.

Selon qu'il s'agit de sources basse impédance ou haute impédance, celles-ci sont déterminées par l'interposition en série dans l'entrée des modules par des résistances séries de valeurs différentes. En basse impédance, la résistance série est évidemment nulle. Ainsi les entrées 1, 3, 4, 6 et 8 permettent le branchement de sources à basse impédance tels des microphones basse impédance (50 à 500 Ω).

Les prises 2-7 (en stéréo), 5 (en mono) permettent le branchement de sources à niveau élevé. L'impédance d'entrée peut alors être de 47 k Ω (bornes 1 et 4 de la prise DIN) ou de 1 M Ω (bornes 3-5). Au niveau du pré-

amplificateur supérieur (voie 1), les résistances R_1 - R_9 et R_6 - R_5 constituent les atténuateurs d'entrées donnant de la sorte des niveaux et des impédances d'entrée élevés. Etudions la voie 1.

Par l'intermédiaire de $C_1/4,7 \mu\text{F}$, les modulations BF sont dirigées sur la base du transistor d'entrée $T_1/BC315$. Cette base est polarisée par $R_{37}/3,9 \text{ k}\Omega$ reliée à l'émetteur de T_2 . Cette disposition assure la stabilité du point de fonctionnement de l'ensemble T_1 - T_2 . Le condensateur C_6 de 1 000 pF relié entre base et émetteur limite la bande passante du préamplificateur améliorant ainsi le rapport signal/bruit.

Pris aux bornes de $R_{16}/47 \text{ k}\Omega$ placée dans le collecteur de T_1 , les signaux BF sont dirigés directement sur la base de T_2 , sans l'interposition d'un condensateur de liaison qui limite toujours la bande passante aux fréquences basses et réduit la stabilité, pour peu que la contre-réaction soit élevée.

L'émetteur de T_1 a son potentiel fixé par $R_{17}/4,7 \text{ k}\Omega$ et est découplé partiellement en alternatif par le condensateur $C_{13}/100 \mu\text{F}$ placé en série, avec $R_{26}/3,3 \Omega$ fixe et $R_{27}/5 \text{ k}\Omega$ variable. Cette dernière permet à la construction de caler le gain des voies 1 à 5 selon un standard défini (sensibilité).

La contre-réaction établie entre le collecteur de T_2 et l'émetteur de T_1 est assurée par $R_{36}/10 \text{ k}\Omega$. Il s'agit donc d'une contre-réaction linéaire, et c'est la raison pour laquelle la bande passante

du système s'étend de 20 Hz à 20 kHz à $\pm 1,5 \text{ dB}$.

L'émetteur de T_2 polarisé par $R_{46}/6,2 \text{ k}\Omega$ est découplé par $C_{18}/470 \mu\text{F}$ tandis que le circuit collecteur est chargé par $R_{51}/8,2 \text{ k}\Omega$, aux bornes de laquelle sont prélevées par $C_{23}/4,7 \mu\text{F}$ les signaux BF préamplifiés.

Le potentiomètre $R_{56}/50 \text{ k}\Omega$ log. constitue le réglage à curseur rectiligne de la voie 1, laquelle peut être mise hors service par l'inverseur à bascule 1. Une résistance de 100 k Ω/R_{63} limite les inter-réactions des réglages 1 à 5.

Aux bornes 1 et 4 de la fiche DIN de sortie, la tension est de 30 mV pour 0,12 mV à l'entrée micro 1 par exemple.

Si nous désirons une tension de sortie supérieure à 30 mV, Uher a prévu un préamplificateur à 3 étages. Celui-ci est doté à l'entrée d'un transistor FET monté en source commune. Cette disposition assure une impédance d'entrée très élevée ($\geq 1 \text{ M}\Omega$) et n'amortit donc pas la sortie des cinq préamplificateurs identiques étudiés ci-dessus.

La source de T_{11} chargée par $R_{71}/10 \text{ k}\Omega$, délivre une modulation BF sous une faible impédance idéale pour attaquer — au travers de $C_{28}/10 \mu\text{F}$ — l'entrée d'un préamplificateur T_{13} - T_{15} monté selon un schéma sensiblement identique à T_1 - T_6 . Une contre-réaction entre le collecteur de T_{15} et l'émetteur de T_{13} est assurée par $R_{81}/56 \text{ k}\Omega$. Celle-ci tout en limitant le gain, linéarise la bande passante et réduit la distorsion harmonique.

Prises aux bornes de $R_{86}/3,9 \text{ k}\Omega$, les tensions BF sont dirigées sur la fiche DIN (broches 3 et 5) par l'intermédiaire de $C_{38}/10 \mu\text{F}$. A ce niveau, l'amplitude du signal atteint 500 mV sous une impédance de 600 Ω . Ces 600 Ω représentent souvent l'impédance « Entrée ligne » des magnétophones professionnels.

Une cellule de découplage R_{96} - C_{42} alimente ces étages de sortie sous 8,5 V.

La voie III constitue une source monaurale que l'on peut injecter par R_{61} - R_{62} dans une base stéréophonique pour obtenir un déplacement possible de cette source. Les enregistrements prennent alors du relief et deviennent beaucoup plus expressifs.

Le générateur d'étalonnage calé sur $F = 1 000 \text{ Hz}$ est un oscillateur à déphasage (réseau RC- C_{32} à C_{35} et R_{75} - R_{80} - R_{85} - R_{92}) bâti autour du transistor $T_{17}/BC315$. Son impédance de sortie est de 330 Ω et le dosage du niveau de sortie peut être modifié par $R_{73}/50 \text{ k}\Omega$.

Le pupitre Uher peut fonctionner sur le secteur d'alimentation ou une batterie incorporée. Le branchement du bloc secteur-chargeur Uher Z131 sur la table de mixage (câble de liaison K639 introduit dans la prise 9V) entraîne immédiatement le débranchement de la batterie.

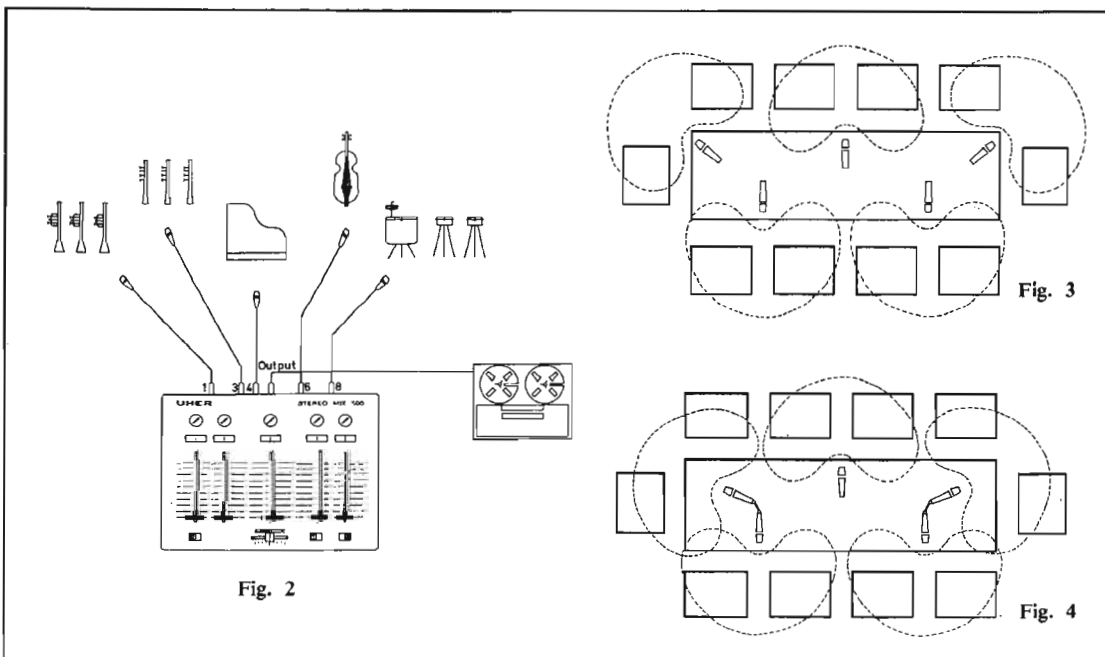
Sur l'alimentation secteur Z131 la tension est régulée par une diode Zener D_1 . L'arrivée du 9V est découplée par $C_{31}/470 \mu\text{F}$. Les repères 10-11 et 13-14 montrent la mise hors service des piles ou de la batterie incorporées lors du branchement du bloc secteur Z131.

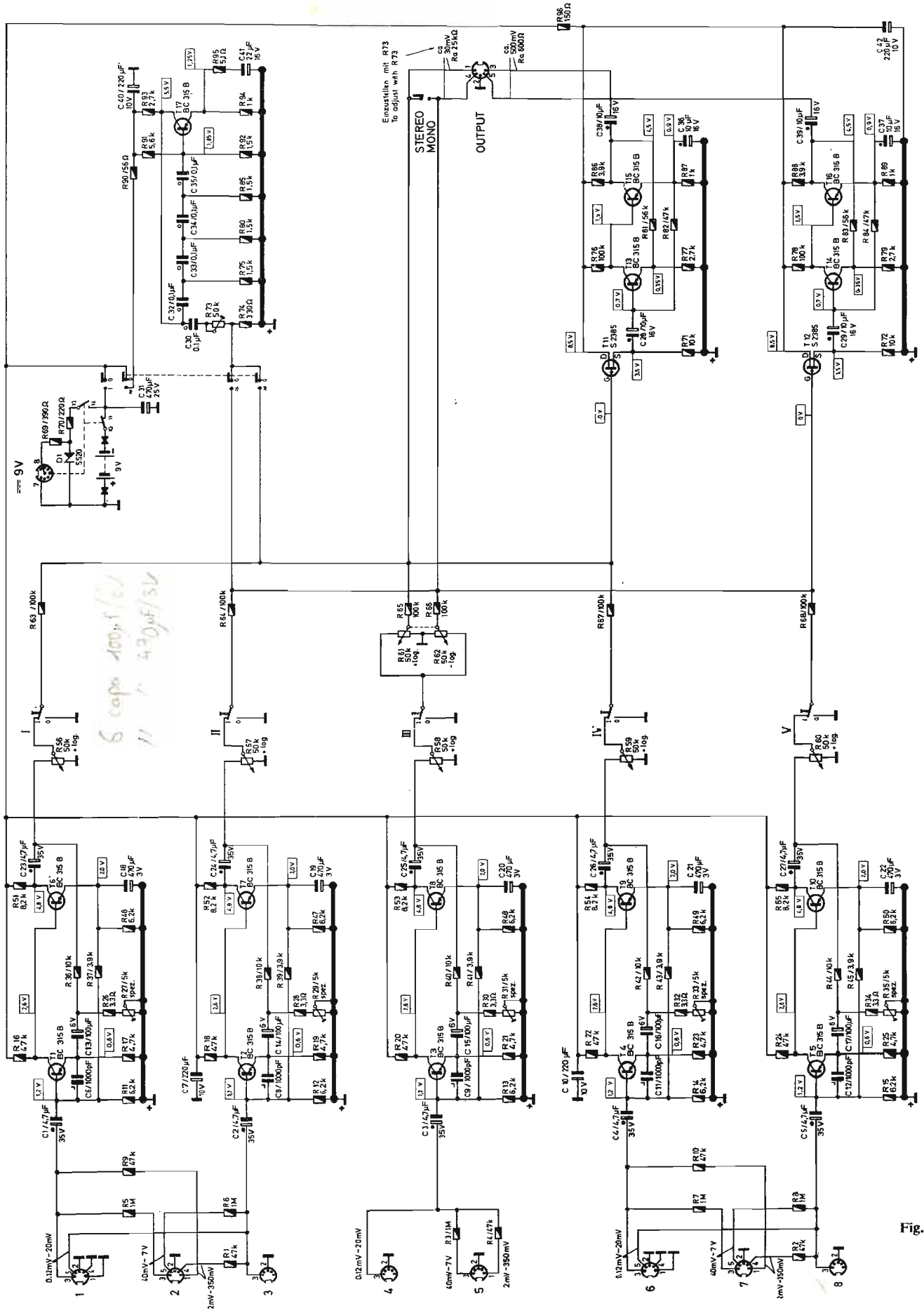
Une dernière précision concernant cette alimentation. Il faut souligner en effet que le pôle positif du 9V est, dans ce schéma, mis à la masse.

Le pupitre Uher peut être associé à tous les amplificateurs monophoniques et stéréophoniques comportant des prises de branchement standard. Le raccordement s'effectue au moyen du câble de connexion mono K511 ou du câble stéréo K541, enfilé, d'une part dans la prise OUTPUT de la table et d'autre part dans la prise « magnétophone » de l'amplificateur.

EXEMPLES D'APPLICATIONS

Parmi les possibilités d'application les plus diverses du pupitre de mixage Uher Stéréo Mix 500,





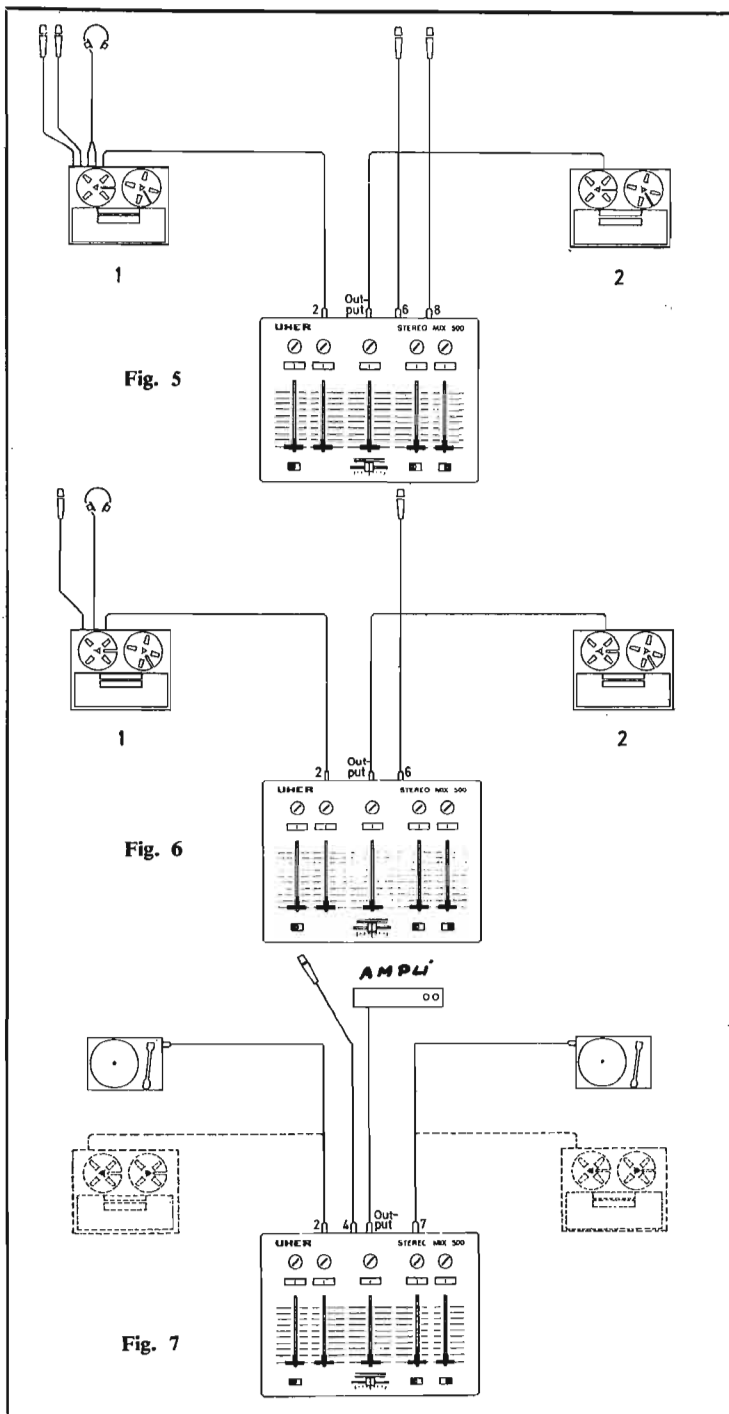


Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

nous avons retenu quelques exemples intéressants décrits ci-dessous et illustrés par les figures 2 à 7.

1. — Enregistrement d'un ensemble instrumental ou d'une conférence.

Ce genre de prise de son s'opère toujours avec plusieurs microphones comme dans un studio professionnel, afin d'obtenir une « saisie » plus nette des instruments, des solistes ou des conférenciers, et de réhausser la brillance de l'enregistrement. Pour l'enregistrement en mono ou en stéréo d'un groupe instrumental, il est préférable d'utiliser des microphones monauraux, car ils offrent une plus grande marge de variations (Fig. 2).

La figure 3 montre 5 micros mono cardioïdes « piquant » une conférence de 10 personnes. Il est possible de travailler avec 2 micros stéréo et un micro mono ; c'est alors le montage de la figure 4.

2. — Réalisations de trucages multiples.

Dans la plupart des cas, les trucages sonores sont exécutés avec des magnétophones stéréo en synchroplay ou en multi-play. Il est toutefois possible de réaliser ces 2 montages en stéréophonie au moyen du pupitre de mixage et de 2 magnétophones ; c'est la figure 5 qui illustre cette technique. Le premier enregistrement s'opère avec le magnéto 1 et un micro stéréo. A la fin de cet enregistrement la bande est ramenée au départ. Le magnéto 1 est placé alors en reproduction et le magnéto 2 en enregistrement. Celui-ci reçoit alors simultanément et en synchronisme, la modulation du magnéto 1 et celle issue des micros branchés en 6 et 8. S'il s'agit de montage monaural, la figure 6 donne le branchement dans ces conditions d'utilisation.

En stéréophonie, avec un micro branché en 4 ou 5, et commandé par le régleur de la voie III (voir le schéma de principe, figure 1), on peut adjoindre à la modulation, l'effet de déplacement d'une source sonore pour une ouverture et fermeture en fondu réglé par R_{61} - R_{62} .

3. — Raccordement de plusieurs sources sonores sur une chaîne haute-fidélité par l'intermédiaire du pupitre de mixage.

La figure 7 montre l'association du pupitre de mixage

avec une chaîne Hi-Fi. Deux tourne-disques stéréophoniques ou 2 magnétophones stéréo, et un micro mono peuvent être branchés sur le pupitre. Pendant le fondu de fermeture d'un magnétophone, ou d'un tourne-disque stéréophonique, un commentaire parlé est introduit au moyen du micro, en même temps qu'a lieu l'ouverture en fondu du programme fourni par le second magnéto ou le tourne-disque stéréophonique.

Les magnétophones Uher 4400 Royal de luxe, Compact 124, se prêtent à la sonorisation de films 8 mm, d'après la méthode ETS, c'est-à-dire la synchronisation d'images cinématographiques, avec un enregistrement sonore stéréophonique.

Il est possible de brancher à la borne OUTPUT de la table, à la fois un amplificateur Hi-Fi et un magnétophone. Une fiche standard, à 5 broches, 2 connecteurs standard, à cinq pôles et 30 cm de câble blindé sont nécessaires pour la réalisation de ce montage.

4. — L'utilisation judicieuse des micros.

Depuis le début de cet article, et jusqu'à ces lignes, il est très souvent question de micros ; ceci est très bien mais un ingénieur du son pourrait nous reprocher de ne pas spécifier ceux-ci en donnant quelques conseils aux futurs utilisateurs de cette table Uher 500. Terminons donc cette étude par le classement des microphones et en donnant leurs caractéristiques d'utilisation.

Si l'on considère les microphones du point de vue de leur directivité, c'est-à-dire de leur sensibilité en fonction du sens de propagation des ondes sonores, on peut les classer en trois groupes fondamentaux :

— Microphones à **courbe de directivité omnidirectionnelle** dont l'efficacité est indépendante de la direction d'incidence des ondes sonores.

— Microphones à **courbe de directivité cardioïde** qui présentent un maximum d'efficacité dans la direction d'incidence avant des ondes sonores, avec une forte atténuation des ondes en arrière.

— Microphones à **courbe de directivité bicardioïde** qui présentent un maximum d'efficacité dans la direction d'incidence avant et arrière des ondes sonores, avec forte atténuation des ondes dans les zones latérales.

HENRI LOUBAYERE.

Pour votre collection, procurez-vous

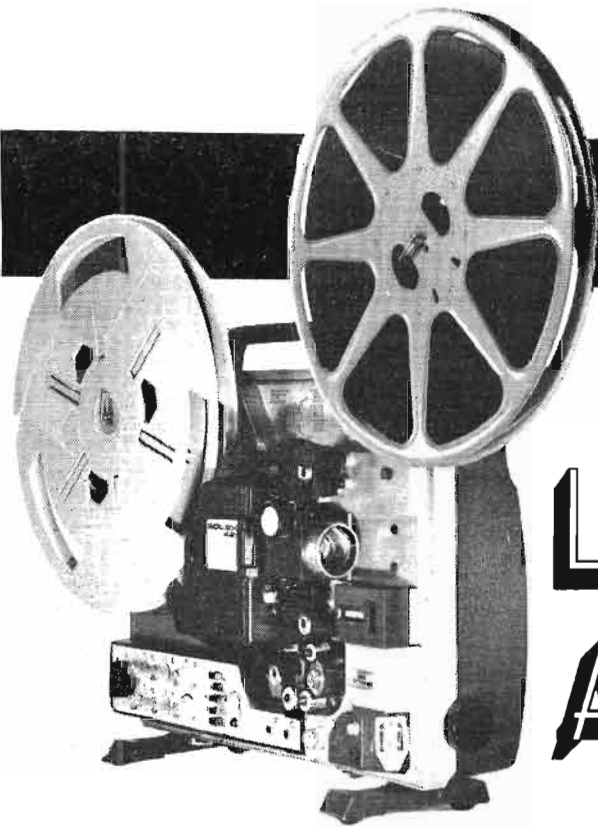
- LA RELIURE « HAUT-PARLEUR » (Marron)
- LA RELIURE « HI-FI STÉRÉO » (Bleu)
- LA RELIURE « ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE » (Rouge)

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

PHOTO-CINÉ



LES MATÉRIELS AUDIO-VISUELS

LE DÉVELOPPEMENT DU NOUVEAU FORMAT 110

LES présentations récentes et le Salon Photo-Cinéma 1973 viennent de nous montrer, sous une forme plus généralisée, l'avènement des nouveaux appareils de format de « poche 110 », dont nous avons déjà signalé la réalisation sous une première forme par la firme Kodak.

Il s'agit d'appareils miniaturisés de poche à chargement simplifié à cartouches réduites permettant d'obtenir des images de surface beaucoup plus faible que celle des appareils classiques 24×36 et même des modèles Instamatic Kodak à chargeurs 126.

Une enquête faite sur le marché allemand a déjà montré que un million d'unités ont été vendues depuis la dernière exposition Photo-Kina et ce format représente déjà 13 % des ventes alors que le format 126, son prédécesseur dans la gamme des appareils simplifiés pour « grand public » n'a atteint que 53 % après dix ans d'existence.

Cependant, si 73 % des revendeurs allemands estiment que ce nouveau type d'appareil est supérieur ou égal à ceux qui existaient auparavant dans le domaine des appareils à chargement simplifié, 60 % constatent encore que les ventes seront inférieures

aux prévisions ; cela est dû, sans doute, à des préjugés des acheteurs envers les appareils de formats très réduits, et certaines difficultés techniques et pratiques, en particulier, en ce qui concerne la mise en batterie de ces appareils de poche, la qualité des images obtenues, surtout pour la projection des diapositives. Ces modèles sont souvent considérés encore comme de simples gadgets et des appareils de complément, plutôt comme de premiers équipements pour les débutants, et tous ceux qui veulent s'initier à la photographie.

Ce sont pourtant, des dispositifs qui doivent intéresser tous ceux pour qui la photo consiste dans « la mise en image » la plus facile possible, et la plus automatique, des vues de vacances ou familiales, de toutes les scènes et de tous les événements de la vie courante.

C'est pourquoi, la firme Agfa-Gevaert, après avoir annoncé qu'elle mettait au point dans ce domaine des appareils dits « 110 » ses propres formules, vient de réaliser un modèle en microformat présentant des caractéristiques originales, ainsi qu'un film négatif en couleur spécialement étudié pour ce format.

Cet appareil Agfamatric 2000 Sensor Pocket est caractérisé par un maniement très simple et rapide, par une grande précision de

fabrication et de fonctionnement pour un appareil de cette catégorie, et de ce prix. Grâce aux améliorations obtenues ainsi, cette firme est très optimiste sur la place que doit obtenir un appareil de ce genre dans les nouveaux marchés ; son objectif de fabrication est de un million d'appareils de « format de poche » en 1974.

Un premier modèle simplifié sera en vente avant la fin de l'année, mais plusieurs autres modèles constitueront une gamme complète, et leur vente constituera un débouché important, puisque sur 1,1 million d'appareils vendus chaque année 59 % sont à chargement instantané.

Le développement des films contenus dans les chargeurs correspondants doit être au moins aussi important, puisque ces surfaces sensibles doivent représenter 8 % des ventes de films pour les appareils à chargement simplifié en 1973, 15 % en 1974, et 25 % en 1975.

Ce nouvel appareil, constituant le premier de la série, de dimensions très réduites, $27 \times 53 \times 112$ mm, avec un poids de 155 g, qui en font un appareil de poche ultra-réduit présente, cependant, des caractéristiques très originales. (Fig. 1, 2, 3).

Il comporte, en effet, un système spécial pour l'avancement rapide du film, un déclencheur



Fig. 1. — Agfamatric 2000 et son flash.

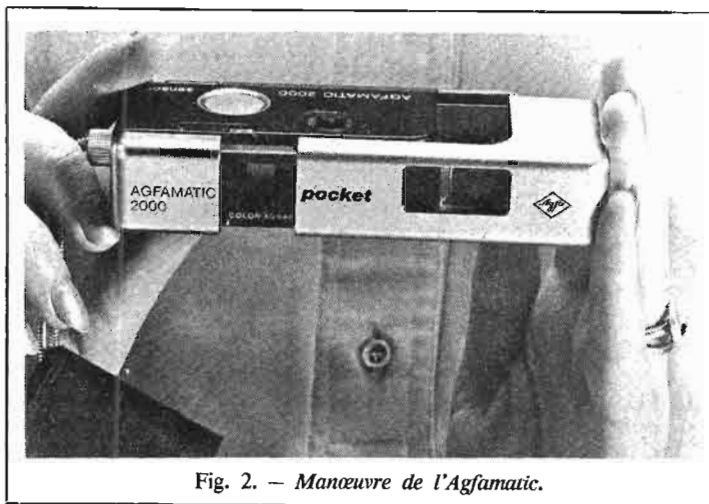


Fig. 2. — Manœuvre de l'Agfamatic.

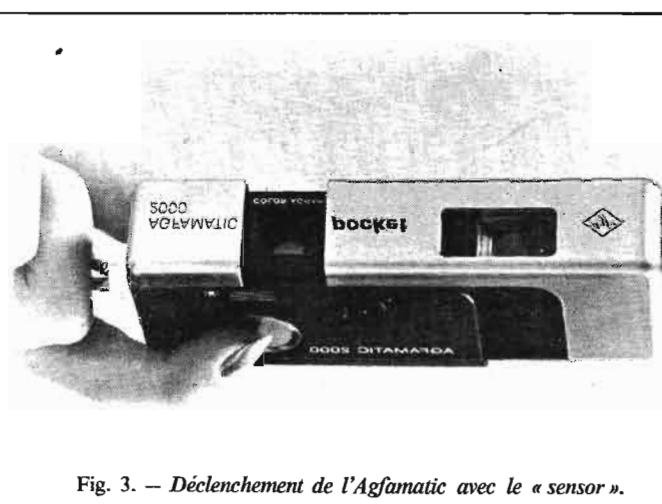


Fig. 3. — Déclenchement de l'Agfamatic avec le « sensor ».

ultra-sensible pour éviter tout défaut de stabilité au moment de la prise de vue. Pour cet appareil très simplifié il y a seulement deux vitesses d'obturation 1/100 et 1/50 seconde, et un objectif à trois lentilles en résine synthétique, mais le viseur cristal évite les erreurs de parallaxe.

Le système d'avancement rapide assure une rapidité exceptionnelle. Dès que le curseur est déverrouillé, l'appareil s'ouvre d'un seul coup en libérant l'objectif et le viseur, qui étaient protégés par le boîtier, et il est prêt à fonctionner. Dès que la prise de vue est effectuée, il suffit de faire coulisser une seule fois le boîtier en refermant l'appareil pour que le film soit avancé et l'obturateur armé. Le système permet d'éviter toute dépense de pellicule inutile, tant qu'il n'y a pas eu de déclenchement, l'avancement du film est en effet débrayé et l'appareil peut être ouvert ou fermé sans risque de perte d'image.

Une caractéristique importante est la suppression des risques de « flou de bougé » qui se produisent facilement avec les appareils de très petits formats ; le système de déclenchement est, en effet, du type assisté à membrane **Sensor**, que nous avons déjà signalé pour les appareils **Agfa**.

L'emplacement de la membrane a été étudié pour coïncider avec le centre de la gravité de l'appareil et la prise en main rationnelle entre le pouce et l'index, de façon à pincer efficacement l'appareil au moment de la prise de vue. La vitesse de 1/100 seconde de l'obturateur constitue une garantie supplémentaire contre les risques de bougé ; elle est rendue possible par l'emploi de l'objectif à trois lentilles de 26 mm et une ouverture de

1 : 9,5 donnant des vues nettes de 1,20 m à l'infini. Le viseur à cadre lumineux est très clair avec des repères de parallaxe permettant un centrage rapide et exact.

Ce nouvel appareil comporte un flash-cube incorporé. Le réglage de la vitesse d'obturation se fait automatiquement, de même que le transport du flash-cube. Un voyant rouge s'allume quand les quatre ampoules du flash sont brûlées. Un adaptateur permet, en outre, de surélever le flash au-dessus du boîtier, ce qui évite des reflexes de la rétine des yeux des sujets photographiés, et la coloration rouge des yeux par la lumière du flash pour l'exécution des portraits.

L'équipement standard comporte aussi une chaînette métallique de transport, et un étui très pratique à fermeture spéciale, permettant d'utiliser immédiatement l'appareil sans aucun délai de préparation.

En même temps, cette firme a mis au point un film négatif **Agfacolor** à double masque, conçu spécialement pour les appareils 110 ce qui constitue ainsi un ensemble complètement étudié rationnellement.

Ce film négatif couleur est le premier film d'une série prévue. Il sera suivi en février 1974 d'un film noir et blanc, puis d'un nouveau film inversible couleur pour les diapositives ; il est livré en chargeurs de 12 ou 20 vues, et constitue un perfectionnement du film **Agfacolor CNS**. La grande netteté des images obtenues et le bon pouvoir de définition s'explique par la composition nouvelle des couches d'émulsion.

Parmi les trois couches sensibles, jaune, magenta et cyan, les deux dernières ont été séparées en deux, ce qui permet d'obtenir un grain très fin, en tenant

compte de la sensibilité élevée qui atteint 80 ASA, soit 20 DIN.

En incorporant des masques chromatiques, en vue d'augmenter la saturation des couleurs, on n'a pas changé le masque magenta incorporé à la couche cyan, en revanche, on a incorporé à la couche magenta le masque jaune, qui constituait précédemment une couche intermédiaire autonome, comme le montre la figure 4.

Au lieu du masque jaune autonome, ce film comporte une couche intermédiaire colorée en rouge, qui, au moment où s'effectue la prise de vue, s'oppose à la diffusion inverse de la lumière verte sur la couche magenta, dont dépend la netteté de l'image, c'est, en quelque sorte, un anti-halo efficace, incorporé dans les couches chromatiques.

L'émulsion de la couche jaune a été aussi modifiée, elle est composée de grains de grosseur et de forme définies, qui déterminent la diffusion de la lumière dans la couche. La couche jaune est ainsi plus transparente et l'image obtenue dans la couche magenta est plus nette ; enfin, l'épaisseur totale des couches du film sur le support y compris les couches anti-halo, a été réduite de 25 % environ, ce qui diminue les phénomènes de diffusion lumineuse et augmente la netteté de l'image. Ce film se caractérise ainsi par des couleurs saturées des blancs purs, une grande finesse des nuances, et la fidélité de reproduction des couleurs de la peau.

DES APPAREILS DE POCHE TRÈS ELABORES

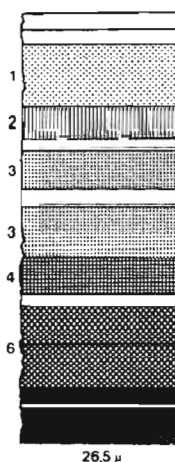
Dans ce domaine des appareils de poche remis en honneur, comme nous venons de le voir,

par **Kodak** et **Agfa-Gevaert** sous une forme plus populaire et plus généralisée, les modèles présentés par différents fabricants sont maintenant divers, et ne s'adressent plus seulement aux débutants et aux amateurs, qui se contentent de résultats classiques, mais à une clientèle plus difficile.

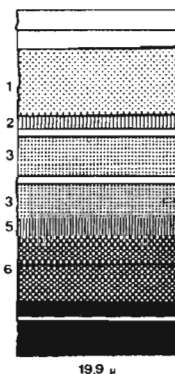
On peut citer ainsi les nouveaux appareils de format de poche 110 **Minolta Autopak Pocket 70** et **50** présentés par **Photo 3 M**. Ces deux appareils comportent, entre autres un obturateur électronique permettant des vitesses d'obturation de 1/330 de seconde à 10 secondes, et des objectifs de qualité en verre traité permettant des vues rapprochées de 50 cm et 90 cm respectivement à l'infini. Ce sont des modèles extrêmement réduits de 26 x 58 x 130 mm, et d'un poids de 195 g seulement. (Fig. 5).

Toutes les lectures sont contrôlées dans un viseur de grandes dimensions à cadre lumineux avec

Agfacolor CNS



Agfacolor pocket special



- | | |
|------------------|------------------|
| 1 Couche jaune | 4 Masque jaune |
| 2 Filtre jaune | 5 Filtre magenta |
| 3 Couche magenta | 6 Couche cyan |

repère de mise au point et allumage d'une lampe rouge d'alerte, lorsque la vitesse devient inférieure au 1/40 seconde, où que le flash Magicube est devenu inutilisable.

L'objectif de l'appareil 70 a une distance focale de 26 mm une ouverture de F:3,5 avec quatre éléments en trois groupes de lentilles. Une bonnette incorporée à glissière permet la prise de vue à une distance de 50 cm avec correction automatique de la parallaxe et indication dans le viseur.

Le modèle 50 est muni d'un objectif également de 26 mm de focale, mais d'une ouverture de F:8 avec trois éléments et trois groupes de lentilles ; dans les deux appareils un cache-objectif incorporé bloque le déclencheur et obture le viseur.

Le contrôle de l'exposition est programmé depuis EV 0,3 à EV 14,4, avec deux diaphragmes automatiques de F:3,5 et F:8 ; la mise au point s'effectue de 90 cm à l'infini sur le premier appareil d'une manière continue par coulisse avec cinq symboles de distances et un cran d'arrêt.

L'installation d'un Magicube branche l'appareil automatique pour le flash au 1/40 seconde ; le nombre guide est de 16 en mètres pour les films d'une sensibilité de 16 ASA. L'avance du film s'effectue par un système coulissant actionné par le pouce avec retour à zéro automatique. Les dimensions de l'image sont toujours de 13 x 17 mm, avec des chargeurs de films 110.

Le modèle 50 est plus simplifié ; le contrôle de l'exposition avec ouverture fixe s'effectue de EV 2,7 à EV 14,4 et la mise au point ne comporte que deux positions avec symboles de distance ; l'obturateur électronique est le même, et l'avance du film

assurée de la même manière.

D'autres modèles apparaissent chez **Soligor**, chez **Ricoh** et **Gaf**, en même temps que des accessoires destinés à leur utilisation, par exemple, chez **Kinderman** des intermédiaires 5 x 5 cm pour l'utilisation des vues miniatures dans des projecteurs ordinaires de 24 x 36, et des flashes électroniques spéciaux pour ces appareils, dont l'emploi est plus économique, en fait, que celui des Magicubes.

L'appareil **Yashica**, en particulier, **Electro 110** pourvu d'un objectif à ouverture fixe F:9,5 de 25 mm de focale, comporte un obturateur électronique d'une vitesse de 1/500 de seconde à 10 secondes avec synchronisation du flash au 1/20 et au 1/60 de seconde par modèle Magicube ou électronique et contrôle d'exposition automatique ; les dimensions ne dépassent 134 x 26,8 x 54,5 mm.

NOUVEAUX PROJECTEURS SONORES BI-FORMATS

Les appareils de sonorisation ne sont pas oubliés, et la solution consistant à utiliser un projecteur sonore à piste magnétique offre toujours les avantages bien connus augmentés au fur et à mesure des progrès de la technique. Dans ce domaine, trois nouveaux modèles **Eumig** attirent spécialement l'attention. Ils sont caractérisés surtout par un fonctionnement très silencieux et une fiabilité très poussée, précieuse pour les appareils de cette catégorie. Le bruit de griffe à la projection est pratiquement éliminé, ce qui évite les risques d'enregistrement sonore parasite au moment de la postsonorisation.

La fiabilité et la sécurité d'utilisation sont assurées, en particu-

lier, par un nouvel amplificateur à étages d'entrée et de sortie à plaquettes intégrées réduisant la distorsion harmonique, améliorant la réponse en fréquence. (Fig. 6).

Un voyant lumineux d'enregistrement et un voyant lumineux de surimpression sont disposés sur le tableau de commande et, pendant la surimpression, la musique préalablement enregistrée est automatiquement atténuée et constitue un fond sonore. Le dispositif automatique de changement de format assure un décalage précis du son et des images suivant la normalisation DIN. Ces appareils peuvent recevoir des bobines de 180 m et un coupe-film facilite le chargement automatique.

Le changement de format s'effectue par remplacement de deux débitteurs et du canal de projection, par le déplacement du commutateur de son sur la position « Super 8 » ou « 8 mm ». L'objectif à sept lentilles F:1,3 pour le modèle le plus perfectionné permet un changement de focale de 15 à 30 mm ; la lampe de projection de 100 W à miroir dichroïque est évidemment du type quartz-halogène et l'entraînement s'effectue par transmission rigide avec un moteur asynchrone.

La commande est assurée par un contacteur unique de grand diamètre, qui permet la marche avant et arrière avec ou sans projection, et le bobinage rapide au moteur ; la vitesse de défilement est variable de 18 à 24 images/seconde.

L'amplificateur a une puissance de sortie de 6 W ; il actionne un haut-parleur incorporé de 10 cm de diamètre, permettant le contrôle de l'enregistrement ; des prises pour micro, pick-up et magnétophones sont prévues. La courbe de réponse s'étend

de 80 à 8 000 Hz à 18 images/seconde et de 75 à 10 000 Hz à 24 images/seconde ; la tête magnétique, facilement remplaçable, est combinée pour l'enregistrement, la lecture, et l'effacement.

Le niveau de modulation est contrôlé automatiquement, et la variation possible des crêtes est atténuée automatiquement, un bouton de réglage assure l'enregistrement et la surimpression, réglable par un potentiomètre-interrupteur, qui efface progressivement les niveaux sonores du premier enregistrement en fonction du signal d'entrée de la surimpression.

PIED SUPPORT SPECIAL DE VOITURE

Les amateurs de photographie et de format réduit opèrent de plus en plus à partir de leurs voitures. Le passager peut fixer le départ en vacances et des paysages dignes de l'album de photos à travers le pare-brise ; quant aux amateurs du film de format réduit, ils n'utilisent pas seulement leur voiture pour le « travelling », le film de vacances et de voyage est impensable sans les scènes prises en déplacement.

On vient de lancer sur le marché un nouveau pied spécialement conçu pour les prises de vues effectuées à partir de la voiture. Ce pied est équipé d'une ventouse et d'un levier-tendeur qui permettent le montage d'appareils, même lourds, sans qu'il soit nécessaire de prévoir des contre-fiches supplémentaires.

Le bras de 35 cm et une fente prévue dans la plaque-support garnie de caoutchouc pour la vis de l'appareil permettent un réglage progressif en hauteur et en profondeur. Ce pied à usages

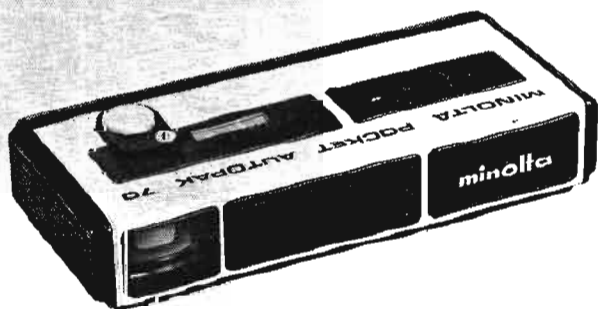


Fig. 5. — Minolta Autopak Pocket.

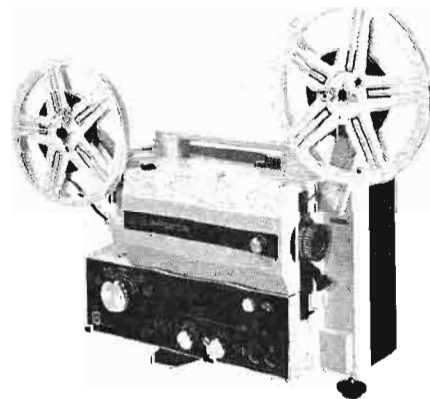


Fig. 6. — Projecteur Eumig.

multiples peut aussi servir à la fixation de lampes.

UN PROJECTEUR DUO ET LA PROJECTION DE FILMS AU RALENTI

La projection de film au ralenti est une surprise qui atteint toujours son effet ; les mouvements rapides de l'objet filmé sont optiquement « freinés » pendant la présentation, afin de permettre à l'œil de percevoir certains détails. La projection au ralenti est, en outre, très économique.

Contrairement à la prise de vues au ralenti avec la caméra, qui exige des longueurs de film importantes, la projection au ralenti fait durer le plaisir sans pour autant augmenter la consommation de film. Un autre avantage : l'effet de ralenti permet de porter à la longueur voulue des scènes trop courtes.

Les conditions préalables d'une telle projection au ralenti avec tous ses avantages sont une image sans scintillement, et la possibilité de pouvoir adapter la marche du projecteur au mouvement de l'image. Le projecteur multifonctionnel « 18-3 Duo » de Bolex remplit les deux conditions.

Sa vitesse de fonctionnement peut varier de la marche normale de 18 à la marche au ralenti avec 12, 9, 6 ou 3 images à la seconde.

Mais ces particularités ne sont pas réservées à la seule marche avant ; elles sont également possibles en marche arrière du mouvement inversé au ralenti. Pour les amateurs du film sonore, le « 18-3 Duo » peut être équipé d'un système de synchronisation pour magnétophones à bandes ou à cassettes.

ONZE POSSIBILITES DE PROJECTION DIFFERENTES

Grâce à ses quatre vitesses de projection au ralenti de 3, 6, 9 et 12 images/seconde, en marche avant et arrière, à la projection fixe et, naturellement à la cadence normale de 18 images/seconde avec indicateur de contrôle, le nouveau projecteur cinématographique Eumig Mark 610 D offre donc onze possibilités de projection différentes.

Le ralenti se règle progressivement en tournant la commande ad hoc. Ce projecteur est di-

mensionné pour tous les formats de films de 8 mm, une lampe de contrôle indiquant le format du film mis en œuvre. Il est équipé d'un objectif à focale variable d'une luminosité de 1 : 1,3 et d'un champ focal de 15 à 30 mm, ainsi que d'une lampe à miroir à lumière froide.

On peut procéder à une projection sonore car l'appareil est muni d'une prise pour la mise en marche et l'arrêt synchrones d'un magnétophone à cassettes. Autres perfectionnements techniques : marche arrière accélérée du film pour la répétition de scènes passées, découpeur d'amorce incorporé, éclairage pour les pauses.

UNE TIREUSE COMMANDEE PAR ORDINATEUR : 6000 PHOTOS A L'HEURE

Dans le cadre de la « Photolab Expo 73 » qui a eu lieu à Londres du 23 au 26 octobre 1973, Kodak a lancé sur le marché européen une nouvelle tireuse en couleur commandée par ordinateur, permettant d'imprimer jusqu'à 6000 photos en couleur par heure, soit presque trois fois plus que l'agrandisseuse Kodak la plus rapide jusqu'à présent. La rentabilité de cette nouvelle tireuse Kodak 2610 ne réside pas seulement dans sa rapidité, mais aussi dans son très faible coefficient de rejet pour une qualité supérieure.

Un système balayeur incorporé à la machine contrôle chaque négatif qu'il évalue sur la base de plus de cent critères différents. Les résultats sont exploités en une

fraction de seconde par « le computer » et immédiatement transposés en informations sur le filtrage et l'exposition. Ne sont exposés que les négatifs jugés acceptables par l'ordinateur ; ceux qui sont trop clairs ou trop sombres ne sont pas exposés ; le passage du rouleau de papier se trouve alors bloqué. La machine est entièrement automatisée, et l'opérateur n'a qu'à introduire ou extraire les rouleaux de film et de papier.

Outre l'appréciation des négatifs, l'ordinateur assume également la surveillance du fonctionnement de l'installation, en cas de dérangement, un signal acoustique retentit, tandis que l'ordinateur rédige, par l'intermédiaire d'une imprimante à console, une information relative au secteur dans lequel s'est produit la défaillance.

LA REALISATION RAPIDE DES DIAPOSITIVES

D'excellentes diapositives peuvent être réalisées, non seulement par les prises de vues habituelles directes, au moyen des appareils classiques Réflex avec films en couleur, mais en utilisant des documents photographiques ou graphiques que l'on peut avoir à sa disposition, soit dans les collections de cartes postales établies à la suite de voyages ou de visites de musées, soit en ayant recours à des achats dans des maisons spécialisées, lorsqu'on désire obtenir des documents particuliers.

Les diapositives ainsi réalisées permettent, bien souvent, de compléter également les collections de diapositives lorsque pour une raison quelconque, on n'a pas pu effectuer des prises de vues directes de paysages, de monuments ou de scènes particulièrement intéressantes. Grâce aux cartes postales ou aux photographies en couleur artistiques de qualité, on peut ainsi souvent utiliser des séquences remarquables, et presque aussi bonne qu'avec des diapositives directes.

Pour effectuer ce travail, la méthode habituelle consiste à utiliser l'appareil photographique dont on dispose, qui est généralement, à l'heure actuelle, un modèle mono-objectif Réflex, et qui doit être pourvu d'un objectif permettant la prise de vue à courte distance. Si l'objectif normal ne permet pas la photographie à une distance inférieure à 0,80 ou 0,90 m par exemple, il est simplement possible de lui adapter des bonnettes convenablement choisies suivant le format des documents que l'on veut reproduire.

L'appareil photographique est monté sur un support, ou statif, et un dispositif d'éclairage suffisant est prévu, avec généralement deux lampes photofloods.

Mais sans doute est-il intéressant de rappeler, dans ce domaine, la possibilité d'utiliser des dispositifs simples et pratiques destinés uniquement aux prises de vues rapides en gros plan dans les meilleures conditions. Il en est ainsi pour l'appareil Kodak Ektagraphic Visual maker que



Fig. 7. — Visermaker Kodak.



Fig. 8. — Cinélecteur CVR Fujifilm.

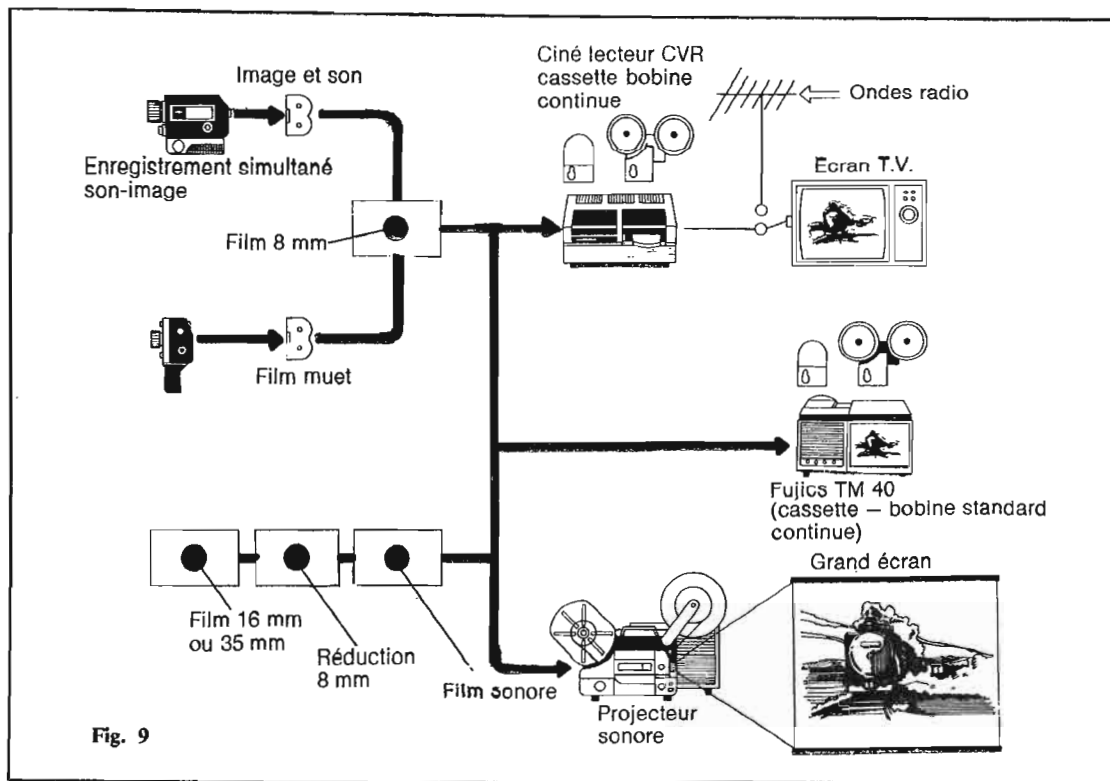


Fig. 9

nous avons déjà signalé précédemment. (Fig. 7).

Ce dispositif comporte un appareil à chargeur 126 très simple, mais suffisant pour cet usage, du type Kodak Instamatic 304, avec deux statifs de reproduction métalliques de montage immédiat, l'un servant aux documents de dimensions égales ou inférieures à 75 x 75 mm, l'autre aux documents de dimensions égales ou inférieures à 200 x 200 mm. Une poignée-révolver permet, en outre, d'utiliser à la main le statif 200 x 200 mm pour effectuer des reproductions de documents et même d'objets moins accessibles.

Le maniement de ce dispositif est presque immédiat. Une fois le statif choisi et mis en place, il suffit d'y fixer l'appareil photographique chargé et équipé d'un flash-cube, quelle que soit l'intensité de la lumière ambiante, et de placer le document à reproduire entre les pieds du statif, qui délimitent le champ photographique. Il n'y a aucun réglage et aucun cadrage à effectuer, la profondeur de champ est de 15 mm pour le petit statif, et de 35 mm pour le grand de sorte qu'il est également possible d'effectuer la reproduction des objets même des plantes et de petits animaux d'une hauteur inférieure, bien entendu, les textes imprimés peuvent aussi être transformés en diapositives. (Fig. 7).

L'AVENEMENT DES CINELECTEURS

Nous avons déjà signalé l'intérêt des **cinélecteurs** qui constituent, en quelque sorte, des dispositifs intermédiaires entre les appareils audio-visuels classiques à élément optiques et les appareils électroniques d'une nouvelle catégorie, dont le fonctionnement est basé sur les principes de la télévision.

Ce sont des appareils qui utilisent des films de petits formats, en particulier **Super 8**, mais qui ne sont pas des projecteurs ordinaires. Ce sont des sortes d'appareils de télécinéma qui permettent de reproduire les images en noir ou en couleur inscrites sur les films sur l'écran des téléviseurs habituels.

Les applications de ces appareils sont évidemment très diverses, et leur grand avantage consiste à permettre la reproduction des images de films sur un grand nombre de récepteurs à la fois, pour la documentation et l'enseignement, en particulier. On peut ainsi utiliser pour actionner des appareils de télévision les films habituels de format réduit muets ou sonores Simple-8 ou Super-8 en cassettes ou en bobines, filmer directement à partir d'une caméra ou avec réduction, à partir de films 16 mm ou 35 mm.

Le **Cinélecteur CVR Fuji**, dont nous avons signalé déjà l'étude,

présente sous ce rapport des caractéristiques originales. (Fig. 8).

Pour la projection de films sonores de la catégorie 8 mm, il peut être connecté à n'importe quel poste de télévision du type Pal ou Secam. Le film est placé dans un chargeur continu; le chargement est extrêmement simple et le fonctionnement de l'appareil est simplifié; il comporte seulement un certain nombre de touches d'arrêt et de marche, de mise en route de la projection, de ralenti ou d'arrêt sur l'image. Un dispositif spécial permet d'adapter des bobines longue durée jusqu'à 270 m.

Le dispositif peut évidemment alimenter plusieurs téléviseurs plus ou moins éloignés, de façon à réaliser des projections simultanées. Il permet l'arrêt sur l'image et le ralenti; comme il est pourvu d'un dispositif optique d'entraînement à prismes multifaces son fonctionnement est silencieux sans aucun ronronnement des projecteurs habituels; il ne se produit aucun contact entre le film et le mécanisme, ce qui évite l'usure du film.

Les cassettes permettent d'obtenir des projections de 5 et de 11 mn à 24 images/seconde et de 30 mn à 24 images/seconde; le ralenti est variable de 0 à 14 images/seconde. Le son est obtenu avec une piste optique pour la projection à 24 images/

seconde; le système de balayage s'effectue par « flying spot » avec entraînement continu, comme nous l'avons noté précédemment.

La définition est de 300 lignes au minimum pendant l'arrêt sur l'image et de 260 lignes pendant le défilement normal. L'utilisation de l'appareil est évidemment combinée avec l'emploi d'une caméra pour films réduits muets ou sonores, des dispositifs s'il y a lieu, de réduction de films de plus grands formats, et la possibilité d'emploi de projecteurs sonores à bobines ou à cassettes de films variés. (Fig. 9).

DU FILM DE CINEMA A LA DIAPOSITIVE ET INVERSEMENT

Nous avons étudié précédemment la réalisation de diapositives à partir de documents photographiques ou graphiques; un autre problème se pose souvent; il consiste dans la reproduction des diapositives, soit parce que nous avons besoin de plusieurs copies d'une même diapositive, soit que nous voulions obtenir une diapositive pour notre usage personnel à partir d'un document que l'on nous a prêté ou envoyé en communication.

La reproduction de ces diapositives peut, sans doute, être obtenue au moyen de notre appareil photographique habituel, en plaçant la vue à reproduire sur un support, sur lequel est placé l'appareil photographique lui-même, mais on peut aussi utiliser, à cet effet, plus simplement un appareil de projection ou un agrandisseur avec un objectif d'une distance focale de 100 mm, et utilisé normalement en position horizontale.

On dispose l'appareil photographique reflex et l'agrandisseur comme il est indiqué sur la figure 10 et dans une chambre noire au moment de l'exposition. L'appareil photographique est chargé avec un film pour lumière artificielle. On place la diapositive dans le passe-vues et on fait une mise au point rapprochée au moyen du viseur de l'appareil, en agissant sur le tirage de l'agrandisseur. Le centrage est obtenu en faisant coïncider l'axe optique de l'appareil photographique avec celui de l'agrandisseur. L'image est bien centrée lorsqu'elle couvre toute la surface du verre dépoli, sans production de régions plus ou moins sombres ou claires.

Si l'appareil est muni d'un posémètre à cellule automatique du type habituel, le temps de pose peut-être déterminé, comme pour une prise de vue directe, il en est de même, d'ailleurs, lorsqu'on effectue la reproduction d'un document pour obtenir une diapositive suivant le procédé rappelé précédemment.

Mais, dans ce domaine, un autre problème se pose parfois sous une autre forme; il ne s'agit plus d'obtenir des reproductions de documents sur des diapositives pour compléter une collection de diapositives, mais de compléter un film de cinéma 8 mm ou Super-8 en intercalant des vues fixes successives, dans les séquences déjà réalisées directement.

Bien souvent, en effet, nous avons pu visiter des endroits ou des monuments intéressants, observer des tableaux et des détails d'architecture remarquables, sans pouvoir les filmer, soit parce qu'ils étaient peu accessibles, soit, surtout, parce qu'ils étaient insuffisamment éclairés, soit encore parce qu'à ce moment nous avons emporté notre appareil photographique, et non notre caméra de cinéma.

De toute façon, il s'agit donc finalement d'utiliser des diapositives couleur habituelles, généralement du type 5 x 5, pour réaliser des séquences de vues fixes sur un film, et ensuite de combiner ces séquences avec le film considéré, déjà réalisé par prise de vues directes.

A première vue, nous pouvons projeter la diapositive sur un écran, et tenter de filmer l'image projetée; mais l'éclairage est généralement trop faible pour

obtenir une image de qualité, et nous risquons ainsi, en outre, d'avoir une image très imparfaite, en raison des défauts possibles de la projection.

Nous obtiendrons de meilleurs résultats en employant notre projecteur et notre caméra disposés sur un support en bois, comme le montre la figure 11 A. Nous avons enlevé l'objectif du projecteur, et la caméra est placée en face à la hauteur convenable, grâce, s'il y a lieu, à une tablette de support montée sur de petits pieds en bois. La distance entre l'objectif de la caméra et la diapositive D peut être, par exemple, de l'ordre de 10 cm. Bien entendu, il suffit de déterminer une fois pour toutes les positions relatives du projecteur et de la caméra.

La qualité des résultats obtenus dépend de la puissance de la lampe de projection, des caractéristiques du condensateur optique de la lanterne, de la cadence de prise de vues de la caméra, de l'objectif employé, de l'ouverture du diaphragme, de la qualité du cadrage et de la mise au point.

Nous employons la lampe normale de lanterne, dont la puissance est de 250 W par exemple. Un survolteur-dévolteur nous permet d'amener la tension juste à la valeur de 125 V; cela est assez important, pour que la puissance lumineuse soit constante, et pour que la température de couleur ne colore pas notre film en jaune, en cas de tension trop faible du secteur.

Avec une lampe de 250 W on dispose de 20 fois trop de lumière, environ; nous atténuons donc convenablement cette

lumière en interposant deux verres dépolis (Fig. 11 B).

Le condensateur de la lanterne doit être prévu pour l'emploi d'un objectif de l'ordre de 80 à 100 mm de distance focale; c'est souvent le cas sur ces projecteurs d'amateur, et on n'a généralement pas à se préoccuper de cette spécification. Filmons à la vitesse normale de 16 images par seconde et employons la caméra avec l'objectif normal et au tirage standard.

Dans ce cas particulier, la détermination du diaphragme à l'aide du posémètre ne peut que donner des valeurs très erronées, parce qu'il s'agit de lumière dirigée, et que la cellule reçoit beaucoup plus de lumière que n'en capte l'objectif. Nous arrivons par tâtonnements et intuition, et après plusieurs essais à déterminer le diaphragme convenable, généralement entre $f: 8$ et $f: 11$.

Le cadrage et la mise au point sont deux problèmes qui vont de pair; ils sont évidemment facilités avec une caméra reflex. Pour nos premiers essais, nous pourrions effectuer un calcul simple.

Disposant d'une image de $4,7 \times 3,7$ sur un film de 8 mm, nous voulons y faire correspondre un format photographié de 32×25 , ce qui correspond à un grossissement de 6,8, et à un allongement de la focale de 1,84 mm. Bien entendu notre objectif ne permet pas un pareil tirage et nous répartissons cette distance de la façon suivante: une rondelle de 1,7 mm d'épaisseur sous l'embase de l'objectif tire de 0,14 mm obtenu en plaçant la bague de réglage des distances

de l'objectif sur 1,15 m environ.

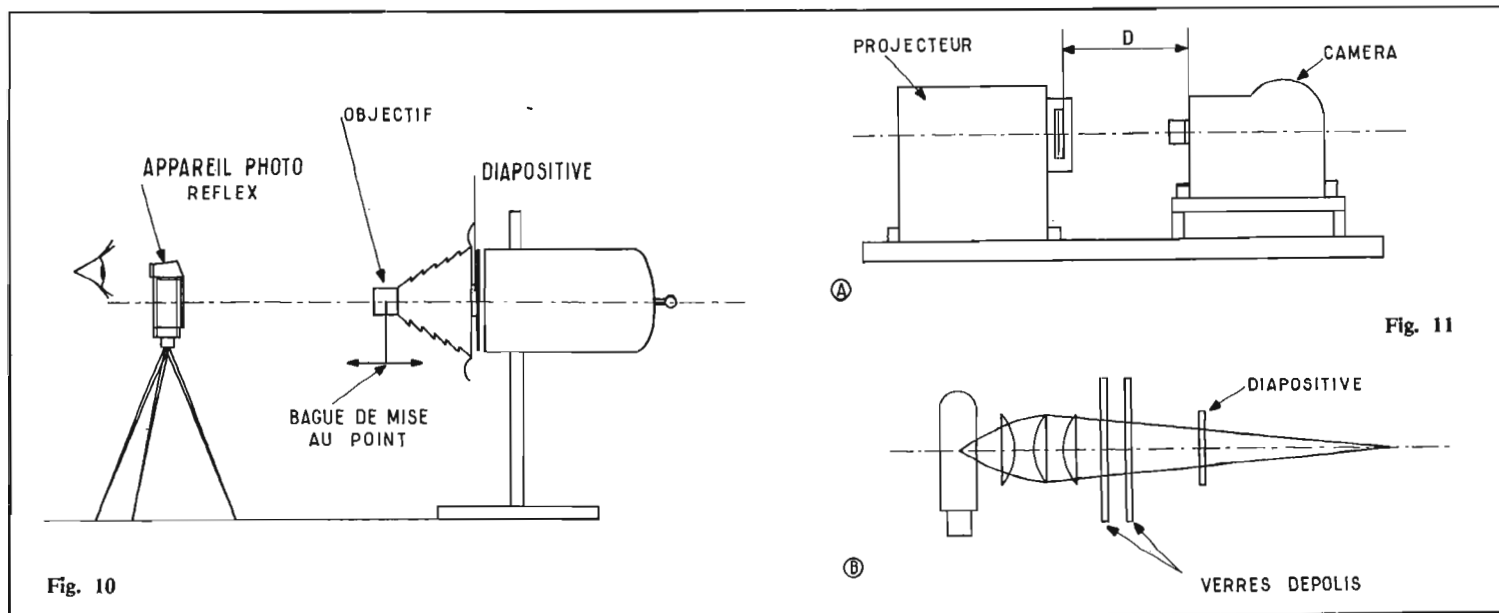
Nous trouvons 115 mm depuis le plan film jusqu'à la diapositive de 24×36 . Cette cote est pratiquement difficile à mesurer; il est beaucoup plus simple d'établir une jauge correspondant à la distance depuis la face verre de la diapositive jusque sur le plan de pose de l'embase des objectifs sur la caméra (Fig. 12). En déduisant les 115 mm de la figure 11, le tirage standard de 12,29 et la moitié de l'épaisseur de la vue montée, soit 1,31 environ, on obtient une jauge de 101,4 mm de longueur, qu'on peut aisément réaliser avec un bout de fil de fer de 3 à 4 mm de diamètre.

La mise au point et le cadrage obtenus par les calculs peuvent ne pas être parfaits, en pratique, pour plusieurs raisons dont l'une est que la réalisation très délicate des objectifs oblige parfois à une certaine tolérance quant à leur distance focale réelle.

Pour obtenir des résultats tout à fait satisfaisants, nous améliorerons les données pratiquement pour déterminer la division exacte de la bague des distances de l'objectif et la largeur de la jauge correspondant au format choisi.

NOUVEAUX PROGRES DES FLASHES ELECTRONIQUES

L'emploi des flashes électroniques se répand de plus en plus; l'utilisation perfectionnée des systèmes à computer permet d'obtenir automatiquement des résultats de très haute qualité, sans avoir besoin d'effectuer de ré-



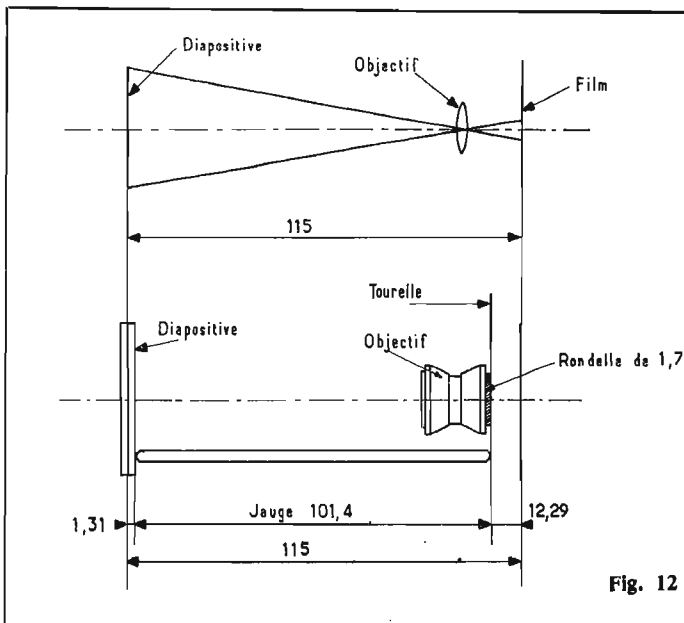


Fig. 12

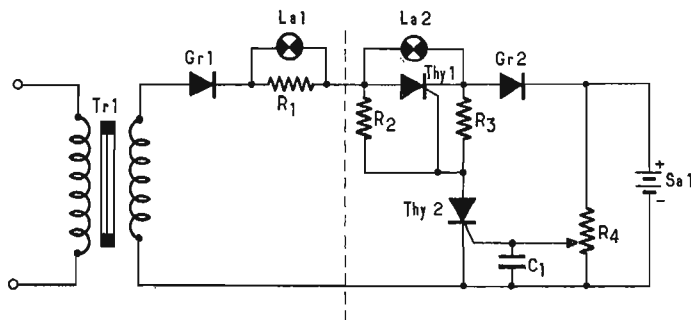


Fig. 13

glages ou de calculs compliqués.

Ces flashes électroniques sont alimentés, soit par de petites piles pour les modèles simples, soit par des batteries d'accumulateurs étanches au cadmium-nickel. Pour assurer un entretien satisfaisant, il est bon de maintenir une charge complète, en utilisant les chargeurs habituels avec redresseurs à semi-conducteurs, généralement fournis avec l'appareil ; mais, une charge complète de ces petites batteries sur les appareils ordinaires exige habituellement de 8 à 12 heures.

Nous avons déjà signalé la possibilité des **charges rapides**, qui sont ramenées à 2 ou 3 heures maximum, ce qui constitue une possibilité remarquable. On peut ainsi obtenir un éclair par minute et, au bout de 20 minutes de charge seulement, même avec un appareil complètement déchargé, il est redevenu possible d'utiliser le flash pour effectuer une prise de vue de 20 poses.

Les constructeurs ont, en outre, rendu le système automatique et une fois la charge très rapide assurée, l'appareil réalise de lui-même une commutation en courant de charge permanente suffisante pour maintenir l'état de charge existant.

Ce processus est accompagné d'un signal optique ; pendant la charge extra-rapide, une lampe témoin située dans la fiche de charge s'allume. Dès que se produit la commutation automatique en charge permanente, cette lampe s'éteint. En premier lieu, toutefois, ce montage élimine le risque de surcharge de l'accumulateur spécial, permettant ainsi de maintenir l'appareil

branché au secteur pendant un temps pratiquement illimité sans qu'il en subisse de dommage.

La tension engendrée dans le secondaire d'un transformateur de réseau Tr_1 est ainsi redressée dans le redresseur en pont Gr_1 et amenée, en passant par la résistance R_1 , au dispositif de commande automatique de la charge rapide ; la tension qui se produit à la résistance R_1 alimente, en même temps, la lampe témoin La_1 (Fig. 13).

La grille du thyristor Thy_1 est polarisée positivement par l'intermédiaire des deux résistances R_2 et R_3 , dans chaque demi-onde du courant de charge. Par conséquent, le thyristor devient conducteur ; il en résulte le courant de charge rapide qui charge l'accumulateur Sa_1 par l'intermédiaire de la diode Gr_2 . En raison de la faible chute de tension au thyristor Thy_1 , la lampe La_2 ne brûle pas à ce moment.

Dès que la tension prescrite est atteinte à l'accumulateur, l'intervalle cathode-grille du thyristor Thy_2 est allumé en fonction de la tension de polarisation positive préalablement réglée au diviseur de tension R_4 . Il en résulte, à la résistance R_3 , une chute de tension de polarité renversée, ce qui rend négative la tension de grille du thyristor Thy_1 , lequel bloque ainsi au passage par zéro suivant du courant de charge.

Le condensateur C_2 monté en parallèle à l'intervalle cathode-grille du thyristor Thy_2 fait en sorte que, pendant C_1 du passage par zéro suivant du courant de charge, le thyristor Thy_2 reste allumé ; par conséquent, lors de l'accroissement de la demi-onde

du courant de charge à la résistance R_3 , il se produit de nouveau une tension négative à la grille du thyristor Thy_1 . De ce fait, le thyristor Thy_1 reste bloqué.

La lampe La_2 montée en parallèle au thyristor Thy_1 , et, par conséquent, l'accumulateur, sont à présent parcourus par le courant dit de charge permanente, considérablement plus faible que celui de charge rapide, la lampe La_1 incorporée dans le dispositif de charge rapide s'éteint.

Cet état des choses est maintenu jusqu'à ce que la fiche soit retirée de la prise de courant. Lorsque l'appareil est branché de nouveau, le thyristor Thy_1 s'allume tout d'abord, ce qui déclenche la charge rapide et la répétition des processus décrits ci-dessus.

Mais, un autre progrès remarquable attire l'attention ; il consiste dans la possibilité de réduire la consommation d'énergie des appareils, et d'obtenir ainsi un plus grand nombre d'éclairs par charge et par minute.

Ces appareils nouveaux contrôlent comme les appareils à computers déjà connus l'intensité de l'éclair nécessaire suivant l'ouverture du diaphragme et la distance du sujet ; mais, lorsque les possibilités d'éclairissement complet sont excessives par rapport aux conditions de prise de vue, ces nouveaux dispositifs évitent tout gaspillage d'énergie. Ainsi l'opérateur peut obtenir un plus grand nombre d'éclairs sans recharge des batteries, et la possibilité d'obtenir un nouvel éclair après les pré-

cédents est assurée dans un temps beaucoup plus réduit.

Nikon et **Braun** ont, en particulier, étudié ce problème. Dans un premier dispositif, un contacteur assure les fonctionnements automatiques avec un choix de trois ouvertures de diaphragmes différents, et une ouverture totale pour le fonctionnement manuel. C'est ainsi que pendant ce fonctionnement, on peut obtenir 40 éclairs avec des piles ordinaires réduites et un intervalle de l'ordre de 8,5 secondes ; mais, pour le fonctionnement automatique à une distance de l'ordre de 1 m environ, au moyen des mêmes piles sèches on obtient 400 éclairs et la durée de remise en fonctionnement est réduite à moins de 1 seconde.

D'autres constructeurs japonais tels **Matshita** et **Toshiba** ont réalisé des appareils de même genre. Le flash électronique type est un appareil simple, en principe ; il comporte un convertisseur courant continu - courant continu, un condensateur stockant l'énergie, un tube éclair à gaz et un circuit de déclenchement pour synchroniser le flash avec l'obturateur de la caméra. Les premiers appareils automatiques étaient montés suivant le même principe, mais avec des éléments additionnels interrompant l'éclair lorsque l'éclairissement du sujet était suffisant, lorsque la photographie est effectuée à une distance inférieure à la valeur maximale.

Un système capteur normalement constitué par une photodiode au silicium ou un phototransistor est actionné par la lumière réfléchie par le sujet ; son signal de sortie amplifié et

intégré actionne un circuit de commande, lorsque le niveau de sortie atteint une valeur déterminée à l'avance.

Ce circuit agit sur un tube d'arrêt — un tube à gaz à faible impédance — qui court-circuite le tube éclair, ce qui arrête l'éclair en déchargeant l'énergie qui est encore emmagasinée dans le condensateur. Ce tube d'arrêt est un simple tube à décharge avec une électrode extérieure de déclenchement capacitive; un courant passant de l'électrode de déclenchement à la cathode est suffisant pour amorcer l'éclair du tube.

Les techniciens de **Nikon** ont songé à remplacer ce circuit par un circuit de contacteur-**série**, qui pourrait arrêter l'éclair sans décharger l'électricité qui se trouve encore dans le condensateur; mais ils n'ont pu obtenir ce résultat à ce moment parce qu'il n'existait pas des systèmes de contacteur convenable.

Un autre constructeur japonais **Mitsubishi** du même groupe a réussi à établir un redresseur très réduit contrôlé au silicium, qui peut supporter une tension de 300 V et des courants de pointe dépassant 300 A, et qui est capable d'être actionné en 5 μ s.

Un contrôle obtenu avec un

redresseur au silicium de ce genre en série pose un autre problème qui n'est pas constaté avec un contrôle-shunt. Ce redresseur contrôlé ne peut être arrêté directement mais par la charge effectuée dans un condensateur de commutation lorsqu'il est relié au circuit du thyristor, de façon à réduire le courant de la cathode à l'anode à une valeur nulle.

Le problème consiste dans le fait que ce courant peut traverser le tube éclair et charge le condensateur de commutation dans une direction inverse, après la coupure du circuit d'alimentation. Ce phénomène risque d'amener une deuxième impulsion très courte de lumière provenant du tube éclair, ce qui peut produire une surexposition à des distances très courtes.

Une solution encore plus élégante a été proposée et brevetée, elle consiste à utiliser une diode et un condensateur additionnel dans le circuit de commutation, pour éviter la charge inverse et supprimer la seconde impulsion.

Tous ces dispositifs permettent ainsi d'économiser l'énergie emmagasinée dans le condensateur produisant le flash et d'obtenir le but recherché, c'est-à-dire l'amélioration du rendement du courant utilisé.

P. HEMARDINQUER.

LOUEZ

1.000

FILMS

16 & S8

POUR TOUS PUBLICS

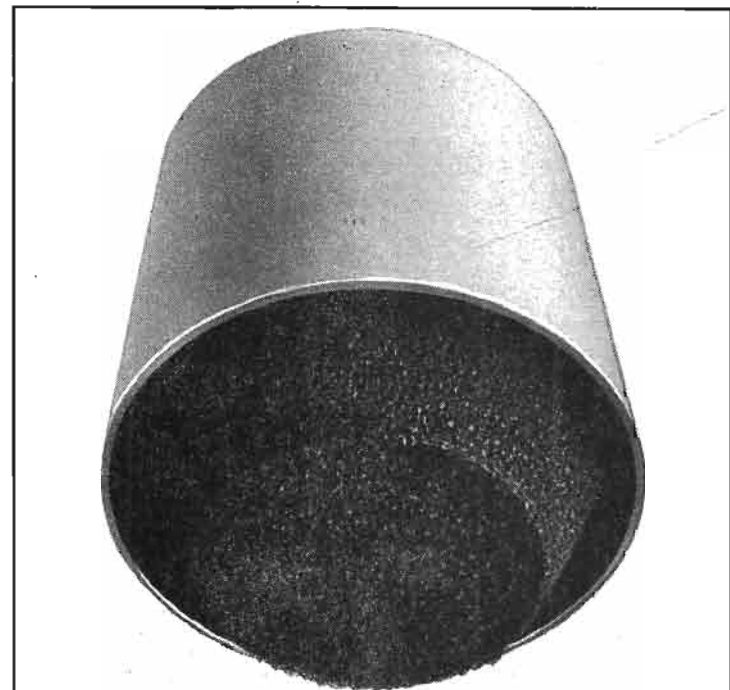
Partout en France, **FRANFILMDIS** met à votre disposition sa cinémathèque sonore ■ et dans la région parisienne, location de projecteurs et d'opérateurs

Demandez notre catalogue général: 5f.

FRAN
FILMDIS



70 rue de Ponthieu
75008 PARIS
(1) 359.84.13 + 13.68



Sound West: la fin de la musique de chambre

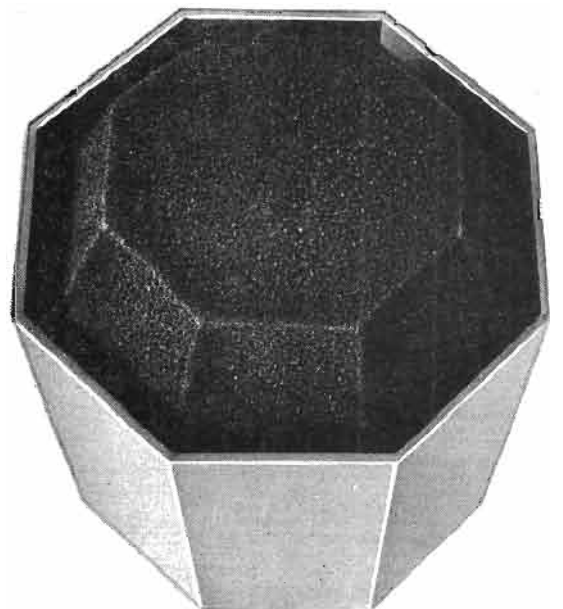
Voici Sound West, les nouvelles mini-enceintes auxiliaires américaines "tout terrain". A poser, à suspendre, à accrocher n'importe où, dehors ou dedans: jardins, terrasses, cuisines, salles de bains, boutiques, restaurants, hôtels, etc.

Il peut pleuvoir dessus: elles sont étanches. Elles ne craignent pas les chocs. Ce qui ne les empêche pas de tenir facilement 30 watts sans broncher.

Choisissez la couleur: bleu marine, rouille, vert, jaune, blanc ou noir. Choisissez la forme: ronde, carrée ou octogonale. Prix TTC: 149 F.

Sound West: il n'y a plus de murs pour la musique.

SOUND WEST



Sélectionné par Musique Diffusion Française, 94533 Rungis Cidex L179, téléphone: 686.64.21.



émet l'impulsion A. La transition descendante de A fait basculer Q de 0 à 1. Afin de simplifier l'exposé, admettons que l'impulsion 2 de H n'entre pas dans la ligne T mais seulement dans la porte ET. Celle-ci reçoit maintenant la tension Q et l'impulsion 2 de H. La porte ET délivre dans ces conditions l'impulsion A' avec le retard désiré correspondant à une période d'horloge. L'impulsion A' à la sortie S est renvoyée vers la seconde entrée de la porte OU exclusive dont la première entrée ne reçoit rien. L'impulsion A' traverse donc la porte OU exclusive et sa transition descendante remet la sortie Q de la bascule I à l'état 0. La porte ET se referme.

Continuons cette description en admettant que l'impulsion 5 de H se trouve transmise vers T et E. Rien ne l'empêche de traverser la porte OU exclusive pour arriver au point Te. Sa transition descendante fait alors basculer Q de 0 à 1. L'impulsion 6 de H n'est pas transmise vers T mais seulement vers la porte ET. Les deux entrées de cette porte sont à l'état 1 d'où l'apparition de l'impulsion S à sa sortie. Cette impulsion est renvoyée vers la

seconde entrée de la porte OU exclusive et se retrouve à sa sortie Te. L'impulsion à la sortie S s'arrête avec la fin de l'impulsion 6 de H. Cet arrêt se traduit par une transition descendante de la tension au point Te, donc à l'entrée H de la bascule et cette transition fait basculer Q à son état d'origine qui était l'état 0.

Au lieu de transmettre une impulsion vers T après plusieurs impulsions d'horloge, rien ne nous empêche de les transmettre toutes ou de multiplier le nombre d'impulsions comme c'est le cas dans les figures 19 et 20.

REALISONS UNE MACHINE A ADDITIONNER !

Nous savons maintenant comment fonctionne une porte OU exclusive, une porte ET et un dispositif à retard R. Cela va nous permettre de voir comment fonctionne un organe de calcul destiné aux additions. Dans le système décimal on peut additionner en faisant appel aux retenues. Par exemple $435 + 187$

$$\begin{array}{r} 435 \text{ A} \\ 187 \text{ B} \\ \hline 11 \text{ C} \\ 622 \text{ S} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} \text{Le nombre C est ici le chiffre des retenues. Dans le système binaire cette même addition s'écrit :} \\ 110110011 \text{ A} \\ 10111011 \text{ B} \\ \hline 110110011 \text{ C} \\ 1001101110 \text{ S} \end{array}$$

où C est également le nombre des retenues. Prenons l'addition à effectuer sur l'organe de la figure 21 qui consiste en $11 + 13 = 24$, soit en binaire :

$$\begin{array}{r} 1011 \text{ A} \\ 1101 \text{ B} \\ \hline 1111 \text{ C} \\ 11000 \text{ S} \end{array}$$

A l'entrée de l'organe de calcul, nous avons donc l'information A = 1011 et l'information B = 1101 qui doivent d'abord produire les retenues $11110 = C$. Pour obtenir ce résultat nous employons une première porte ET qui reçoit les informations A et B et dont la sortie délivrera 1001, ce qui est facile à vérifier en faisant le produit A . B dans la figure 21.

Il s'agit maintenant de produire dans l'organe de calcul les retenues C donc 11110. C'est le rôle du dispositif à retard R que nous avons étudié dans le

chapitre précédent. Mais avant de revoir son fonctionnement, il sera nécessaire de regarder le rôle de la porte exclusive n° 1 à l'entrée de l'organe de calcul. Cette porte reçoit A et B à ses entrées. Sa sortie délivrera une impulsion (1 bit) quand A sera seule à son entrée n° 1 ou quand B sera seule à l'entrée n° 2. La figure 21 montre que la sortie de cette porte délivrera successivement 0110 pendant que la porte ET délivrera successivement 1001. Le système à retard R va d'abord retarder le premier 1 sortant de la porte ET pour le faire apparaître en position -2- de l'horloge. Ensuite le premier 0 prend la position -3-, le second 0 la position -4- et le dernier 1 la position -5-. Ceci nous donne à la sortie de R le nombre binaire 10010. Ces chiffres sont ensuite transmis à la porte ET n° 2 qui reçoit également les chiffres (les bits) de la porte OU exclusive n° 1. La sortie de la porte ET n° 2 délivrera le produit D.F., soit 00010. Ce produit G est maintenant renvoyé vers l'entrée du dispositif à retard R dont la sortie va s'enrichir d'un bit. Il s'agit du bit 1 de G qui passe de la position -2- à la position -3- après le retard R. Ce nouveau bit en position -3- coïncide avec le bit de l'information D d'où naissance d'un nouveau bit à la sortie de la porte ET n° 2 en position -3-. Celui-ci se trouve également renvoyé vers l'entrée de R. Après le retard dû au dispositif R, il prendra la position -4- à l'entrée de la porte ET n° 2. L'information F contient les retenues C, donc 11110.

La figure 21 nous montre avec un maximum de détails l'emplacement de tous ces bits. Elle nous montre également que la porte ET n° 2 ne reçoit plus de nouveaux bits simultanément. Son rôle est donc terminé avec le produit $D.F = K$. Il nous reste encore à voir la porte OU exclusive n° 2 dont l'entrée est reliée avec la sortie de R et avec la sortie de la porte OU exclusive n° 1. Elle reçoit donc les informations F et G. La figure nous montre que la porte OU exclusive n° 2 ne s'ouvre que pour les bits des positions -4- et -5- qui se trouvent l'un après l'autre à son entrée.

On obtient finalement à la sortie de cette porte la somme S de l'addition binaire A + B donc $11000 = S$.

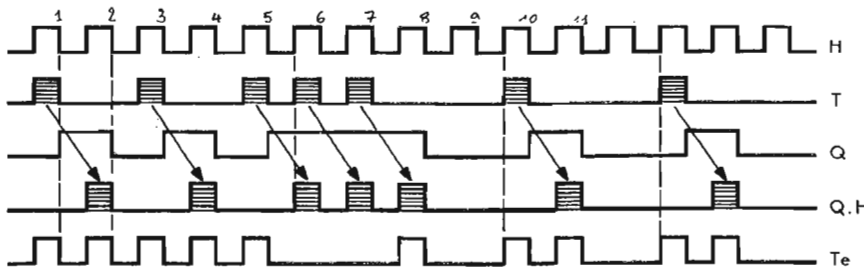


Fig. 20

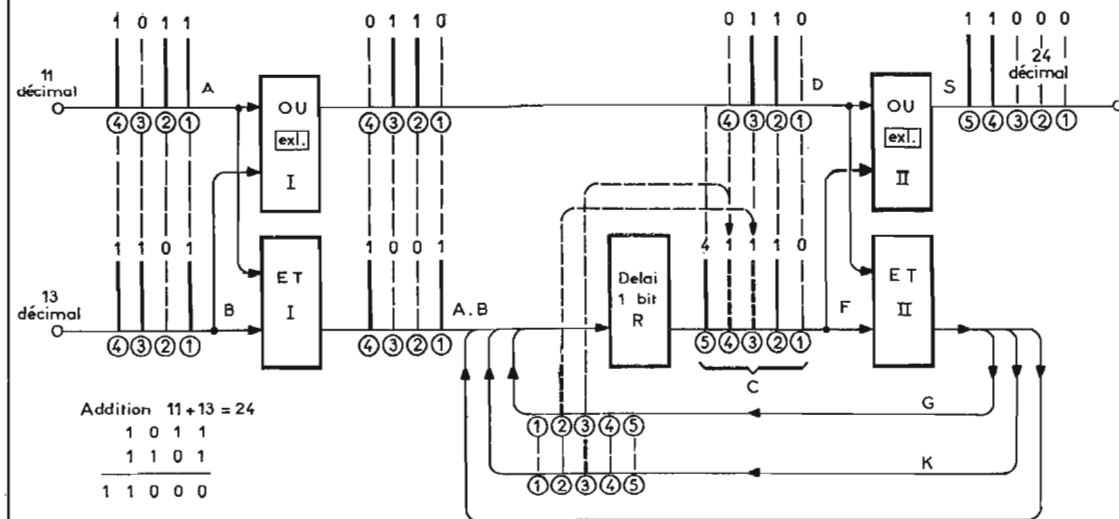


Fig. 21

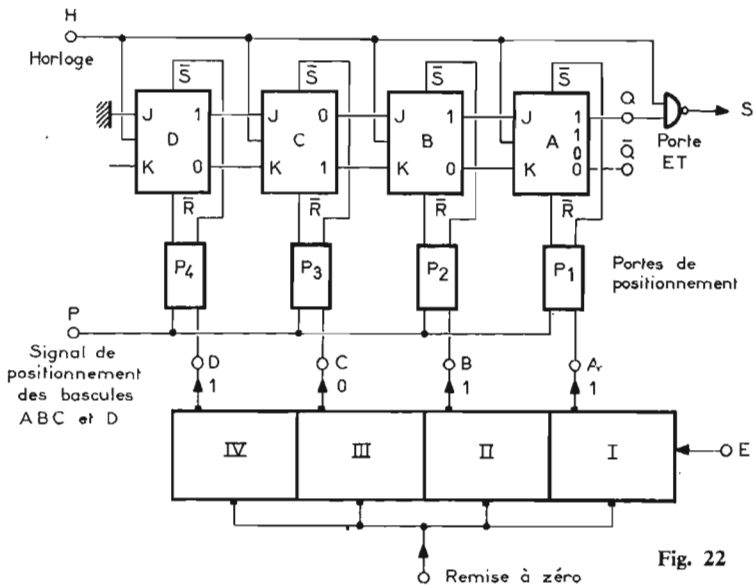


Fig. 22

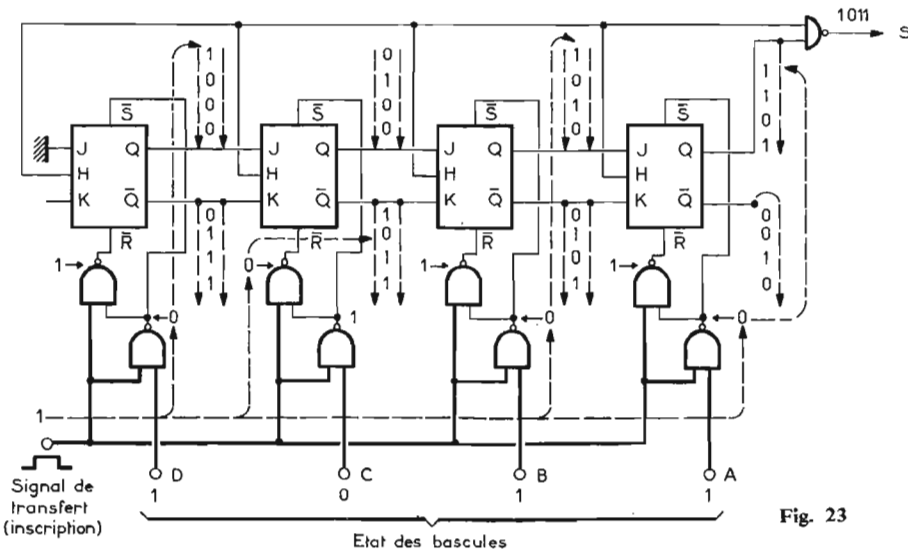


Fig. 23

L'entrée de la porte OU exclusive n° 2 reçoit en position -1- les états 0 + 0, en position -2- les états 1 + 1, en position -3- les états 1 + 1, en position -4- les états 1 + 0 et en position -5- les états 0 + 1, ce qui se traduit à la sortie S par 00011 en commençant l'écriture par -1- et en terminant par -5-. Etant donné que l'écriture s'effectue sur une bande qui se déplace au rythme de l'horloge, de gauche à droite, la lecture de la bande ou du film sera 11000 = 24 en décimal.

Dans l'organe de calcul de la figure 21 les impulsions (bits) se manifestent à l'entrée des portes au rythme d'une horloge, ce qui veut dire que l'impulsion -1- de l'information A arrive à l'entrée de la porte OU exclusive n° 1 en même temps que l'impulsion -1- de l'information B à l'entrée de la porte ET n° 1. Après un temps mort très

court, c'est l'impulsion -2- de A qui remplace l'impulsion -1- de A pendant que l'absence d'impulsion -2- se manifeste dans l'information B, etc.

Pour obtenir ces impulsions l'une après l'autre, nous devons faire usage d'un registre qui transmet les états des bascules d'un compteur à l'arrêt vers l'organe de calcul en communiquant l'état à la sortie de la première bascule, ensuite l'état à la sortie de la deuxième bascule, ensuite celui de la troisième bascule et ainsi de suite. Ceci nous conduit vers la réalisation d'un registre à décalage avec entrées parallèles et sortie série.

CONCEPTION DU REGISTRE A DECALAGE

Le schéma de fonctionnement d'un registre est montré figure 22.

Un compteur reçoit un certain nombre d'impulsions à son entrée E avant sa remise au repos. Le compteur de la figure 22 se compose de 4 bascules dont les 4 sorties ABCD se trouvent dans des états différents. Ces 4 états du compteur à 4 digits correspondent à N impulsions à l'entrée E à l'instant où l'entrée ne reçoit plus d'impulsions. Les états des sorties ABCD correspondent donc à un chiffre décimal de N. Pendant l'arrêt du compteur les portes P₁ P₂ P₃ P₄ communiquent cet état à l'entrée R-bar des bascules A B C D du registre. Ces mêmes portes communiquent aux entrées S-bar les états complémentaires A-bar B-bar C-bar D-bar ce qui veut dire que si A = 1, R-bar = 1 et S-bar = 0. Pour que les portes s'ouvrent il faut leur transmettre un signal de transfert à l'entrée P. Ce signal est une impulsion appelée signal de transfert ou signal d'inscription ou

encore signal de positionnement des bascules du registre.

Les portes s'ouvrent pendant la durée de ce signal et les états A B C D se trouvent de ce fait aux entrées R-bar.

Si A = 1, l'entrée R-bar de la bascule A du registre sera également à 1 et S-bar de cette même bascule sera à 0 pendant la durée du signal d'inscription. Si S-bar = 0 on a automatiquement Q = 1 pour la bascule A et Q-bar = 0.

Si B = 1, R-bar de la bascule est à 1 et S-bar à 0, donc Q de la bascule B = 1 et Q-bar = 0. (Le rôle de R-bar et de S a été exposé dans le chapitre concernant les bascules J K). Si C = 0, la bascule C reçoit l'état 0 à R-bar, donc Q-bar = 1. Comme S-bar = 1, la sortie Q = 0. Si D = 1, la bascule D fonctionne avec R-bar = 1, S-bar = 0, Q = 1 et Q-bar = 0.

L'action du signal d'inscription se traduit par le positionnement des bascules A B C D du registre. A l'arrêt de ce signal toutes les bascules du registre sont positionnées avec Q_A = 1, Q_A-bar = 0, Q_B = 1, Q_B-bar = 0, Q_C = 1, Q_C = 0, Q_D = 1, Q_D = 0. Nous avons porté tous les états des sorties Q et Q-bar des 4 bascules du registre dans le schéma de la figure 22 et dans celui de la figure 23 en admettant que les sorties ABCD du compteur se trouvent avec A = 1, B = 1, C = 0 et D = 1. L'inscription dans le registre est maintenant terminée ce qui permet d'arrêter l'impulsion d'inscription à l'entrée P. (Ne pas confondre les sorties ABCD du compteur avec les bascules A B C D du registre !)

Il s'agit ensuite de faire passer les états de Q_A Q_B Q_C Q_D et l'un après l'autre vers la sortie S du registre. C'est là où intervient une fois de plus le rôle de l'horloge qui fixera le rythme de la transmission vers la sortie S.

Les impulsions de l'horloge sont dirigées vers les entrées H des bascules A B C D. Nous connaissons les états de Q et Q-bar de chaque bascule avant l'arrivée du signal d'horloge mais nous connaissons également les états de J et K de chaque bascule étant donné que la sortie Q d'une bascule se trouve reliée avec l'entrée J de la bascule qui est située à sa droite et que l'entrée K est reliée à Q-bar. Avant l'arrivée du signal d'horloge nous avons ainsi : J_A = 1, K_A = 0, J_B = 0, K_B = 1, J_C = 1 et K_C = 0, J_D = 0, K_D = 1.

Faisons venir le signal d'horloge. Quand H = 1 la porte ET délivrera Q_A = 1. Faisons venir

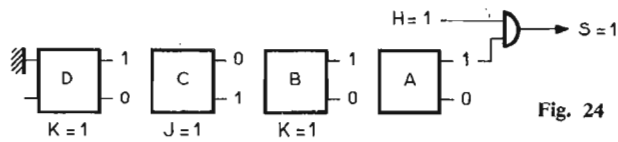


Fig. 24

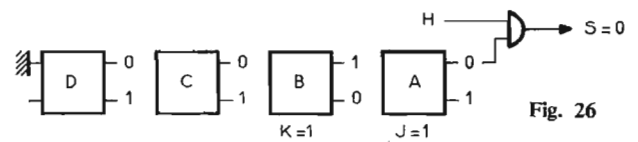


Fig. 26

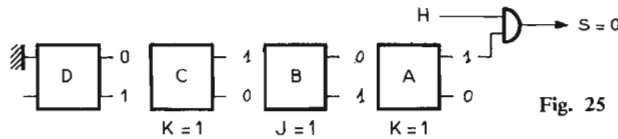


Fig. 25

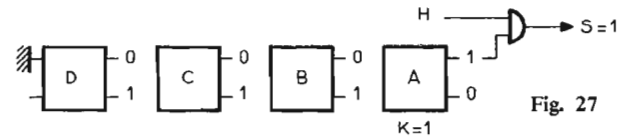


Fig. 27

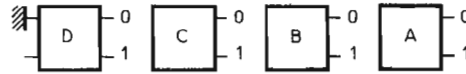


Fig. 28

le signal d'horloge. Que va-t-il se passer à la première transition descendante de ce signal ?

La bascule A se trouve dans la figure 22 (et 23) avec $J = 1$, $Q = 1$, $K = 0$, $\bar{Q} = 0$. La transition sera sans effet et Q reste sur 1.

La bascule B se trouve avec $J = 0$, $Q = 1$, $K = 1$, $\bar{Q} = 0$.

Le chapitre concernant les bascules nous a appris que si $K = 1$ et $\bar{Q} = 0$ il y a basculement. On a le changement de l'état $\bar{Q} = 0$ avec $\bar{Q} = 1$ d'où $Q = 0$.

La bascule C se trouve avec $J = 1$, $Q = 0$, la transition descendante de H produira $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$.

La bascule D à $J = 0$, $K = 1$, $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. La transition portera \bar{Q} à 1 et Q à 0. La figure 23 montre les états anciens des Q J Q K et les états nouveaux après la première transition. Après la transition négative de H celui-ci restera à zéro pendant un certain temps pour rebondir ensuite avec une transition positive. Pendant la durée du signal où $H = 0$ la porte E à la sortie du registre est fermée, mais pendant la durée où $H = 1$ la porte peut s'ouvrir à condition que son entrée reçoive 1 et 1. C'est effectivement le cas dans l'exemple concernant les figures 22 et 23 où la sortie Q de la bascule A est restée sur 1 après la première transition descendante de H. La transition montante du signal d'horloge porte H à 1 et du fait que la bascule A à sa sortie Q sur 1 la porte ET reçoit 1 et 1 ce qui donne $1.1 = 1$ à la sortie S du registre.

La transmission du premier bit (1) s'effectue pendant la durée t_1 à t_2 du signal d'horloge de la figure 23. Arrivé à l'instant t_2 , le signal d'horloge se présente avec sa deuxième transition descen-

dante qui fera basculer Q de A, Q de B, Q de C mais pas Q de D. Nous avons alors $Q_A = 0$, $Q_B = 1$, $Q_C = 0$, $Q_D = 0$. Arrivé à l'instant t_3 , la porte ET reçoit $H = 1$ et $Q_A = 0$ d'où $S = 0$.

La figure 23 nous montre qu'il faut quatre transitions descendantes pour que les sorties Q des bascules A B C D se trouvent à zéro. La même figure montre qu'il faut également quatre impulsions positives de l'horloge pour transmettre vers la sortie S les 4 digits. L'impulsion positive 1 ouvre la porte ET

d'où passage du 1^{er} digit, l'impulsion 2 fait passer le 2^e digit et ainsi de suite...

Lorsque les quatre bascules du registre se trouvent à zéro avec $Q_A = Q_B = Q_C = Q_D = 0$, le compteur avec ses bascules I II III IV redémarre et compte le train d'impulsions suivant arrivant à l'entrée E. Après l'arrêt du comptage les états binaires des bascules sont transférés au registre du signal d'inscription où ils positionnent les bascules A B C D. Après l'arrêt du signal d'inscription les bascules sont

positionnées et c'est maintenant le signal d'horloge qui assure le transfert des états binaires des bascules A B C D vers la sortie S en commençant par le transfert de Q de la bascule A pendant l'impulsion 1 du signal d'horloge.

Dans l'exemple de la figure 23 (ou 22) le positionnement des bascules se traduit par les états de la figure 24.

Aussitôt que le signal d'horloge $H = 1$, l'état 1 de la sortie Q de la bascule A est transféré à S.

La transition de $H = 0$ ferme la porte ET et produit les états de la figure 25.

L'impulsion $H = 1$ assure le transfert de la sortie Q de la bascule A, d'où $S = 1$.

La transition $H = 0$ ferme la porte ET et produit les états de la figure 26.

L'impulsion $H = 1$ n'ouvre pas la porte ET du fait que Q de A est à zéro. La sortie $S = 0$.

La transition $H = 0$ produit les états de la figure 27.

L'impulsion $H = 1$ ouvre la porte ET et la sortie $S = 1$.

Le registre a donc transféré successivement les bits (ou digits ou états ou encore moments) des bascules du compteur. La nouvelle transition $H = 0$ se traduit par la remise à zéro de toutes les sorties Q des bascules A B C D d'où les états indiqués dans la figure 28.

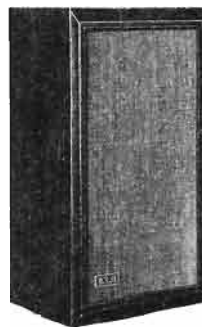
Les portes P de la figure 22 sont des portes NON-ET ou NAND en anglais. Lorsque l'une des entrées de ces portes se trouve à l'état 0, la sortie de la porte sera à l'état 1. Si les deux entrées sont à 1 la sortie sera à l'état 0. Si les deux entrées sont à 0, la sortie sera à 1. C'est donc le contraire d'une porte ET où $1.1 = 1$. La porte NAND fonctionne avec $1.1 = 1 = 0$.

R. ASCHEN
(A suivre)

A La Maison Heureuse

40, Grand-Rue 92310 Sèvres - tél. : 626.02.27
137, bd de Champigny 94100 St-Maur - tél. : 885.48.51
186, av. Georges Clemenceau 92000 Nanterre
tél. : 204.75.30

Les enceintes américaines KLH



Le n° 1 américain
enfin en France.
Acclamées par les critiques :
"KLH (S), nous ne nous
souvenons pas d'enceintes
ayant une réponse
transitoire aussi bonne"
Julian D. Hirsch
Hi-Fi Stereo Revue
7 modèles,
de 40 watts à 100 watts,
de 620 F à 2350 F TTC.
Le juste équilibre sonore.



Les meilleurs spécialistes conseillent
les meilleurs matériels.
Et ils ont le label
Musique Diffusion Française.



MONTAGES UNIVERSELS D'ALARME A CIRCUITS INTEGRES

GENERALITES

LES montages d'alarme peuvent servir dans de multiples applications, par exemple comme antivol, avertisseurs d'accidents quelconques : incendies, inondations, dépassements de niveau, etc., commandes de dispositifs de mesure, d'alimentation, alerte médicale, etc. Dans chaque application, le dispositif d'alarme sera précédé et suivi du transducteur lui convenant.

Ainsi, par exemple, dans un montage antivol, il y aura à l'entrée le transducteur choisi par l'utilisateur pour déceler le passage du voleur; ce transducteur pourra être un circuit optoélectronique, un fil qui se rompt, le branchement ou le débranchement d'un contact, une capacité, une variation de température, etc.

A la sortie, le transducteur sera également choisi selon la nature de l'alarme requise par les conditions particulières du local, par exemple un haut-parleur ou un autre dispositif générateur de bruit ou, au contraire, des transducteurs absolument silencieux, comme ceux lumineux associés ou non à un dispositif sonore.

Nous décrivons ici des montages dits **tone alarm**, valables pour toutes sortes d'applications. Les montages décrits seront ceux disposés entre les deux transducteurs, d'entrée et de sortie.

Connaissant les caractéristiques des signaux électriques nécessaires à l'entrée et celles des signaux obtenus à la sortie, l'utilisateur pourra adapter ce montage à l'application qui l'intéresse en se procurant ou en créant soi-même les transducteurs appropriés, en particulier ceux d'entrée.

C'est pour cette raison que nous qualifions d'universels, ces montages, choisis d'ailleurs parmi les plus simples.

Ils utilisent des circuits intégrés, mais certains peuvent être complétés par des semi-conducteurs tels que diodes, transistors, diodes LED et circuits TTL.

Comme transducteurs de sortie, on trouvera des haut-parleurs servant d'avertisseurs sonores et comme avertisseurs lumineux des diodes LED, c'est-à-dire des diodes lumineuses qui sont actuellement très en vogue et, ce qui ne gêne rien, très avantageuses comme prix.

LE CIRCUIT INTEGRE 3010 INTECH

Ce CI est importé en France par Tekelec-Airtronic, société sise à Sèvres, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet.

Le 3010 est un CI de prix avantageux, ce qui rend les montages dans lesquels il est incorporé, accessibles à tous,

d'autant plus qu'il s'agit de montages simples à peu de composants.

Voici ses principales caractéristiques : il peut commander directement un haut-parleur qui émettra des sons continus ou à impulsions ; sortie pouvant attaquer toutes sortes d'autres dispositifs tels que TTL, LED, lampes, etc. ; fréquence du signal de sortie ajustable par réglages extérieurs ; forme du signal rectangulaire ajustable par modification du rapport cyclique et de la durée de la période de son par rapport

à celle de silence ; alimentation unique pouvant être choisie entre 4,5 V et 18 V ; consommation très faible de courant.

Les applications ont été indiquées plus haut.

Les caractéristiques maximales à ne pas dépasser sont les suivantes (tableau I) :

Voici également quelques caractéristiques de fonctionnement normal. Ces caractéristiques sont données dans les documentations des fabricants sous le nom de « Caractéristiques électriques ». (Tableau 2.)

Tableau I

| | |
|--|--------------------|
| Alimentation | + 18 V |
| Tension différentielle d'entrée | + 5 V |
| Tension d'entrée en mode commun | + 1,5 V |
| Courant de sortie permanent (steady) | 50 mA |
| Courant à impulsion, de sortie | 100 mA |
| Temp. de fonctionnement | - 25 °C à + 85 °C |
| Temp. de stockage | - 55 °C à + 125 °C |

Tableau II

| | |
|--|------------------|
| Valeurs nominales : tension d'alimentation de 4,5 à 18 V | |
| Courant avec signal d'alarme : 1 mA ; sans signal : 0,5 mA | |
| Sans charge : respectivement 6,5 et 2,5 mA | |
| Fréquence du générateur de « périodes » 0,1 à 10 kHz | |
| Rapport cyclique du générateur de « périodes » | |
| « périodes » | 20 à 50 % |
| Fréquence du générateur de tonalité .. 50 à 10 000 Hz | |
| Rapport cyclique | |
| | 5 à 40 % |
| Temp. de fonctionnement | |
| | - 25°C à + 85 °C |

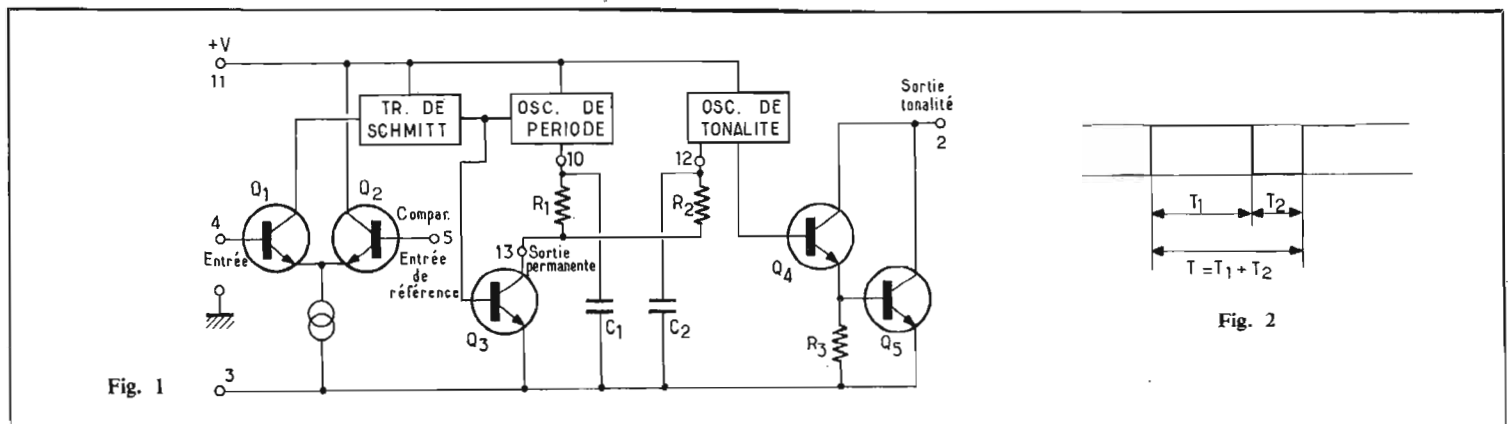


Fig. 1

Fig. 2

MONTAGE INTERIEUR DU CI

Il est donné à la figure 1. Les numéros disposés près des cercles sont ceux des broches de terminaison, au nombre de quatorze.

A noter que les éléments C_1 , C_2 , R_1 et R_2 sont extérieurs au CI. Il faut, par conséquent, les connecter à ce circuit, selon les indications des schémas théoriques donnés plus loin. Ce montage intérieur est assez complexe et le schéma n'en donne qu'une simplification.

Dans le CI type 3010, le signal d'entrée défini plus haut, provenant du transducteur avertisseur, est appliqué au point 4 (par **point** nous entendons la broche ou le fil du circuit intégré) qui aboutit à la base du transistor Q_1 . Celui-ci fait partie d'un étage Q_1 - Q_2 différentiel, fonctionnant comme comparateur du signal d'entrée avec celui du point 5, base de Q_2 . Ce signal est celui de référence et peut être un signal continu fixe ou réglable.

Dans certains cas, on pourra intervertir les fonctions des transistors Q_1 et Q_2 , c'est-à-dire les branchements des points 4 et 5, comme on l'indiquera au cours de l'analyse des montages pratiques. La tension de référence étant fixée à une certaine valeur convenablement choisie, lorsque la tension du signal d'entrée dépasse celle de référence, la sortie du CI engendre des impulsions ou des signaux d'amplitude et tonalité constantes pouvant commander un haut-parleur extérieur.

Il produit également un courant permanent de sortie compatible avec les caractéristiques des CI, TTL, et pouvant aussi commander une LED ou une lampe-témoin.

Revenons à l'étage différentiel Q_1 - Q_2 .

Lorsque la tension du point 4 excède celle du point 5, le transistor Q_1 (un NPN comme les autres, Q_2 à Q_3) devient conducteur et agit sur le trigger de Schmitt. Le signal de sortie de ce trigger, met en fonctionnement un transistor NPN et les deux oscillateurs. Le premier dit **de période**, commande le second, dit de tonalité (à fréquence plus élevée). Pour chaque oscillateur, on pourra régler la fréquence et le rapport cyclique. Rappelons que ce rapport est égal à T_1/T_2 (ou T_2/T_1) selon les indications de la figure 2. Lorsqu'on a affaire à un signal rectangulaire dont les périodes partielles sont inégales, on a $T_1 + T_2 = T =$ période totale = $1/f$.

Le rapport cyclique est égal à 0 lorsqu'une des périodes partielles est nulle, car dans ce cas $T_2/T_1 = 0$. Sa valeur est de 50 % ou 0,5 lorsque $T_1 = T_2$ car dans ce cas $T_2/T_1 = 0,5$. Lorsque le rapport cyclique est de 50 %, la tension rectangulaire a les deux périodes partielles égales. Certains la nomment « carrée ».

Dans l'emploi pratique du CI, on adoptera une fréquence basse pour l'oscillateur de période, ce qui permettra d'interrompre le signal de tonalité à des intervalles relativement longs, de l'ordre de la seconde ou d'une fraction importante de celle-ci.

Les fréquences des deux signaux dépendent des valeurs de C_1 et C_2 qui, étant extérieurs au CI, pourront être choisis en conséquence. C_1 et C_2 sont associés respectivement à l'oscillateur de période et à l'oscillateur de fréquence.

Les résistances ont un effet sur la valeur du rapport cyclique. R_1 est associée à l'oscillateur et

R_2 à celui de fréquence. Lorsque le signal de tonalité apparaît à la sortie de l'oscillateur correspondant, il est appliqué à un étage de sortie disposé en montage Darlington Q_4 - Q_5 (les deux en collecteur commun).

BRANCHEMENT DU CI

A la figure 3A, on donne une vue du CI fortement agrandie (la longueur réelle du CI est de 18 mm environ) permettant de voir qu'il y a 14 broches numérotées de 1 à 14 et reconnaissables comme suit : on regarde le CI avec le repère en haut et les broches vers l'avant de l'observateur. Dans ce cas le 1 est à gauche du repère. Si, au contraire, les broches étaient orientées vers l'observateur, le 1 serait alors à droite du repère (Fig. 3B).

Cette règle semble universelle pour tous les CI. A noter que les broches 1, 6, 7, 8, 9 et 14 marquées N.C., doivent être laissées **non connectées**, donc ne pas être utilisées comme points relais ou mises à la masse.

A la broche 11 sera connecté le + alimentation et à la broche 3 le -. Il n'y a qu'une seule alimentation qui sera généralement limitée à 5 V, sauf cas spéciaux où une plus grande puissance de sortie est exigée. Dans ce cas, un transistor extérieur de puissance pourrait être utilisé.

PREMIER SCHEMA PRATIQUE

Ce montage est donné à la figure 4. En tenant compte du brochage et du schéma simplifié du montage intérieur, il est évident que les signaux d'entrée et de référence seront connectés aux points 4 et 5 respectivement.

Dans ce choix, le CI fonctionnera lorsque la tension du signal

d'entrée **dépasse** celle du signal de référence.

Par contre, dans certaines applications, il se peut que le signal d'entrée ait normalement une certaine valeur E_n et que cette tension diminue au-dessous d'une certaine valeur E_o , lorsqu'il y a lieu de déclencher l'alarme.

Dans ce cas, c'est le signal d'entrée qui sera connecté au point 5 et celui de référence au point 4.

Remarquons que la tension de référence dépendra de celle d'alimentation. Désignons cette dernière par V_{cc} .

Si $V_{cc} = 5$ V, le signal de référence sera de 1,5 à 4 V.

Si $V_{cc} = 15$ V, le signal de référence sera de 1,5 à 14 V.

Les deux valeurs indiquées étant les minima et les maxima, et pouvant être obtenues en réglant la tension appliquée au point de référence, avec le potentiomètre de 50 k Ω .

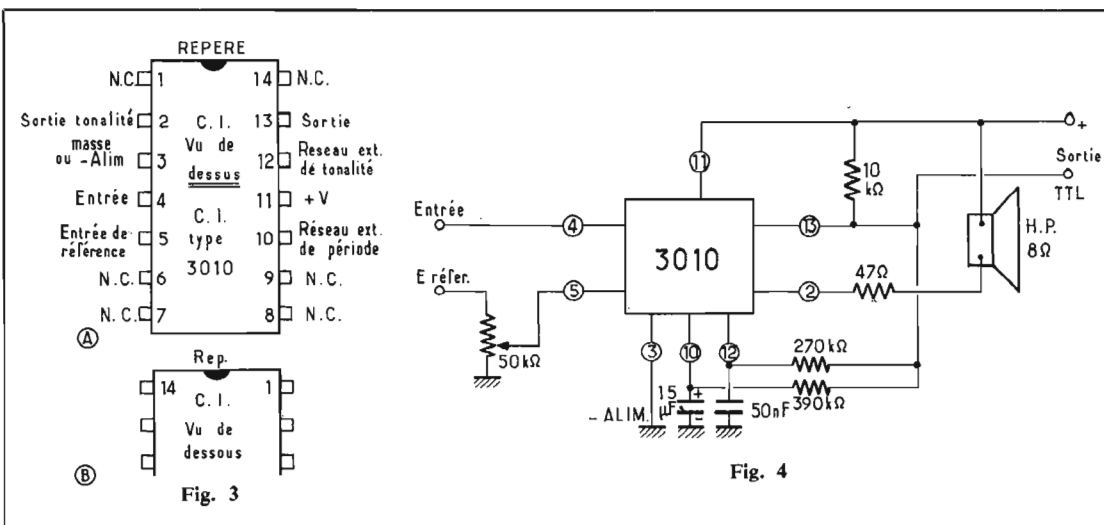
La tension d'entrée devra évidemment dépasser, en cas d'alarme, celle de référence ou, en cas d'inversion des points 4 et 5, passer à une valeur inférieure à celle de référence.

Remarquons que si la tension d'entrée est donnée, on pourra régler convenablement celle de référence pour que le dispositif fonctionne. Le reste du montage du CI, d'après la section de la figure 4, comprend les branchements du + alimentation au point 11, du -, à la masse et au point 3.

On déterminera les fréquences des deux oscillateurs avec les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 , le premier étant de 15 μ F électrochimique (pour l'oscillateur de période) et le deuxième de 50 nF pour l'oscillateur de tonalité.

L'augmentation des valeurs des condensateurs donnera des fréquences plus faibles, leur diminution des fréquences plus élevées. Les résistances associées aux condensateurs déterminent les rapports cycliques.

La sortie TTL est connectée au + par une résistance de 10 k Ω tandis que le haut-parleur de 8 Ω (et de puissance très modérée, par exemple 1 W) est branché entre le point 11 et le point 2 par l'intermédiaire d'une résistance de 47 Ω qui limitera le courant de sortie à une valeur empêchant la surcharge du CI et son usure prématurée. Ne pas oublier cette résistance ni la réduire.



Avec les valeurs indiquées, la fréquence d'interruption sera de 1 Hz et celle de tonalité de 1 kHz, avec un rapport cyclique de 70 % (ou, ce qui revient au même, de 30 %, ce qui ne veut pas dire que $30 = 70!$). Ce rapport cyclique est valable pour l'oscillateur de période.

PLAN DE MONTAGE

Voici à la figure 5, un plan « exposé » de montage. Il est très facile à partir de ce plan, de déterminer le plan d'une platine sur laquelle seront disposés les composants, avec des connexions imprimées, ou à fils, ou sur Veroboard.

MESURES EFFECTUEES SUR LE CI 3010

Avec une meilleure connaissance du CI, l'utilisateur aura plus de facilités à déterminer son montage et le modifier si nécessaire, sans qu'il ait crainte de l'utiliser dans de mauvaises conditions, donc de l'user rapidement.

A cet effet, le fabricant du CI publie dans sa documentation, toute une série de résultats de mesures, représentés graphiquement par des courbes.

Figure 6 A : Consommation du courant (en ordonnées) en fonction de la tension d'alimentation (en abscisses) (microampères et volts). Les échelles étant linéaires, la consommation de courant augmente linéairement avec la tension d'alimentation. Elle varie aussi avec la température, entre -25°C et $+85^{\circ}\text{C}$. Dans des conditions « normales » (donc dans quelques cas et non dans tous) la variation de température sera faible et celle de courant aussi, sauf si l'appareil doit déceler des variations de température.

Remarquons qu'il s'agit du courant de repos, donné en microampères, la tension étant en volts.

Les valeurs de i pour 5 V sont sur l'axe des ordonnées.

Figure 6 B : Courant du signal d'entrée en microampères (en ordonnées) en fonction de C_1 , températures en degrés Celsius (en abscisses).

La surface hachurée est celle admissible par le courant d'entrée permettant d'activer le CI (voir aussi le signal 1).

Figure 6 C : Courant en milliampères (en ordonnées) en fonction de la chute de tension, en volts (en abscisses) pour trois valeurs différentes de la tempé-

rature. Il s'agit de températures de -25°C , $+25^{\circ}\text{C}$ et $+85^{\circ}\text{C}$. Le courant en milliampères est celui à l'impulsion obtenu à la sortie et permettant éventuellement de commander le fonctionnement du haut-parleur ou d'un autre dispositif transducteur.

Figure 6 D : Fréquence de l'oscillateur de « période » en hertz (en abscisses) en fonction de la valeur de R_1 en ohms (en ordonnées) avec la capacité C_1 comme paramètre : $C_1 = 1 \text{ nF}$ à $10 \mu\text{F}$.

On voit que la fréquence de cet oscillateur peut varier entre quelques dixièmes de Hz et plus de 10 kHz lorsque R_1 est compris entre $100 \text{ k}\Omega$ et $500 \text{ k}\Omega$ et C_1 entre les valeurs indiquées

plus haut et sur les cinq courbes. Il s'agit de l'oscillateur de période. Il sera donc facile, à l'aide de ce graphique, de déterminer les valeurs de R_1 et C_1 permettant d'obtenir la cadence d'interruption et de rétablissement du son désirée.

Ainsi, si $C_1 = 10 \mu\text{F}$ et $R_1 = 390 \text{ k}\Omega$, on a vu en cours de l'analyse du montage de la figure 4, que la fréquence de l'oscillateur « de période » était de 1 Hz. L'examen de la courbe $C_1 = 10 \mu\text{F}$, montre que la résistance R_1 devrait être égale à $150 \text{ k}\Omega$ environ, donc avec $C_1 = 15 \mu\text{F}$, la valeur de R_1 serait plus faible que $150 \text{ k}\Omega$, mais il convient de tenir compte du fait que les courbes des figures 6 D

et 6 E sont effectuées avec une alimentation de 10 V, alors que celle du montage de la figure 4 est de 5 V. Les courbes de la figure 6 D seront donc utilisées pour avoir une idée de l'ordre de grandeur de R_1 et C_1 . L'utilisateur pourra aussi effectuer des mesures et établir lui-même des courbes.

Pour des montages expérimentaux à multiples applications, rien ne s'oppose à ce que R_1 soit une résistance variable de $100 \text{ k}\Omega$ à $500 \text{ k}\Omega$, par exemple, une résistance fixe de $100 \text{ k}\Omega$ en série avec une résistance variable de $500 \text{ k}\Omega$ qui pourrait être ramenée à $400 \text{ k}\Omega$ en la shuntant par une résistance fixe de $5 \text{ M}\Omega$ environ. De même, on pourra aussi remplacer C_1 fixe par un commutateur à cinq positions mettant en circuit les cinq valeurs de C_1 de la figure 6 D.

Figure 6 E : Toujours avec une alimentation de 10 V, la courbe donne la valeur de R_1 (en ordonnées et en ohms) en fonction du rapport cyclique (en pourcentage) indiqué en abscisses.

On voit que ce rapport passe de 15 % environ à 50 % environ, lorsque R_1 passe de $100 \text{ k}\Omega$ à $500 \text{ k}\Omega$.

Il est ainsi constaté, d'après les deux derniers graphiques, que la variation de R_1 donne lieu aussi bien à la variation de fréquence, qu'à celle du rapport cyclique. De ce fait, pour ne faire varier que la fréquence, on devrait se baser plutôt sur la valeur de C_1 , lorsque celle de R_1 aura été déterminée pour le rapport cyclique désiré. Remarquons qu'en général, les fréquences et les rapports cycliques ne sont pas critiques.

Figure 6 F : Courbe descendante : fréquence normalisée; en ordonnées, en fonction de la tension d'alimentation en volts et en abscisses.

Ainsi, si la tension est de 10 V et la fréquence normalisée est 1, on voit, que si la tension passe à 5 V, la fréquence normalisée sera 2, donc le double de celle valable pour 10 V. Exemple : f à 10 V étant 1 Hz, f à 5 V sera alors de 2 Hz. On a ainsi l'explication des valeurs données par les courbes de la figure 6 D.

L'autre courbe, la courbe montante, donne le rapport cyclique qui augmente lorsque la tension d'alimentation augmente.

Il s'agit de l'oscillateur « de période » avec C_1 et R_1 . Passons maintenant à la figure 7 qui donne trois courbes également très utiles.

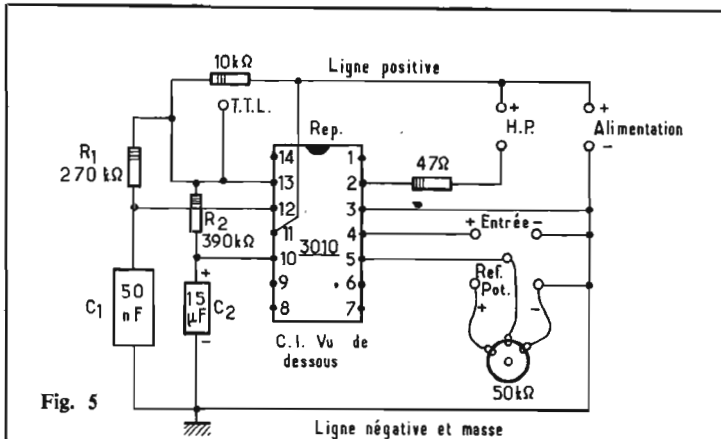
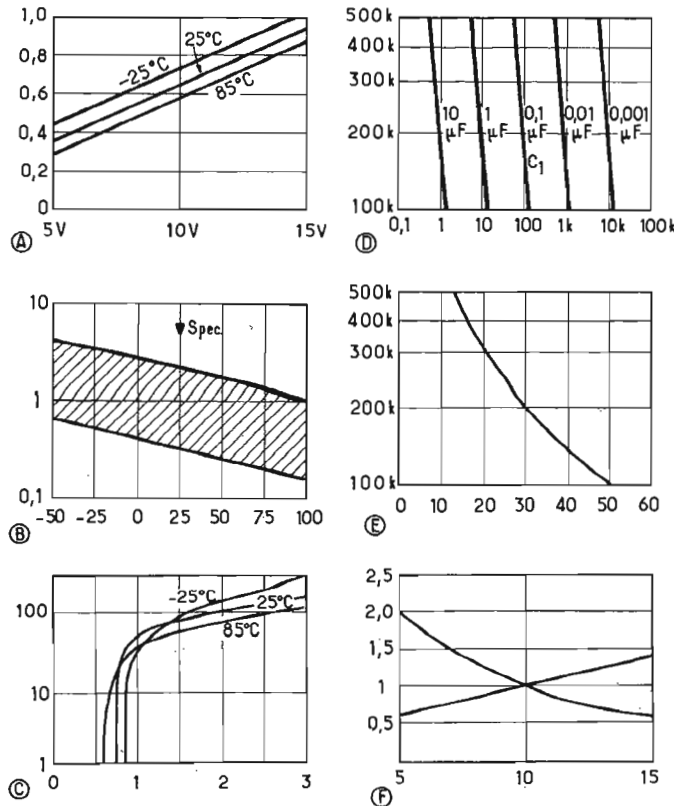


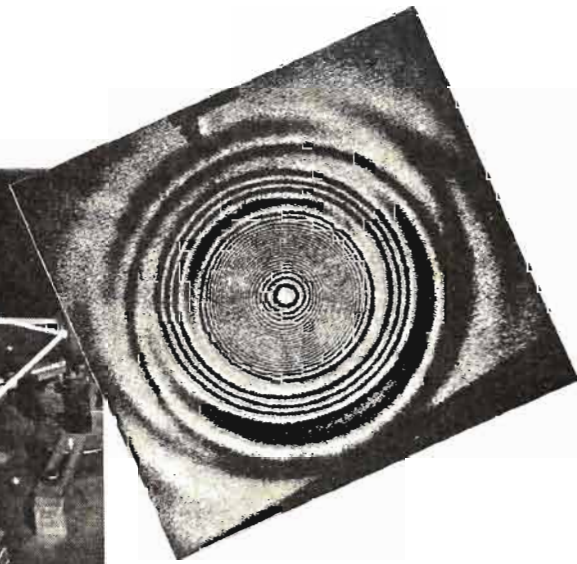
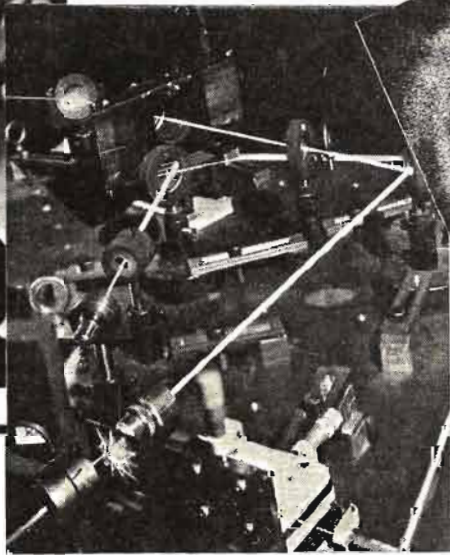
Fig. 5

Ligne positive

Ligne négative et masse

Fig. 6





LES

LASERS

LA FUSION PAR LASER

(SUITE VOIR N° 1429)

L'INDUSTRIE des lasers est effervescente, changeante : les découvertes succèdent aux découvertes, aux innovations font suite d'autres innovations : conférences et expositions apportent leurs propres faits divers, et modifient constamment l'actualité dans le monde des lasers. De sorte que les écrits se trouvent, eux aussi, rapidement dépassés, démodés.

Ainsi, la plus faible largeur d'onde produite par un laser vient d'être abaissée de 0,1161 à 0,1098 μ , avec, simultanément, un accroissement très net de la puissance : 5 kW/cm², contre 0,5 kW/cm² à 0,12 μ . L'expérience a été réalisée par R.W. Dreyfus et R.T. Hodgson, des laboratoires IBM (ils étaient également les détenteurs du précédent record de basse longueur d'onde), avec divers gaz (hydrogène, deutérium), excités par un faisceau électronique de 4 GW.

Les besoins en lasers de grande puissance ont marqué profondément les militaires américains, qui ont révisé leurs priorités en matière de recherches et développements : on ne parle, certes plus, de lasers en semi-conducteur

de grande puissance, fonctionnant à la température ambiante, faute de résultats concrets. Par contre il est fortement question de sources accordables. Les priorités se portent en effet, maintenant, sur :

- Les lasers de grande puissance, susceptibles d'être accordés, même sur une faible largeur spectrale (quelques centaines d'angström), autour d'une longueur d'onde située dans le proche infrarouge (3,7 ou 1,2 μ), et non plus à 10 μ .

- Les lasers accordables dans le spectre vert, avec suffisamment de puissance pour être utilisés dans les communications et dans la recherche sous-marine.

- Des sources de grande puissance, à base de fluorure, voire d'holmium, travaillant à des longueurs d'onde supérieure à 1,3 μ , pour la constitution de télémètres et autres détecteurs infrarouges.

- De nouvelles substances pour lasers, et en particulier certains halogénures (HF, DF, HCl) excités électriquement.

- Des systèmes économiques émettant entre 0,3 et 0,35 μ .

En U.R.S.S., l'influence des

techniciens en lasers s'est accrue récemment par la nomination de Nikolaï G. Basov au poste de directeur de l'institut de physique Lebedev, et de R.V. Khokhlov à la fonction de recteur de l'université de Moscou. Un poste est vacant à la tête de la

branche scientifique de l'Institut de l'énergie atomique, où l'on travaille sur la fusion thermonucléaire contrôlée : un choix logique pourrait être la nomination d'un autre nom du monde des lasers, celui de A.M. Prokhorov.

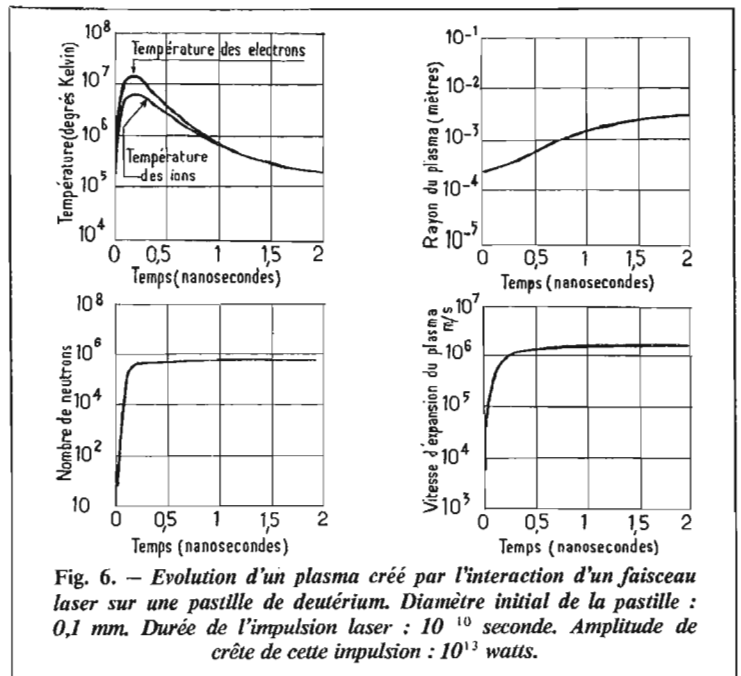


Fig. 6. — Evolution d'un plasma créé par l'interaction d'un faisceau laser sur une pastille de deutérium. Diamètre initial de la pastille : 0,1 mm. Durée de l'impulsion laser : 10⁻¹⁰ seconde. Amplitude de crête de cette impulsion : 10¹³ watts.

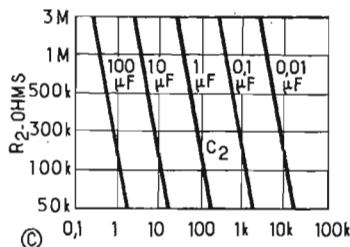
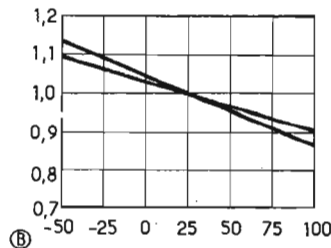
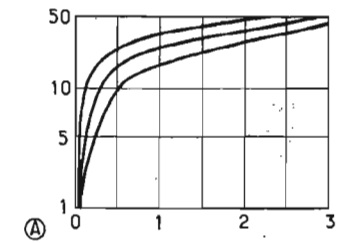


Fig. 7

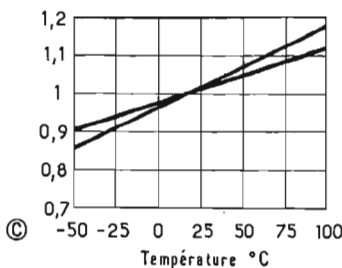
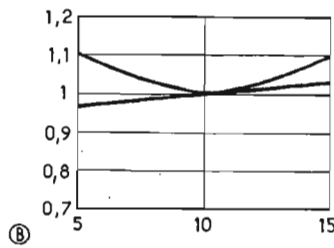
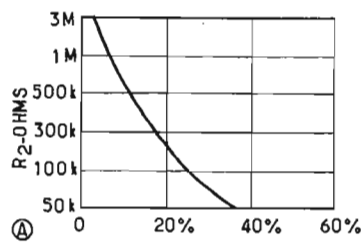


Fig. 8

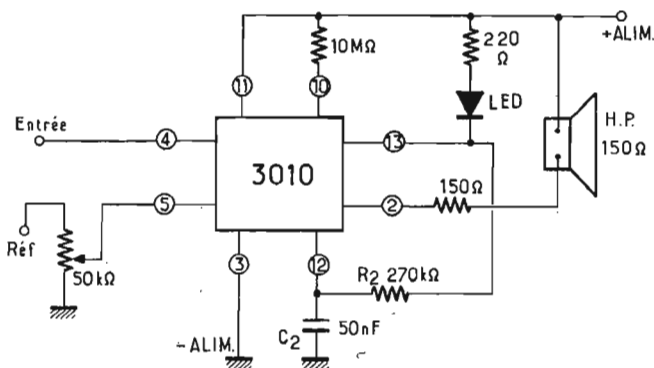


Fig. 9

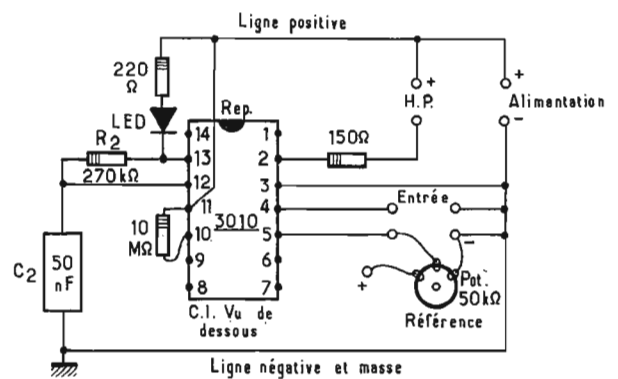


Fig. 10

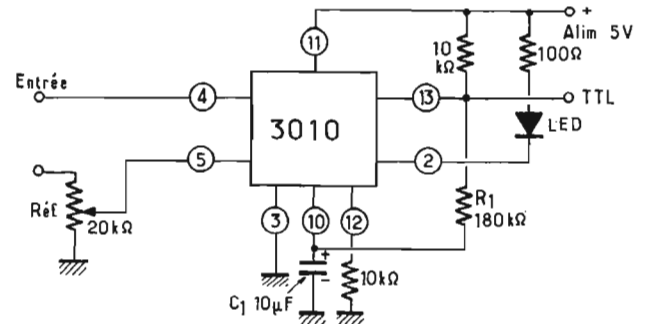


Fig. 11

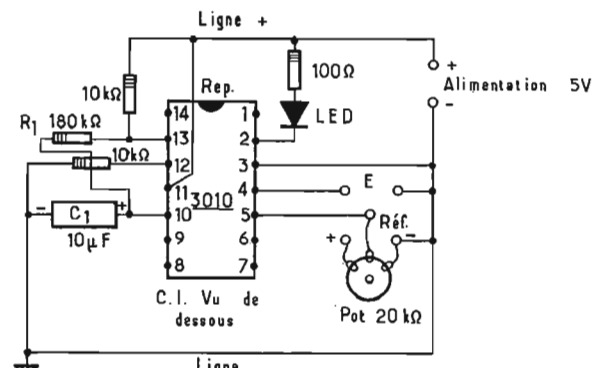


Fig. 12

Figure 7 A : Chute de tension en volts (en abscisses) en fonction du courant de repos, en milliampères (en ordonnées) pour trois valeurs de la température.

Figure 7 B : Fréquence et rapport cyclique de l'oscillateur « de période » en fonction de la température en degrés Celsius en abscisses. La courbe la plus inclinée correspond à la fréquence et l'autre au rapport cyclique.

L'intérêt de la variation des fréquences et des rapports cycliques, en fonction de la température, peut être faible dans certaines applications, mais considérable dans d'autres, par exemple comme détecteur d'incendie, appareil de commande d'un dispositif de chauffage, etc.

Figure 7 C : Courbes analogues à celles de la figure 6 D,

mais applicables à l'oscillateur de tonalité (voir aussi la Fig. 1) et, par conséquent à C_2 (comme paramètre) et R_2 en ordonnées, la fréquence de tonalité étant inscrite en abscisses, en hertz. La possibilité de faire varier cette fréquence est intéressante dans certaines applications et dans les montages-maquettes pour la détermination précise d'un dispositif d'alarme particulier ou à multiples applications, ou encore pour distinguer entre eux plusieurs dispositifs indépendants. Passons à la figure 8.

Figure 8 A : Rapport cyclique (en abscisses) et R_2 en ohms (en ordonnées) pour l'oscillateur de tonalité, avec alimentation de 10 V.

Figure 8 B : Fréquence (courbe supérieure) et rapport cyclique

(courbe rectiligne montante) en ordonnées, en fonction de la tension d'alimentation en volts et en abscisses, pour l'oscillateur de tonalité.

Figure 8 C : Fréquence (courbe la plus montante) et rapport cyclique, en ordonnées, en fonction de la température, en abscisses. La fréquence est normalisée et égale à 1 pour la température de 25 °C.

DEUXIEME SCHEMA D'APPLICATION

Ce montage est donné par la figure 9, analogue au point de vue du principe général de fonctionnement à celui de la figure 4, mais présentant les différences suivantes :

1° On a supprimé la capacité C_1 de l'oscillateur de pé-

riode. La résistance R_1 , du point 10 du CI, est de 10 M Ω . De ce fait, l'oscillateur de période ne fonctionne pas et le son obtenu à la sortie est continu lorsque la tension d'entrée dépasse celle de référence, comme expliqué précédemment ;

2° La diode lumineuse LED de Tekelec-Airtron, est connectée au point 13 et constitue comme le haut-parleur, un indicateur d'alarme. Le haut-parleur est de 15 Ω , en série avec une résistance de 150 Ω . L'alimentation est de + 5 V.

A la figure 10, on donne un plan explosé de câblage, indiquant la disposition des composants sans tenir compte de leurs dimensions, ni des distances.

NOUVEAUX LASERS HAUTE PUISSANCE AU C.L.E.A.

Du 30 mai au 1^{er} juin derniers, s'est tenue à l'hôtel Hilton de Washington, l'exposition CLEA 73 ; c'était la treizième conférence sur l'engineering et les applications des lasers. Les explications données par les chercheurs du Lawrence Livermore Laboratory sur l'effet laser obtenu avec du xénon moléculaire (longueur d'onde : 0,17 μ), et d'autres gaz rares (krypton), excités par un faisceau électronique pulsé, ont particulièrement intéressé l'auditoire.

De tels lasers ouvriraient la voie à une nouvelle classe capable de fonctionner, avec de bons rendements, et de fortes puissances, dans le spectre visible et ultraviolet. D'où l'enthousiasme provoqué par ces informations dans les milieux militaires : certains matériaux, tels l'hydrure de xénon ou le xéniure de sodium pourraient, dans leurs états excités, constituer des sources stables de radiations cohérentes et accordables. En somme, le laser ultraviolet accordable et de grande puissance n'est pas aussi éloigné qu'on pourrait le penser.

Au CLEA 73, il a été aussi question de « coffee-laser », en opposition aux lasers électriques à excitation transversale (dits « t.e.a.-laser »). Le terme « coffee » est l'acronyme de « Continuously Operating, Fast-Flow, Electrically Excited » ; il se rapporte à

des lasers à gaz carbonique excités par courant continu, et étudiés aux laboratoires de recherches de Westinghouse. Grâce à un réseau de 2 800 cathodes en forme de pointes, S.A. Wutzke et J.L. Pack ont obtenu des densités de puissances de l'ordre de 50 W/cm³, et des niveaux de puissances de 6 kW ainsi que des rendements de conversion électrique-optique de près de 10 %.

Grâce à un laser à fluorure de méthyl, des chercheurs du Massachusetts Institute of Technology sont parvenus à produire un faisceau de 30 kW, par trains d'impulsions de durée variant entre 50 et 100 ns, dans le très lointain infrarouge (496 μ).

Cependant, tous ces résultats n'ont guère échauffé John Emmett, directeur des expériences sur la fusion par laser, au Lawrence Livermore Laboratory. Selon lui, la longueur d'onde optimale se situe entre 0,3 et 0,5 μ , pour la fusion ; à des longueurs inférieures, les ondes ne peuvent se propager dans les solides, tandis qu'aux longueurs supérieures, se posent des problèmes de couplage.

LE PLASMA N'EST PLUS CONFINÉ PAR DES CHAMPS MAGNETIQUES

Peut-on utiliser la bouffée intense de radiation cohérente produite par un laser de grande

puissance pour produire un échauffement suffisant d'une cible de deutérium-tritium, créer un plasma, et ne pas avoir à le confiner par les champs magnétiques ?

Cette question n'a, certes, pas encore trouvé de réponse. Mais elle devrait être résolue avec l'introduction de lasers infrarouges, et de lasers travaillant dans le spectre visible, et délivrant des faisceaux toujours plus puissants.

Lorsqu'un champ électrique de grande fréquence frappe un matériau, il se trouve réfléchi, réfracté, ou diffusé par la surface solide. L'énergie électrique peut alors être absorbée, et transformée en énergie thermique. Dans le cas des isotopes de l'hydrogène solide, l'absorption d'énergie se traduit par la formation de quelques électrons libres ; ceux-ci capturent rapidement l'énergie incidente du champ électrique, et le transfèrent aux ions du plasma en formation. Ce mode de transfert entre électrons et ions peut être beaucoup plus lent que le « chauffage » des électrons par le faisceau laser, qui est lui-même un champ électrique : les vitesses de transfert entre électrons et ions se situent aux alentours du centième de nanoseconde. Le processus d'absorption est dit, ici, collisionnel.

Pour que le rayonnement incident soit efficacement absorbé, l'énergie du faisceau laser ne doit pas être « gaspillée » par des réflexions : il faut, pratiquement

que le faisceau incident cède toute son énergie aux électrons dans leurs toutes premières collisions avec des ions voisins. On est à même alors de déterminer l'épaisseur d'un plasma dense devant absorber toute l'énergie incidente du faisceau laser : lorsque le plasma est isolé dans le vide, la densité des électrons et des ions, nulle sur les bords du plasma, croît rapidement au sein du plasma ; il existe donc une « couche limite », sur les bords du plasma, dans laquelle les densités électronique et ionique varient dans l'espace. Aux températures thermonucléaires, l'épaisseur de cette couche limite ne doit guère dépasser 125 μ , pour que l'absorption du faisceau incident soit complète.

Il reste à savoir si la fusion par laser, sans confinement magnétique est possible. Les expériences préparées ou envisagées requièrent l'emploi de petites pastilles solides de deutérium-tritium. Celles-ci sont converties en un plasma dense par l'absorption d'une impulsion laser incidente, de durée suffisamment longue pour vaporiser la pastille ; lorsque la pastille est passée à l'état gazeux, on applique une forte impulsion de chauffage.

Au cours de ce processus, le plasma ne reste pas stationnaire ; il évolue, se dilate jusqu'au moment où il devient entièrement transparent au faisceau laser. Il existe, par conséquent, une durée d'utilisation efficace du faisceau laser, pour chauffer de petits

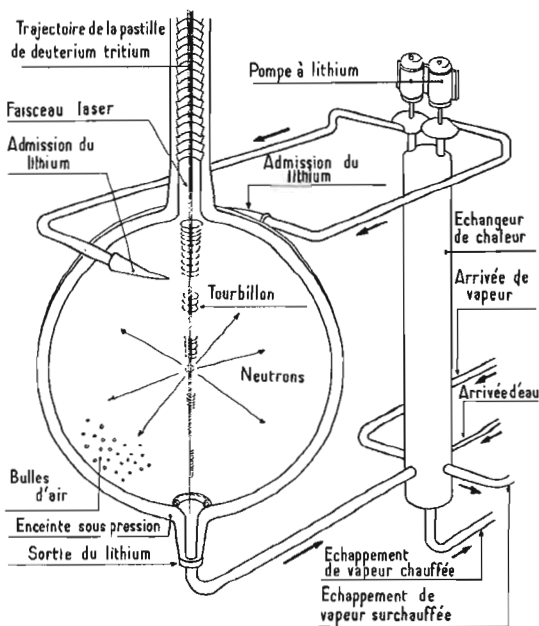


Fig. 7. — Le blascon de Moshe Lubin et Arthur Fraas.

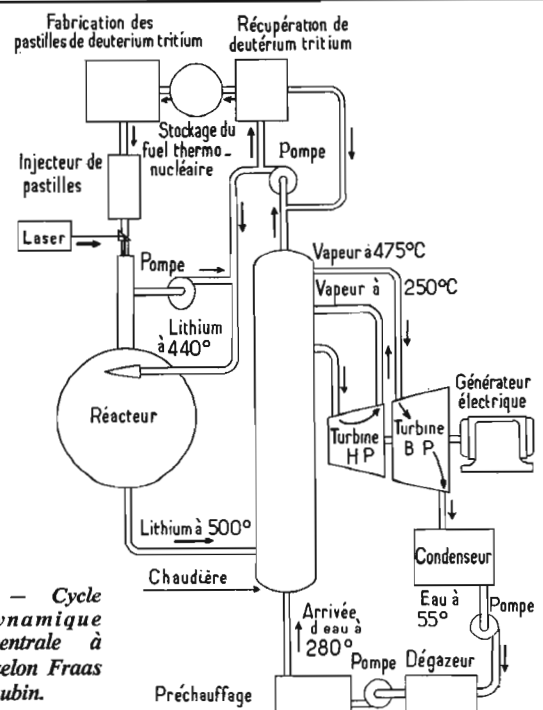


Fig. 8. — Cycle thermodynamique d'une centrale à blascon, selon Fraas et Lubin.

plasmas denses, en expansion (Fig. 6) : après quelques nano-secondes, le plasma est trop dilué pour absorber l'énergie laser incidente.

Le processus de chauffage par laser d'un plasma ne sera donc efficace que si l'impulsion laser a une durée supérieure à celle du transfert d'énergie entre électrons et ions (soit un centième de ns), et inférieure à la durée d'expansion utilisable (quelques nanosecondes). Ainsi, un laser délivrant une impulsion de durée comprise entre ces deux limites, par exemple égale au dixième de ns, conviendra parfaitement.

Les premiers calculs ont montré que l'énergie libérée au cours de ce processus sera supérieure à l'énergie fournie au plasma, si le faisceau laser possède une énergie de 100 à 1 000 kJ..., les lasers actuels ne produisant guère que quelques kilojoules, il semblerait vain de poursuivre dans cette voie pour la découverte de nouvelles sources d'énergie.

UNE LUEUR D'ESPOIR CEPENDANT...

Néanmoins, rien n'est joué, la bataille pour la fusion par laser est loin d'être perdue. Lors de la septième Conférence internationale sur l'électronique quantique, tenue à Montréal à la mi-72, Edward Teller, du Lawrence Livermore Laboratory mentionnait une technique capable d'abaisser considérablement l'énergie minimale à fournir au plasma par les lasers, pour que le processus de conversion thermonucléaire ait un rendement positif. Il est en particulier suggéré d'augmenter la densité du plasma à un niveau dix mille fois supérieur à la densité de l'hydrogène liquide, en déclenchant, au moyen du laser, une implosion sphérique, dans une sphère d'un mélange de deutérium et de tritium liquide. Une couche sphérique de très forte température serait alors créée à la surface de la sphère, en produisant des pressions de plusieurs dizaines ou centaines de millions d'atmosphères. Cette méthode, analysée par John L. Emmett et John H. Nuckolls, permettrait de réduire d'un facteur égal à 10 000 environ, l'énergie minimale requise des lasers : ainsi, avec un laser délivrant un faisceau d'énergie comprise entre 10 et 100 kJ, il serait possible de déclencher un processus thermonucléaire efficace, c'est-à-dire ayant un rendement positif.

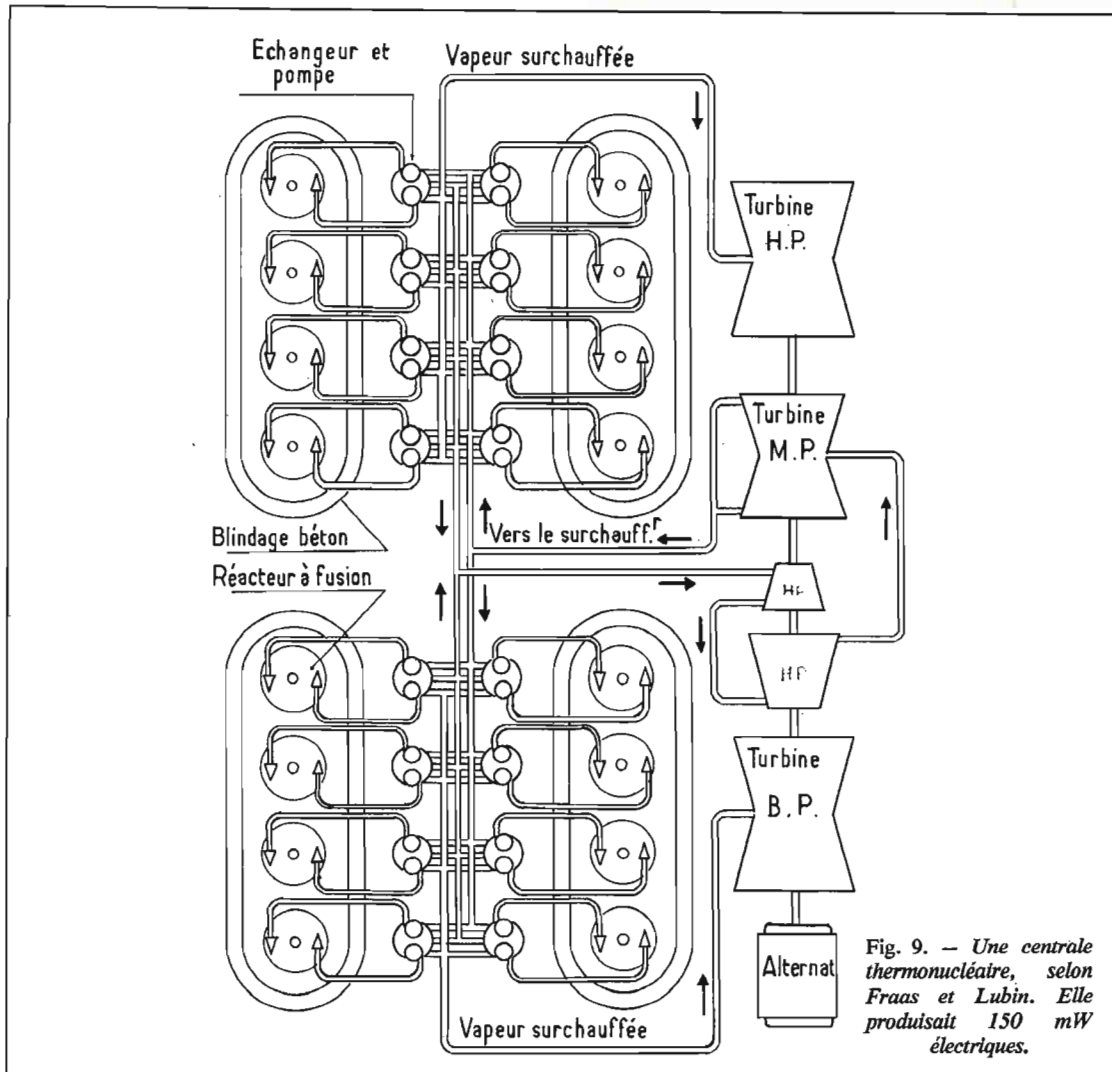


Fig. 9. — Une centrale thermonucléaire, selon Fraas et Lubin. Elle produisait 150 mW électriques.

De tels lasers pourraient bien être disponibles d'ici 1975.

Dès lors, à Livermore aux Etats-Unis, comme à l'Institut Lebedev à Moscou, les équipes de recherche mettent au point des chaînes laser multifaisceaux, en vue d'expériences d'implosion : laser à 12 faisceaux à Livermore, 9 faisceaux au Lebedev, où est prévu un système de 27 faisceaux.

Pour J.H. Nuckolls, une centrale thermonucléaire générant un mégawatt de puissance électrique pourrait voir le jour d'ici 10 à 30 années. Une telle usine serait pourvue d'un laser irradiant, par un faisceau d'un mégajoule, 100 pastilles de deutérium par seconde, dans 10 chambres. Chaque chambre pourrait avoir quelques mètres de diamètre, et être reliée à un système thermodynamique de récupération de l'énergie thermonucléaire.

LE THERMOMETRE A NEUTRONS

La production de neutrons lors de l'interaction d'un faisceau

laser et d'un plasma a été observée, dès 1963, par N.G. Basov à l'Institut Lebedev ; mais c'est en France, fin 1969, que les chercheurs du Commissariat à l'Energie Atomique, au Centre de Limeil ont mis en évidence, pour la première fois de façon indiscutable, une émission de neutrons lors de l'irradiation d'une cible en deutérium solide par un laser à néodyme. Depuis l'expérience a été reproduite dans de nombreux laboratoires. Ces neutrons constituent des « thermomètres » idéaux pour évaluer les performances d'un réacteur à fusion thermonucléaire ; à chaque réaction deutérium - tritium, un neutron est produit avec une énergie de 14,1 millions d'électrons-volts. La récupération de l'énergie des neutrons a été étudiée par plusieurs laboratoires américains et une solution viable a été décrite dès 1969 par deux chercheurs de l'Oak Ridge National Laboratory (O.R.N.L.), Moshe J. Lubin et Arthur P. Fraas.

La solution de l'O.R.N.L. (Fig. 7) consiste à prévoir une

circulation, en boucle fermée, de lithium. Ce matériau, à l'état liquide, est chargé d'absorber les neutrons issus de la réaction thermonucléaire, et, par voie de conséquence, il vient à s'échauffer. L'énergie calorifique est ensuite rétrocédée à un gaz dans un cycle thermodynamique classique (turbine à vapeur par exemple). Le dispositif (Fig. 7) dans lequel a lieu l'échange d'énergie entre la pastille de deutérium-tritium et le lithium en fusion a été dénommé un « Blascon ».

Le Blascon est un container sphérique (ou cylindrique) de 3 à 5 mètres de diamètre, dans lequel pénètre latéralement le lithium ; celui-ci s'écoule, en tourbillonnant librement autour de l'axe vertical du Blascon. Il se forme donc, comme dans tout liquide en tourbillon, une cavité au sein du lithium, dans laquelle on laisse tomber une pastille de deutérium-tritium ; au cours de sa chute, cette pastille est « allumée » par une intense impulsion laser, générant une réaction thermonucléaire, chauffant à son tour le lithium.

Au cours de la réaction thermonucléaire, se forme une onde de choc qui se propage vers les parois. Il est nécessaire d'amortir l'effet de l'onde, par exemple en introduisant un grand nombre de bulles de gaz dans le lithium, afin d'en diminuer, de 5% environ, la masse volumique moyenne. A chaque traversée de bulle gazeuse, l'onde de choc voit son énergie transformée en chaleur.

Un tel processus pourrait être répété à intervalles de 10 secondes ; lors de chaque réaction thermonucléaire, les puissances mises en jeu s'évaluent en dizaines de mégawatts.

Fraas et Lubin ont analysé ce que pourrait être l'engineering d'une centrale thermonucléaire à Blascon. D'une part, le choix de la température du lithium devra être guidé par la nature du matériau constituant l'enceinte du Blascon : avec un acier au chrome-molybdène, on est limité, pour des raisons de corrosion, à 500 °C ; avec des alliages de niobium, on peut atteindre 1100 °C,

ce qui, certes, est préférable du point de vue rendement total du cycle ; cependant, le niobium coûte cher, et requiert des protections contre l'oxydation. Dans un premier temps, tout au moins, il faudra donc se contenter de l'acier au chrome-molybdène et d'une température du lithium de 500 °C (Fig. 8).

Un seul Blascon pourrait fournir jusqu'à 500 MW. Pour des raisons économiques, Fraas et Lubin préfèrent associer de nombreux petits Blascons modulaires, associés à une seule et même turbine à vapeur par l'intermédiaire d'un échangeur thermique lithium-eau (Fig. 9).

Le rendement global de l'installation pourrait être voisin de 40% ; ce serait donc un rendement équivalent à celui des centrales thermiques classiques. Avec une enceinte en niobium, et du lithium porté à 1000 °C, le rendement global serait alors de 58%.

(à suivre)

Marc FERRETTI.

MONTAGES UNIVERSELS D'ALARME

(suite de la page 345)

Comme dans celui de la figure 5, ce plan indique le branchement du potentiomètre de 50 k Ω réglant la tension d'entrée appliquée au point 5, deux bornes pour brancher cette tension, deux bornes pour la tension d'entrée, deux bornes pour le haut-parleur, deux bornes pour l'alimentation de 5 V.

Les résistances sont au nombre de quatre : R de 270 k Ω , 220 Ω , 150 Ω et 10 M Ω , il n'y a qu'une seule capacité C₂ de 50 nF, et un seul potentiomètre de 50 k Ω et une diode LED, dont la cathode est du côté du point 13.

A remarquer que les deux plans ne comportent aucun croisement, ce qui facilitera la détermination des platines imprimées ou autres, par exemple Vero-board.

Il va de soi que les plans seront modifiés si les capacités C₁ et C₂ et les résistances R₁ et R₂ doivent être commutables ou variables. Dans ce cas, on prévoira un panneau avant de commande, sur lequel seront montés les organes à variation.

TROISIEME MONTAGE AVEC LED SEULE

On a représenté ce montage à la figure 11 et le plan explosé de montage à la figure 12.

Dans cette variante, l'oscillateur de tonalité est mis hors service et remplacé, comme oscillateur de commande, par celui ayant servi d'oscillateur de période dans les autres montages.

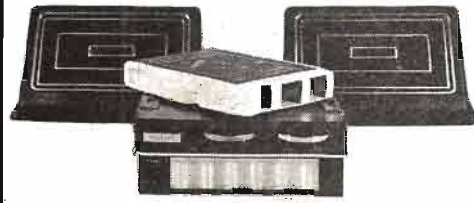
A cet effet, le point 12 de l'oscillateur de tonalité est branché à la masse par une résistance de 10 k Ω . La diode LED est commandée par l'oscillateur de période. Elle s'illuminera et s'éteindra à la fréquence de 2 Hz, avec un rapport cyclique de 70%.

Les montages décrits peuvent être expérimentés et essayés dans de nombreuses applications, même autres que celles d'alarme.

F. JUSTER.

Références : Documents Tekelec-Airtron à Sèvres, cité des Bruyères, rue Carl-Vernet.

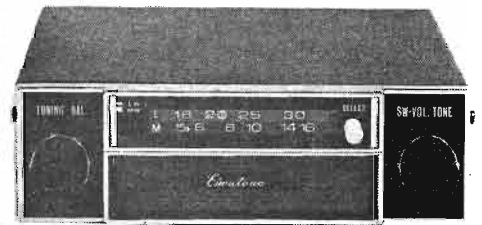
LA STÉRÉO 8 A LA PORTÉE DE TOUS



Lecteur de cartouches stéréophonique 8 pistes entièrement transistorisé (puissance de sortie 2 x 4 W, alimentation 12 V, - à la masse, HP sur 4 ou 8 Ω). Livré avec les haut-parleurs pré-montés, si bien qu'il ne reste qu'un fil à brancher au + de la voiture.

Prix : 325 F

Dernier-né des autoradios combinés avec un lecteur de cartouches stéréophonique 8 pistes. Réception des programmes PO et GO. Appareil entièrement automatique. Affichage lumineux des pistes en cours de lecture. Commandes de volume, balance, tonalité, changement de programme. Montage instantané et à la portée de tous. Livré avec ses haut-parleurs spéciaux.



Prix : 495 F

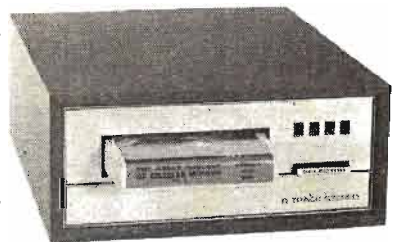


Un des meilleurs lecteurs de cartouches stéréophonique 8 pistes pour appartement. Solution d'avenir remplaçant l'électrophone. Appareil entièrement automatique.

puissance de sortie par canal 6 W, potentiomètres à déplacement linéaire, prise pour casque, affichage lumineux des programmes, présentation très soignée. Livré avec ses deux enceintes haute fidélité. Alimentation 220 V/50 Hz.

Prix : 590 F

Lecteur de cartouches BSR 8 pistes stéréophonique pour chaîne haute fidélité. Mise en service par simple insertion de la cartouche, affichage lumineux des pistes, entièrement automatique. Alimentation 220 V. Complément idéal de la chaîne Hi-Fi, comporte ses propres préamplificateurs afin d'être raccordé sur l'entrée « auxiliaire » de l'amplificateur.



Prix : 390 F

TOUTE PERSONNE BÉNÉFICIERA
DE REMISE SUPPLÉMENTAIRE POUR
L'ACHAT DE :

2 lecteurs : 10 %
3 lecteurs : 15 %

Les paiements sont de 1/3 à la commande, le reste contre remboursement.

GARANTIE TOTALE

EN PRIME POUR TOUT ACHAT, PROGRAMMES DE BANDES MAGNÉTIQUES PRÉENREGISTRÉES SUR CASSETTES ET CARTOUCHES 8 PISTES - REMISE EXCEPTIONNELLE DE 25% SUR LES TARIFS PUBLICS, SUR TOUTES LES MARQUES ET TOUS LES PRIX.

D.I.D. Electronic B.P. N° 405 16 75 769
PARIS CEDEX 16

RESEAUX DE RADIOTELEPHONIE PRIVEE 27 MHz

GENERALITES

CONTRAIREMENT à la croyance populaire, on ne constitue pas un réseau de radiotéléphonie privée 27 MHz en faisant l'acquisition d'émetteurs - récepteurs quel-

conques, installés sans précautions particulières, et auxquels on aura simplement juxtaposé n'importe quels types d'antennes.

Liaisons à effectuer :

Il est indispensable, avant toute chose, de poser clairement son problème et de formuler avec précision les liaisons que l'on souhaite effectuer. Ainsi il faut déterminer au préalable un emplacement pour la station fixe centrale, appelée encore station de base, qui va desservir le ou les postes mobiles. L'emplacement de la station de base, et plus particulièrement l'installation de l'antenne fixe, sont fonction des portées à effectuer, compte tenu de la configuration du terrain. Dans tous les cas, il s'agit de ne pas oublier qu'une installation de radiotéléphonie privée doit être conçue en fonction du service qu'on est appelé à lui demander.

Rappel :

Avant la mise en œuvre d'un réseau de télécommunication privé fonctionnant dans la gamme des 27 MHz, il est intéressant de se souvenir des principales données du problème.

La législation actuellement en vigueur autorise le trafic sur six fréquences choisies parmi les douze ci-dessous :

| | |
|------------|------------|
| 27,290 MHz | 27,370 MHz |
| 27,320 MHz | 27,380 MHz |
| 27,330 MHz | 27,390 MHz |
| 27,340 MHz | 27,400 MHz |
| 27,350 MHz | 27,410 MHz |
| 27,360 MHz | 27,430 MHz |

La puissance HF maximale permise est fixée à 3 W. Il s'agit de la puissance réellement disponible à la sortie de l'émetteur (puissance output), c'est-à-dire la puissance fournie au circuit d'antenne.

Il est rappelé que l'usage d'un réseau radiotéléphonique privé est subordonné à l'obtention

d'une licence dont la demande doit être effectuée auprès de la direction des Services radio-électriques.

D'autre part, il est interdit de procéder à l'exploitation du réseau avant le passage de l'inspecteur des P.T.T. chargé de vérifier la conformité de l'installation.

Enfin, les liaisons entre stations fixes sont interdites sauf dans certains cas particuliers pour lesquels une autorisation préalable de la D.S.R.* est indispensable.

ANTENNES

Dans une installation de radiotéléphonie privée, l'antenne a un rôle comparable au système de haut-parleurs d'une chaîne haute fidélité. L'antenne, tout comme le haut-parleur, est un maillon essentiel duquel dépendent les performances finales d'une installation. Il est inutile d'envisager l'acquisition d'un ensemble d'émission-réception de haute qualité si, d'une part, on n'a pas effectué un choix judicieux du type d'antenne convenant aux conditions propres d'exploitation et si, d'autre part, l'installation n'est pas réalisée dans les règles de l'art.

Divers types d'antennes

Il existe deux classes principales d'antennes : les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives.

Pour les liaisons fixes à mobile, ce sont les antennes omnidirectionnelles qui doivent être utilisées.

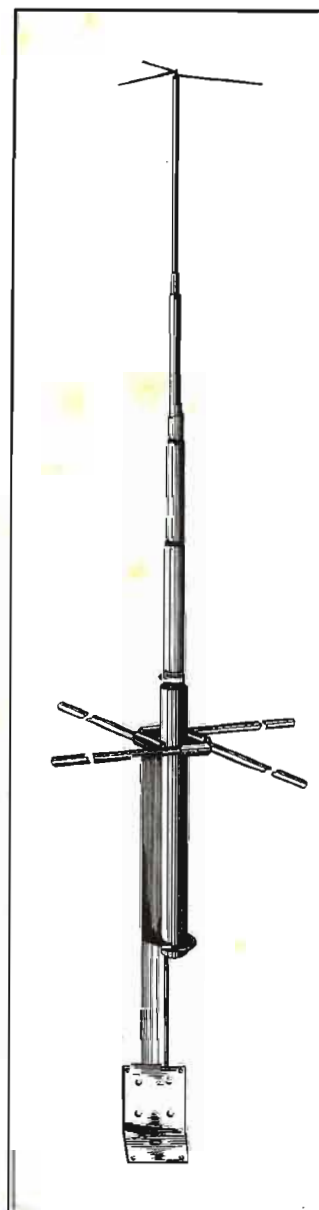
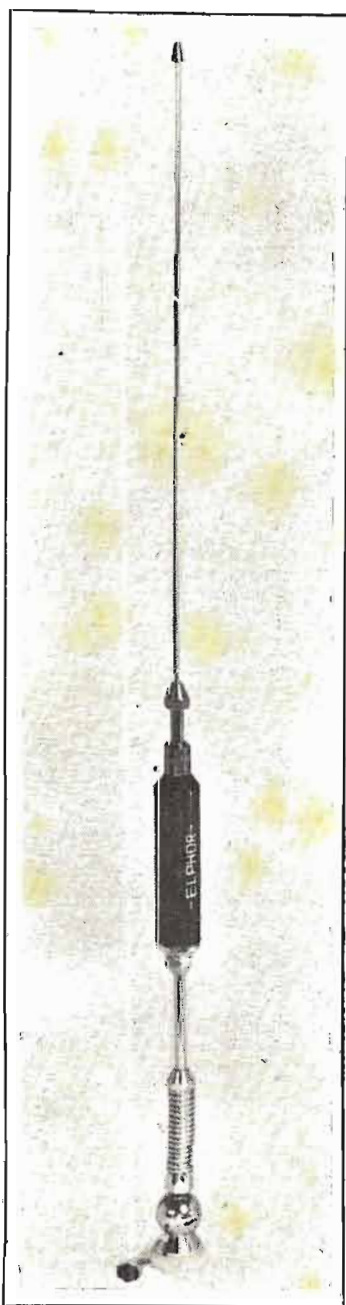
Les antennes directives ne peuvent être utilisées que dans certaines applications spéciales sous réserve de l'accord de la D.S.R.

* Direction des Services Radio-électriques, 5, rue Froidevaux, 75014 Paris. Tél. : 326-84-20.

Antennes pour stations de base :

Le modèle le plus répandu est l'antenne dite à plan de sol (ground-plane) dont les versions suivantes sont les plus courantes :

- l'antenne 1/4 onde dont le gain est voisin de l'unité par rapport au dipôle 1/2 onde. L'an-



Antenne extra-légère à gain 3,5 dB pour station de Base.

(Cliché Elphora)

tenne 1/4 onde est le plus souvent utilisée en version raccourcie pour en diminuer l'encombrement et permettre son installation rapide ;

— l'antenne 5/8 onde qui présente un gain important. Certains fabricants offrent couramment des modèles ayant un gain de 4 dB. Ce type d'antenne permet évidemment d'obtenir d'excellentes portées dans des conditions correctes d'installation. Cette antenne est également raccourcie par rapport à la longueur théorique pour en faciliter la mise en œuvre.

Protection contre les dégâts causés par la foudre :

Il est rare qu'une antenne soit frappée par la foudre mais un minimum de précautions peuvent être prises pour réduire les dommages risquant d'être causés à l'immeuble ou à l'installation. Il faut avant tout procéder à la mise à la terre de l'appareil d'émission-réception et si possible relier séparément par un câble de section suffisante la masse du tube de fixation de l'antenne.

La protection est toujours supérieure dans le cas d'une antenne 5/8 onde car cette antenne possède son brin rayonnant réuni à la masse en courant continu, grâce à la présence d'une inductance comportant une prise d'adaptation. L'écoulement des charges statiques est également facilité par la présence d'un réseau capacitif à trois branches coiffant le sommet du brin rayonnant.

Antennes pour véhicules :

Les antennes pour véhicules sont constituées par des antennes fouet, la plupart du temps du type 1/4 onde, utilisant le plan de sol métallique fourni par le véhicule.

L'antenne présente le minimum de directivité lorsqu'elle est montée au centre du pavillon. Cette disposition étant souvent jugée comme peu esthétique, du point de vue de l'utilisateur, on admet que l'incidence sur la directivité est encore faible lorsque l'antenne est rapprochée du pare-brise mais toujours située dans un plan médian.

Si certains impératifs l'exigent, il est toujours possible de monter l'antenne sur l'aile ou sur le coffre arrière du véhicule avec des résultats encore satisfaisants. Mais chaque cas doit être étudié

en particulier et il est bon de rappeler qu'il existe pratiquement un modèle différent d'antenne convenant à chaque utilisation. A noter que les montages d'antennes sur le pare-chocs sont totalement à proscrire par suite du diagramme de rayonnement déplorable obtenu dans ces conditions.

Longueur des antennes de véhicule :

La longueur théorique d'une antenne 1/4 onde à 27 MHz est d'environ 2,70 m. Compte tenu de ces dimensions gênantes pour l'exploitation, il a été nécessaire d'étudier des antennes raccourcies utilisant une inductance de compensation située soit dans le corps de l'antenne, soit à la base de celle-ci. On arrive ainsi à utiliser commercialement des longueurs d'antenne allant de 1,30 m (antennes courtes) à 0,54 m (antennes extra-courtes). Les antennes extra-courtes, qui doivent être montées impérativement sur le haut du pavillon, sont des antennes dites à bande étroite. Elles doivent être obligatoirement accordées sur la fréquence centrale d'utilisation et ne permettent pas le trafic sur plus de trois canaux adjacents. En revanche, de par leur sélectivité élevée, elles procurent une diminution importante du bruit de fond et des interférences. Les antennes courtes sont des antennes dites à large bande, permettant le trafic sur une plage de fréquence relativement importante.

Remarque. — Il apparaît souvent sur le marché de nouvelles antennes « miracle » promettant des résultats inégalés ; de même certaines copies d'antennes réputées sont exécutées à bas prix et ne permettent pas d'obtenir les performances électriques et mécaniques d'origine. Dans tous

les cas, il y a lieu d'être très prudent avant de porter son choix sur un type d'antenne donné et de ne pas chercher à faire une économie insignifiante sur le prix d'achat de l'antenne qui est en fait un des éléments essentiels d'une installation de radiotéléphonie privée.

INSTALLATIONS D'ANTENNES MOBILES

Rappels sur l'adaptation :

Les émetteurs - récepteurs 27 MHz de conception professionnelle sont munis d'une sortie d'antenne d'impédance 50 Ω . Pour bénéficier du maximum de puissance rayonnée, il faut donc disposer d'une antenne adaptée ayant une impédance de 50 Ω . En outre, pour travailler en régime d'ondes progressives et minimiser la puissance réfléchie, qui, d'une part, constitue une pure perte, et d'autre part, vient perturber le fonctionnement de l'étage de sortie de l'émetteur, il est indispensable d'utiliser un câble coaxial de liaison d'impédance caractéristique 50 Ω . Une fois toutes ces conditions de parfaite adaptation réalisées, **la longueur du câble coaxial est absolument indifférente.**

Accord de l'antenne :

Les antennes professionnelles disponibles sur le marché sont prévues pour présenter une impédance de 50 Ω à l'émetteur-récepteur. Pour approcher cette valeur avec précision à la fréquence d'accord ou dans la bande de fonctionnement, la plupart des antennes mobiles sont munies d'un dispositif de réglage fin agissant très souvent sur la longueur du brin, ou dans certains cas, sur un organe d'adaptation. Dans ces conditions,

l'ajustage précis s'effectue au minimum de puissance réfléchie, à l'aide d'un petit appareil appelé TOS-mètre. Cet appareil gradué directement en Taux d'Ondes Stationnaires doit indiquer, pour une antenne convenablement réglée, un TOS voisin de 1,1 : 1. Une valeur de TOS de 1,5 : 1, quoi qu'en encore exploitable, est généralement considérée comme médiocre.

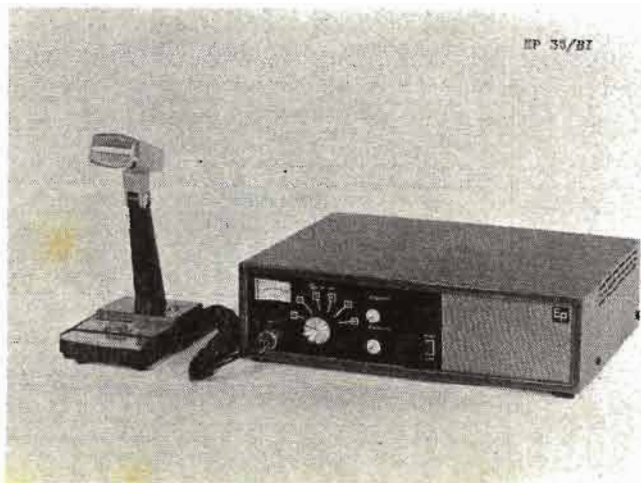
Remarques d'ordre pratique :

On a souvent tendance à croire qu'il est indispensable d'agir sur le réglage de l'étage de sortie de l'émetteur pour adapter l'émetteur à l'antenne. Ceci constitue un non-sens car si l'émetteur n'est pas réglé sur son impédance de sortie de 50 Ω , on constate une importante perte de rendement et on risque d'altérer le niveau d'harmoniques car les filtres d'harmoniques utilisés ont leur efficacité maximale sur 50 Ω . C'est pourquoi le réglage de l'émetteur s'effectue obligatoirement sur une charge fictive de 50 Ω et non pas sur une antenne dont l'impédance n'est parfaitement adaptée qu'après un réglage précis du TOS.

Lorsqu'une valeur convenable de TOS n'a pu être obtenue, il faut s'assurer que les connexions du câble d'antenne sont correctement effectuées et en outre que la masse de l'antenne offre un contact parfait avec le châssis du véhicule. Lorsque le véhicule est muni d'un toit plastique et que l'antenne ne peut être localisée ailleurs que sur le pavillon, il y a lieu de prévoir un réseau en arceau constitué par deux tresses de masse soudées au pied du point froid de l'antenne et réunies chacune à une partie métallique reliée au châssis du véhicule.

De meilleurs résultats peuvent être obtenus par l'adjonction d'une feuille de cuivre ou d'un grillage fixé sous le pavillon.

Certains utilisateurs voulant éviter de percer le pavillon de leur véhicule, ont recours à un porte-tout pour la fixation de l'antenne. Dans ces conditions, il faut prévoir une plaquette métallique rapportée sur le porte-tout, sur laquelle se fixe l'antenne. Néanmoins il faut prendre la précaution de retirer les embouts plastiques de protection existant sur certains porte-tout pour obtenir une parfaite mise à la masse du système.



Certains fabricants ont à leur catalogue des antennes à fixation magnétique permettant une installation provisoire. Ces antennes, lorsqu'elles sont correctement conçues, doivent permettre l'obtention d'un TOS convenable pourvu qu'elles soient disposées au centre du pavillon.

Enfin, certaines antennes de coffre permettent une fixation sans perçage par pince de serrage prenant appui sur la charnière de la malle. Le TOS obtenu et le diagramme de rayonnement sont également corrects.

Attention. — Dans tous les cas de fixation sans perçage, il faut porter un soin tout particulier au passage du câble coaxial de manière à éviter toute traction ou pincement de celui-ci, risquant d'être fatal à l'émetteur-récepteur.

Cas des antennes fixes :

Celles-ci sont généralement à large bande et ne nécessitent pas d'accord fin. Néanmoins certains fabricants offrent la possibilité d'un ajustage précis soit en agissant sur un organe d'adaptation, soit en faisant coulisser le brin supérieur pour ajuster la longueur de l'élément rayonnant.

PUISSANCE EFFECTIVEMENT RAYONNEE (P.E.R.)

La puissance effectivement rayonnée est une notion capitale dont il est indispensable de tenir compte lors de l'évaluation des possibilités de liaison d'un réseau. En effet, la PER met en jeu la qualité du système d'antenne et de son installation ; ces points doivent être traités avec le maximum d'attention car, en fait, ils conditionnent le résultat final. La PER se définit comme suit : elle est égale à la puissance de sortie de l'émetteur augmenté du gain effectif de l'antenne et diminuée des pertes occasionnées dans le câble coaxial de liaison. Exemple : soit une antenne ayant un gain de 4 dB, reliée à un émetteur de 3 W (output) par l'intermédiaire d'un câble coaxial à faibles pertes de 30 m qui introduit une perte d'environ 0,5 dB. Le gain global devient 4 dB - 0,5 dB = 3,5 dB, ce qui correspond à un rapport de puissance de 2,239. La puissance effectivement rayonnée (PER) est égale à 3 W x 2,239, soit 6,72 W. Ceci représente plus du double de la puissance HF réellement appliquée à l'antenne.

HAUTEUR EFFECTIVE D'ANTENNE

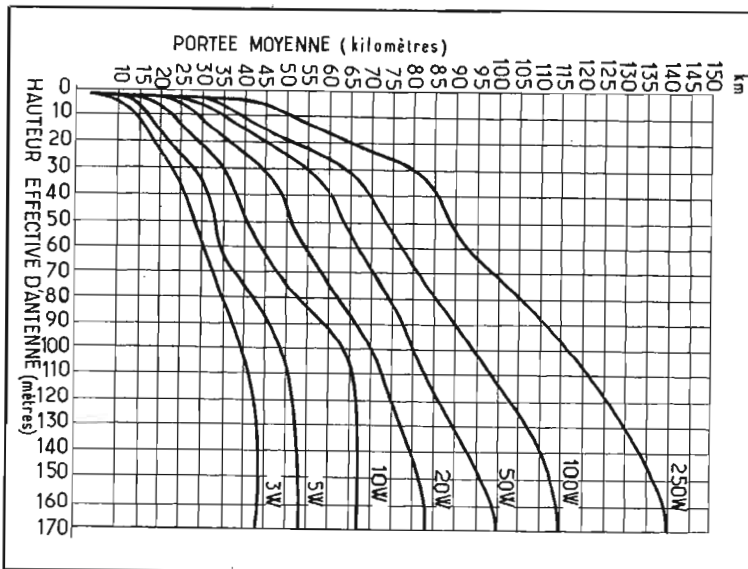
Il est essentiel de bien noter la différence existant entre la notion de hauteur relative et celle de hauteur effective d'antenne. Ainsi une antenne située à une hauteur relative de 6 m par rapport au faite d'un immeuble de 14 m, a en réalité une hauteur effective de 20 m. C'est donc la hauteur effective d'antenne qui doit être prise en considération.

PORTEE MOYENNE

Le graphique ci-contre établi d'après l'expérience pratique et non pas d'après des données purement théoriques, donne une indication de la portée approximative de la station fixe vers le poste mobile, en fonction de la PER et de la hauteur effective d'antenne. Les courbes sont établies sur la base d'un signal de 2 μ V à l'entrée du récepteur. Les portées indiquées sont inférieures en zone vallonnée ou en présence d'obstacles importants et en zone d'absorption naturelle (végétation dense, forêts) ; par contre, elles sont largement supérieures dans des conditions de visibilité directe et lorsqu'une partie de la liaison s'effectue au-dessus de l'eau, les courbes montrent que si l'on porte la puissance de 50 à 100 W on ne multiplie la portée que par 1,3. Il est remarquable qu'un accroissement identique puisse être obtenu simplement en doublant la hauteur effective d'antenne.

CONSEQUENCES PRATIQUES

Le fait d'agir sur la hauteur effective d'antenne (au moins au poste fixe) permet, d'une part,



d'utiliser au mieux la puissance HF disponible et, d'autre part, de dégager l'antenne de toute source de perturbation électromagnétique de caractère industriel. Ce second avantage est primordial surtout en milieu urbain où l'intensité du champ de parasites locaux est relativement élevée et se manifeste par la présence de bruits de fond réduisant notablement la sensibilité utile du récepteur.

Nota. — Comme dans tous les domaines, toute exagération est nuisible ; ainsi il faut prévoir une installation de radiotéléphone en fonction du service qu'on veut lui demander.

En effet, si les véhicules avec lesquels on veut pouvoir être en contact quasi permanent ne se déplacent que très rarement au-delà d'une distance de, par exemple, 15 km, il est inutile de prévoir une installation d'antenne nécessairement plus coûteuse qui permettrait de couvrir 25 km.

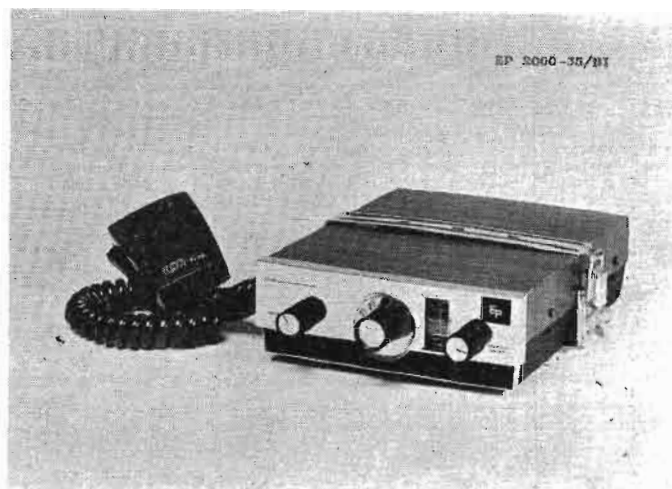
D'ailleurs, il faut se souvenir qu'une antenne trop dégagée

risque de capter des signaux de stations lointaines venant perturber le trafic local. Inversement, si une installation permet de couvrir inutilement une distance supérieure à celle prévue, des gênes pour d'autres stations peuvent se produire, alors qu'elles auraient pu être évitées.

APPEL SELECTIF

L'appel sélectif s'impose surtout en zone de trafic à densité élevée mais il est également très utile pour supprimer les parasites relativement importants en modulation d'amplitude et gênant considérablement la veille sur la fréquence de trafic.

Le principe de l'appel sélectif est basé sur un système de codage utilisant des fréquences situées dans la bande 300-3 000 Hz. Ces fréquences sont, soit générées par des circuits LC à bobines à pots ferrite, soit par des diapasons, qui fonctionnent en émission comme oscillateurs et en réception comme sélecteurs. La sélectivité des bobines à pots ferrite est d'environ 50 Hz tandis que celle des diapasons est de l'ordre du hertz. L'avantage va donc aux diapasons, d'autant plus que la fabrication de ces derniers s'est récemment, nettement améliorée. En effet, on dispose à l'heure actuelle, de diapasons de types spéciaux dont la résistance aux chocs et aux vibrations est excellente, ce qui exclut tout déclenchement intempestif par une cause mécanique extérieure. Ce sont ces types de diapasons qui doivent être employés sur les installations mobiles souvent soumises aux trépidations.



Deux dispositifs sont utilisés pour obtenir le silence du récepteur en position de veille : dans un cas, on coupe le haut-parleur qui est alors remplacé par une résistance de charge ; dans l'autre cas on applique une polarisation sur un étage de l'amplificateur BF, de manière à provoquer le blocage de ce dernier.

Les commandes supplémentaires destinées à l'appel sélectif sont constituées par un inverseur veille-traffic et un poussoir d'appel. Les P.T.T. prescrivent que l'opérateur doit d'abord s'assurer, avant l'envoi de l'appel, que la voie est libre après être passé en position « trafic » et la durée de l'appel ne doit pas excéder cinq secondes.

L'appel sélectif tend actuellement à se généraliser dans les liaisons privées sur véhicules en 27 MHz. Les fabricants livrent pratiquement 80 % de leur matériel avec l'appel sélectif. D'ailleurs, compte tenu de la miniaturisation des composants, on trouve des appareils comportant l'appel sélectif incorporé. Certains appareils sophistiqués sont prévus pour recevoir une carte enfichable permettant de rajouter ce dispositif ultérieurement sans aucune modification.

CONCLUSION

De nos jours le radiotéléphone est devenu un outil indispensable de sécurité et de rentabilité.

D'innombrables exemples peuvent être cités où la rapidité d'intervention sur les lieux d'un sinistre, grâce au radiotéléphone, a permis de sauver d'incalculables vies humaines.

Dans un autre ordre d'idées, c'est la rentabilité d'une entreprise ou d'une exploitation qui a été décuplée grâce aux liaisons instantanées offertes par un réseau de radiotéléphonie mobile. Les domaines d'application sont si variés que l'on découvre chaque jour une utilisation inattendue, à laquelle on n'aurait jamais songé a priori.

Les considérations du présent article n'ont pas la prétention de constituer une étude complète en matière de radiotéléphonie mobile. Il s'agit là d'un vaste domaine englobant, d'une part, les réseaux de radiotéléphonie privée 27 MHz à modulation d'amplitude et, d'autre part, les systèmes de télécommunications VHF/UHF à modulation de phase destinés aux ensembles à forte

capacité sans oublier les réseaux de correspondance publique terrestre ou maritime. Les indications d'ordre pratique qui ont été fournies ont surtout pour but de guider l'installateur et l'utilisateur dans le planning et la réalisation d'un réseau de radiotéléphonie 27 MHz. En effet, ce mode de transmission s'est imposé pour les réseaux à faible ou moyenne capacité. Il est appelé à largement se développer du fait des restrictions et servitudes apparaissant depuis quelque temps dans l'attribution de fréquences pour les nouveaux réseaux en modulation de phase.

Par suite de l'augmentation à 12 du nombre de canaux disponibles dans la bande des 27 MHz, le choix étant primitivement limité à 6, ce genre de réseau est appelé à connaître un vif succès. D'autre part, un grand pas a été franchi entre les appareils datant de quelques années et le matériel dont on dispose aujourd'hui.

Avant de terminer cet exposé, il paraît indispensable de donner quelques brèves indications sur les progrès réalisés à ce jour en matières d'émetteurs-récepteurs 27 MHz.

La plupart des matériels actuellement sur le marché sont produits par d'importantes firmes et donnent en principe, des résultats satisfaisants. Néanmoins, des appareils trop bon marché, dont l'usage s'est malheureusement répandu ces dernières années, ne sont pas conçus pour garantir des performances élevées ni pour offrir un maximum de fiabilité et de robustesse. Ainsi la tendance actuelle de certains constructeurs est de promouvoir des matériels de classe semi-professionnelle, voire professionnelle, bénéficiant des derniers perfectionnements techniques.

Il est bien entendu que cette catégorie d'appareils professionnels, dont le prix est souvent supérieur de seulement 20 % au niveau moyen du marché, est seule à même d'offrir de hautes performances alliées à une sécurité quasi absolue de fonctionnement. Ci-dessous, sont mentionnés pour terminer les caractéristiques essentielles de cette classe de matériel.

Ces excellents résultats sont obtenus grâce à une stricte sélection des composants. D'autre part, des essais systématiques

aux vibrations constituent une preuve de robustesse indispensable lorsque dans la plupart des cas les émetteurs-récepteurs sont installés sur des engins ou des camions.

En réception, la qualité des circuits permet une sensibilité généreuse et une sélectivité élevée indispensable pour une bonne séparation des canaux adjacents. Enfin, une excellente réjection de la fréquence image ne peut être obtenue qu'en utilisant le principe du double changement de fréquence.

En émission, le rendement de l'étage HF de puissance doit rester élevé en présence de la modulation, ce qui est un atout essentiel pour obtenir le maximum d'intelligibilité et de portée sur les pointes de parole. En outre, certains émetteurs sont dotés d'un paramètre de calage en fréquence sur chaque canal, destiné à compenser le vieillissement des quartz.

Le micro, le haut-parleur sont aussi des éléments importants à considérer. Le micro dynamique basse impédance couramment employé donne des résultats très valables. Les préamplificateurs incorporés dans le corps du micro — souvent à proscrire en utilisation à bord d'un véhicule par suite du niveau important de bruit ambiant qui est recueilli — apportent un confort d'utilisation sur les micros de table pour station de base, puisqu'il devient possible à l'opérateur de parler à environ 50 cm du micro.

Enfin, certains appareils sophistiqués sont munis d'un micro céramique à haute impédance qui, lorsqu'il est d'excellente qualité, améliore très nettement la qualité de la liaison.

Le haut-parleur doit, d'autre part, être largement dimensionné. Sur les postes mobiles une meilleure diffusion est obtenue lorsque celui-ci est situé sur le côté de l'appareil ; c'est un modèle de forme elliptique qui est alors employé.

Un dernier mot relatif à la station fixe proprement dite. Celle-ci est généralement constituée d'une station mobile 12 V à laquelle est adjointe une alimentation secteur. Elle est souvent montée dans un rack unique de présentation élégante, s'harmonisant parfaitement avec les éléments d'un bureau de style ancien ou moderne.

Chez Badeau HI-FI

40, Cours Gambetta 69007 Lyon
tél. : 72-04-40. 72-51-40. 72-98-87

Les enceintes américaines KLH



Le n° 1 américain
entier en France.
Acclamées par les critiques
"KLH (5), nous ne nous
souvenons pas d'enceintes
ayant une réponse
transitoire aussi bonne"
Julian D. Hirsch
Hi-Fi Stereo Revue
7 modèles,
de 40 watts à 100 watts,
de 620 F à 2350 F TTC.
Le juste équilibre sonore.



Les meilleurs spécialistes conseillent
les meilleurs matériels.
Et ils ont le label
Musique Diffusion Française.



des essais prolongés ont été effectués à plus de 120 W sonores (avec haut-parleur en parallèle, bien entendu) sans qu'aucun problème ne se soit révélé. Sa légère élévation en tension permet d'obtenir une excellente sensibilité, faisant d'une puissance de presque un watt un niveau suffisant pour le déclenchement d'un circuit à une voie.

Le potentiomètre : Par lui-même, ce potentiomètre n'est pas très important, puisque sur le module 1, il sert uniquement à régler le seuil de déclenchement du triac, et il permet, de ce fait, de choisir entre un clignotement fort, ou au contraire, beaucoup plus tamisé. Sa valeur peut être comprise entre 1 et 5 k Ω . Dans un sens plus général, il représente le circuit de « torture » du signal recueilli par le transformateur de liaison, circuit dans lequel on sera amené à trier les bandes de fréquences, sur les modèles les plus élaborés.

Le triac : Nous n'allons pas décrire en détail une pièce que connaissent déjà bien tous les lecteurs, et seule, la différence entre un triac et un thyristor sera rappelée : le triac laisse passer le courant dans les deux sens, lorsqu'il est conducteur, alors que le thyristor n'a qu'un seul sens conducteur et peut en cela être comparé à une diode. Dans un tel circuit, il est évident qu'il faut un triac, puisqu'un thyristor aurait pour effet de limiter le courant alternatif du secteur à la moitié, ce qui obligerait l'utilisateur du circuit à se servir de lampes de 110 V sur un secteur de 220 V (solution qui ne laisse d'ailleurs que peu d'espoir aux possesseurs d'une installation EDF en 110 V).

Le triac est maintenant bien répandu, bien connu, et l'on sait que c'est la pièce essentielle d'un montage psychédélique, celle sans laquelle il ne pourrait exister. Néanmoins, le type adopté sur les modules que nous décrivons est d'un type relativement nouveau, puisqu'il possède une partie métallique sur laquelle on trouvait habituellement l'anode 2 qui est isolée. Ce nouveau boîtier époxy est un 8 A/400 V, de type SC142D. Il est réalisé avec une pastille de triac 12 A conventionnel, et est donné volontairement pour 4 A de moins, afin de ne pas avoir à subir les conséquences de la différence de refroidissement due à la différence de contacts entre cette pastille et la partie métallique de dissipation et fixation.

Voici donc comment est conçu le module 1, dans son aspect théorique. En pratique, le tout est réuni sur un petit circuit imprimé de 45 x 40 mm, élément suffisamment miniaturisé pour pouvoir être inclus dans un tout petit boîtier. La figure 2 nous montre le triac utilisé avec le repérage de ses broches, alors que la figure 3 nous indique comment on câble la périphérie du module 1.

Le module 1 présente les caractéristiques techniques suivantes :

- Puissance de déclenchement minimale : environ 0,8 W.
- Puissance de déclenchement maximale : environ 120 W sonores.
- Puissance lumineuse animée en 220 V : 1 500 W au maximum.
- Puissance lumineuse animée en 110 V : 750 W au maximum.

MODULE 2

Représenté en figure 3, le schéma de principe de ce second

module, nous indique qu'il s'agit là de la première des formes plus recherchées des circuits psychédéliques. En effet, on y reconnaît un dispositif de liaison par transformateur VST001, tout comme pour le module 1, suivi de deux potentiomètres (valeur toujours comprise entre 1 et 5 k Ω) qui contrôlent chacun une voie à triac. La première voie comprend un filtre résistance/capacité empêchant le passage des fréquences élevées, et la seconde un autre filtre, également sur le principe résistance/capacité, qui empêche le passage des fréquences basses. Les valeurs des éléments sont : 1 μ F et 100 Ω pour le premier circuit, et 1 μ F et 1 500 Ω pour le second. De ce fait, chaque triac n'est déclenché que par une bande de fréquences qui lui est propre. On obtient alors le type même du modulateur deux voies (graves et aiguës), avec un résultat pratique très attractif. En effet, synchroniser la lumière de cette façon lui fait suivre les contrastes entre instruments de percussion, contrastes qui caractérisent fortement la musique actuelle.

Comme le circuit comporte deux triacs, l'effet obtenu le sera sur un nombre double de lampes, mais on notera une légère diminution de la sensibilité, ce qui est normal, puisqu'on a besoin, avec le signal prélevé, de déclencher deux triacs au lieu d'un, d'où consommation de deux gâchettes et qu'il faut en plus vaincre l'affaiblissement inévitable dû aux filtres. Cependant, cette sensibilité reste toujours extrêmement suffisante, et il n'est absolument pas nécessaire de faire hurler l'électrophone pour obtenir de la lumière animée.

Caractéristiques du module 2 :

- Puissance de déclenchement minimale : 1,3 W environ.
- Puissance totale acceptable : 120 W sonores environ.
- Puissance lumineuse animée par voie : 1 500 W en 220 V, et 750 W en 110 V.
- Puissance totale animée par le module : 3 000 W en 220 V.
- Dimensions du circuit imprimé : 70 x 50 mm.

MODULE 3

En figure 4 est donné le schéma de principe du module 3. On voit que le même principe est encore respecté, à savoir, un transformateur de liaison VST001, et trois potentiomètres en parallèle, contrôlant chacun une voie, terminée par un triac. En reprenant le schéma du module 2, on retrouve deux filtres résistances/capacité, avec un filtre supplémentaire, passe-bande pour sa part, destiné à animer le troisième canal sur les fréquences moyennes, appelées aussi les « médiums ». Le module 3 constitue par conséquent un modulateur à trois voies, pour graves, médiums, et aiguës.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Puissance minimale pour déclenchement : environ 1,5 W.
- Puissance maximale de déclenchement : environ 120 W.
- Puissance animée par voie : 1 500 W.
- Puissance animée au total : 4 500 W (en 220 V).
- Dimensions du circuit imprimé : 70 x 70 mm.

En commentaires de ces caractéristiques, on peut dire tout d'abord que la sensibilité ne se trouve guère affectée de l'augmentation du nombre des canaux, et que, grâce au transformateur de liaison très bien étudié, aucun problème ne sera rencontré, dans

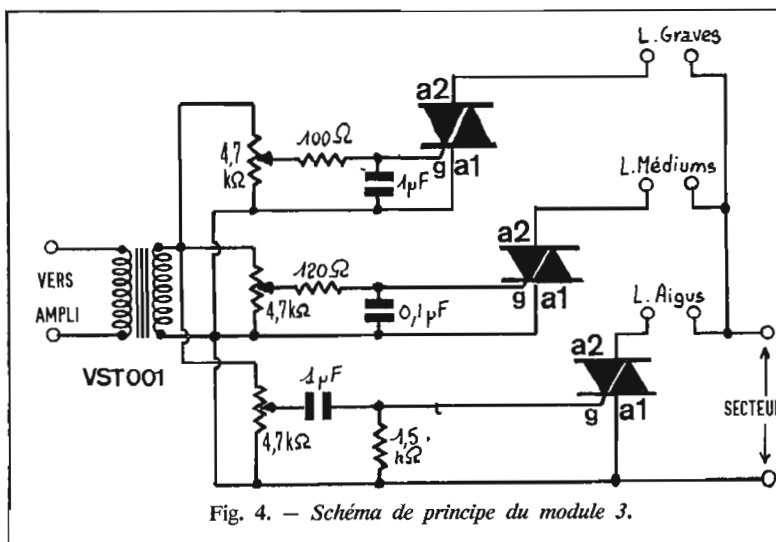


Fig. 4. — Schéma de principe du module 3.

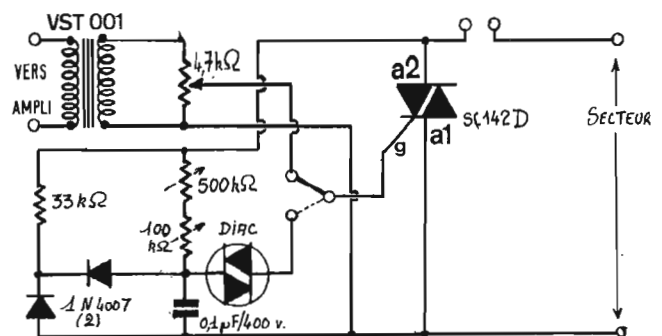


Fig. 5. — Schéma de principe du module 4.

l'immense majorité des utilisations. D'autre part, il convient aussi de remarquer que même pour ce module 3, l'encombrement reste très réduit, et que l'ensemble peut facilement être inclus dans une tôle de taille raisonnable, ce qui satisfait toujours l'utilisateur au moment de l'inclusion d'un dispositif, en appartement.

MODULE 4

Nous abordons maintenant une autre technique : celle du gradateur de lumière, qui vient en complément inévitable des modulateurs psychédéliques. Le gradateur servant à doser une intensité lumineuse d'une façon manuelle, on comprend qu'on puisse souhaiter disposer d'un ensemble qui clignote avec la musique, et qui, dans les intermèdes, permette à l'utilisateur de se créer une lumière tamisée fixe. Le module 4 est l'élément correspond à cette définition, puisqu'il réunit sur un même module un dispositif psychédélique et un gradateur. Les deux circuits utilisent le même triac, et l'on passe de l'un à l'autre au moyen d'un inverseur.

La figure 5, qui nous donne le schéma de principe de ce module, nous montre un circuit psychédélique comparable à celui du module 1. Les mêmes éléments sont utilisés, à savoir : le transformateur VST001, le potentiomètre et le triac SC142D. La partie « gradateur » se compose pour sa part, d'un réseau potentiomètre et condensateur, constituant une constante de temps, avec un diac qui présente une

tension de déclenchement de 32 V. Lorsque le condensateur arrive à cette tension de charge, le diac devient conducteur, envoyant une impulsion à la gâchette du triac. On déclenche donc le passage du courant dans le triac plus ou moins tôt (l'unité de temps étant la demi-alternance) ; ce système est tout à fait classique, et on le trouve illustré en figure 6, croquis qui nous montre ce que l'on voit dans une observation à l'oscilloscope d'un courant soumis à l'effet gradateur (ou appelé également « contrôle de phase »).

Mais, quelques améliorations sont maintenant apportées sur tous les gradateurs de la marque, améliorations plus qu'indispensables. Tout d'abord, on a prévu un dispositif anti-hystérésis, qui évite le palier de démarrage brusque, à environ 20 % de l'intensité lumineuse, que l'on obtient sur un circuit classique, lorsqu'on est passé par la position zéro en intensité lumineuse. Lors d'une manipulation en cours de spectacle, ou de toute autre application dans laquelle la souplesse s'impose, l'absence de ce dispositif risque d'entraîner l'échec du but recherché. D'autre part, on a également prévu une possibilité d'ajustage de la plage de réglage, possibilité qui est utile lorsqu'on est en présence d'une tension secteur un peu trop forte, et que l'extinction totale des lampes ne peut être obtenue. Ce réglage complémentaire est réalisé au moyen de la résistance ajustable de 100 k Ω placée en série avec le potentiomètre.

On voit en figure 7 le câblage des éléments qui entourent le circuit imprimé de ce module 4, qui sont les deux potentiomètres, et l'inverseur psychédélique/gradateur. Les caractéristiques générales de ce module sont les suivantes :

- Déclenchement psychédélique à partir d'environ 0,8 W.
- Puissance sonore maximale admissible : environ 120 W.
- Puissance lumineuse maximale en 220 V : 1 500 W.
- Puissance maximale admissible en 110 V : 750 W.
- Dimensions du circuit imprimé : 50 x 75 mm.

MODULE 5

Nous changeons maintenant de genre, car nous abandonnons la lumière purement psychédélique, avec un module qui n'est, pour sa part, que gradateur. Ce module numéro 5, dont le schéma de principe est représenté sur la figure 8, présente toutes les caractéristiques du module 4, partie « gradateur » uniquement, bien entendu. Et ce module est conçu, en tout premier lieu, pour la réalisation de jeu d'orgue multicanaux. (On appelle « jeu d'orgue » l'ensemble servant, dans une salle de spectacle, à contrôler manuellement, la puissance de tous les projecteurs.) Et c'est la raison pour laquelle on peut obtenir le module 5 soit avec un potentiomètre conventionnel, soit avec un potentiomètre à course rectiligne. L'amateur possède donc là la possibilité de réaliser à peu de frais un véritable jeu d'orgue, en tenant

compte du fait que tous les autres problèmes qui vont se poser ont une solution « disponible ».

1° Un jeu d'orgue avec potentiomètres à course rectiligne pose le problème de la tôlerie découpée : une face avant en tôle avec logements pour 6 potentiomètres à course standard a été conçue, dans laquelle les fixations sont également prévues. Il ne reste qu'à faire la décoration.

2° Un jeu d'orgue, pour bien faire, devrait être antiparasité. Des filtres très efficaces sont également disponibles (voir ci-après) permettant d'opérer en parfaite tranquillité.

Voici donc l'ensemble de base de la gamme de modules psychédéliques et gradateurs.

MODULES PSYCHEDELIQUES STEREOPHONIQUES

Il est certain que les modules psychédéliques à deux ou trois voies créent des effets fort attractifs. Mais il est cependant dommage, lorsqu'on dispose d'un bel ensemble stéréophonique, et que l'on possède beaucoup de disques stéréophoniques également, de ne pas pouvoir se servir de cette division toute faite du signal pour accroître l'intérêt d'un jeu de lumière. Dans ce but, trois autres modules ont été créés, issus des techniques des premiers modèles décrits.

Module 6 : C'est le module 1 qui est doublé, et l'on obtient donc un jeu de deux canaux, l'un se reliant sur la sortie d'amplificateur de droite, l'autre sur la sortie de

Fig. 6. — Le gradateur supprime, selon le réglage du potentiomètre, une partie plus ou moins importante (a et b) de la sinusoïde. La partie rayée (s) est donc une quantité d'énergie non appliquée à la charge.

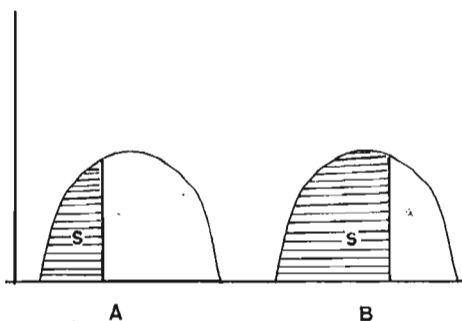


Fig. 8. — Schéma de principe du module 5.

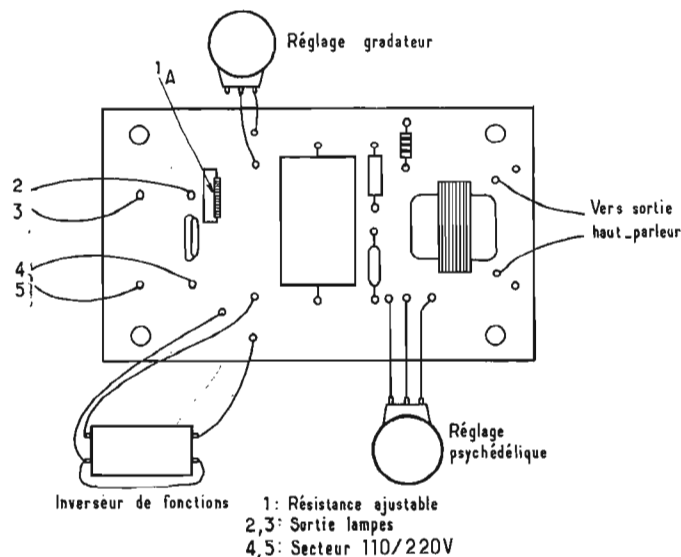
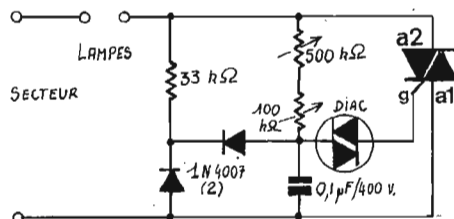
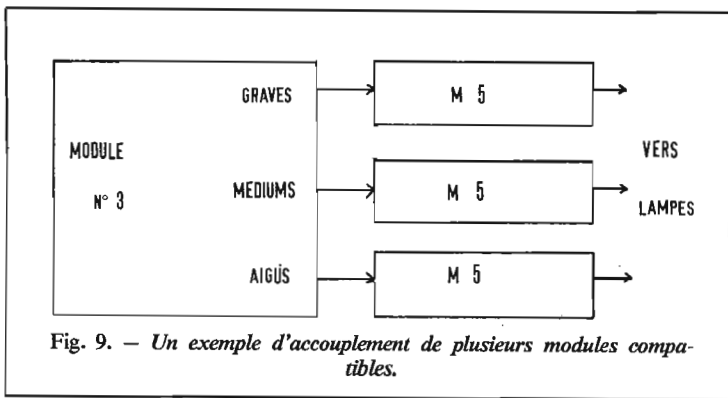


Fig. 7. — Liaisons autour du module 4.



gauche. On obtient par la même occasion un ensemble permettant d'animer le double de lumière, soit 3 000 W en 220 V.

Module 7 : Le module 2 est ici repris en double, avec l'animation de la lumière sur les bandes graves et aiguës à gauche et à droite, soit au total quatre voies. On possède alors un ensemble déjà important, permettant d'animer 6 000 W de lumière.

Module 8 : Toujours le même principe de multiplication par deux des dispositifs, appliqué cette fois au module 3, ce qui donne un ensemble de 6 voies, avec deux fois graves, médiums et aiguës, pour la bagatelle de 9 000 W de lumière, soit plus qu'il n'en faut pour n'importe quel orchestre.

Remarque : Il est bien entendu que toutes les puissances lumineuses annoncées sont des puissances maximales, qu'il convient de ne pas dépasser, mais qu'en aucun cas, on est obligé, pour employer un module, d'utiliser toute la puissance disponible, de même qu'avec une automobile qui roule à 200 km/h, il n'est pas obligatoire techniquement de rouler toujours à cette vitesse. Il n'y a pas de minimum pour les canaux de modules lumineux, et de plus, le fait de faire fonctionner un canal à vide (autrement dit sans qu'aucune lampe n'y soit reliée) ne risque en aucun cas de provoquer le moindre dommage.

UTILISATION DES MODULES

Nous avons fait le tour de la gamme, et nous abordons maintenant le chapitre de l'utilisation. Ces éléments, tous réalisés sur des circuits imprimés en bakélite cuivrée, ne sont pas fragiles. Leur emploi est des plus simples. Les différentes figures montrant des plans de câblage nous indiquent combien sont peu importantes et commodes les liaisons à effectuer. L'implantation sera celle choisie

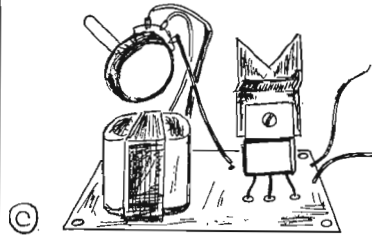
par l'utilisateur et notre rôle n'est pas de donner une préférence à tel ou tel mode d'adaptation. Mais il est tout de même possible de montrer quelques facultés supplémentaires présentées par ces modules.

Compatibilité : Les modules sont compatibles, ce qui veut dire qu'ils peuvent être assemblés non seulement les uns à côté des autres, mais encore les uns avec les autres, de façon à cumuler leurs fonctions. En exemple, nous donnons la réalisation d'un ensemble en figure 9, qui peut constituer un dispositif pour orchestre. Dans ce cas, un module 3 est suivi de trois modules 5, ce qui réunit sur chaque voie les deux fonctions : gradateur et modulateur, et ces deux fonctions sont utilisables en même temps. Un bouton plein feu, qui shunte le triac (ou, ce qui est mieux, relie anode 2 et gachette de cette pièce) sur un canal psychédélique permet d'utiliser uniquement la fonction gradateur. (Pour utiliser uniquement la fonction « modulateur », il suffit de régler le gradateur au maximum d'intensité).

Antiparasitage : Un filtre classique est disponible chez le même fabricant, avec selfs sur circuit métallique, dont l'avantage est une très grande efficacité, et dont l'inconvénient est la limite en courant, puisque seulement 4 à 5 A peuvent circuler dans ces selfs. D'autre part, un autre ensemble est prévu, d'une utilisation plus simple avec version en 8 et 15 A. Le schéma de principe nous en est donné en figure 11. On voit que son adaptation ne posera aucun problème sur les modules. Ces filtres sont prévus pour les parasites en bande radiophonique, car le transformateur VST001 est d'une impédance telle qu'il ne favorise absolument pas le passage des troubles vers les circuits haut-parleurs, qui ne sont donc pas affectés de ce classique mais désagréable défaut.

LES MODULES SUPERELEK

Pour jeux de lumière



MODULE N° 5

Module gradateur 1 500 watts avec circuit anti-hystérésis. Livré avec un potentiomètre rotatif ou rectiligne. Avec notice, complet, câblé. Avec potentiomètre rotatif **48 F**
Avec potentiomètre rectiligne **52 F**

MODULE N° 1

1 canal modulateur de lumière sur circuit imprimé avec notice, 1 500 watts. Complet câblé **40 F**

MODULE N° 2

2 canaux (grave + aigu) sur circuit imprimé. 2 x 1 500 watts. Notice. Complet, câblé. **80 F**

MODULE N° 3

3 canaux (grave + médium + aigu) sur circuit imprimé. 3x1 500 watts. Notice. Complet câblé **120 F**

MODULE N° 4

1 canal psychédélique et gradateur par inverseur avec réglage d'extinction totale, 1 500 watts sur circuit imprimé. **90 F**
Avec notice, complet, câblé

MODULE N° 6

Psychédélique stéréo (1 voie à droite, 1 voie à gauche), 2x1 500 watts. Peut être relié avec toute une installation stéréo. Avec notice, complet **80 F**

MODULE N° 7

Psyché STEREO 4 voies, soit deux fois grave + aigu 4x1 500 watts. Avec notice, complet **160 F**

MODULE N° 8

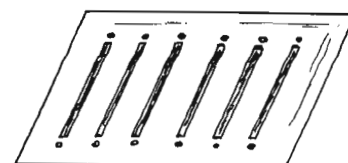
Psyché STEREO 6 voies, soit 2 fois grave + médium + aigu : 6 canaux au total pour 1 500 watts chacun. Avec

MODULE CAS 3000

Chenillard 3 voies. 1 500 W par voie. Circuits intégrés. S'alimente en 9 V. Avec notice, câblé. Complet **180 F**

NOS MODULES sont tous prêts au fonctionnement, câblés, réglés et consciencieusement essayés en nos ateliers. LIVRES AVEC NOTICES TECHNIQUES.

POUR VOS MODULES POUR VOS POTENTIOMÈTRES RECTILIGNES



Modèle déposé

Exactement conçue pour nos potentiomètres à course rectiligne (Voir page ci-contre)

Pour construire vos jeux de lumière d'une manière professionnelle, cette face avant percée pour 6 potentiomètres rectilignes. Dimensions : 10 x 20 cm. Tôle étamée 15/10.

La pièce : **17 F** Par deux : **30 F**

123, rue de Montreuil, PARIS-11° - Tél. 345-56-97
Ouvert du mardi au samedi de 10 h 15 à 19 h 30
(fermé de 12 h 45 à 14 h 30) M° : NATION ET AVRON

Refroidissement des triacs

Comme nous l'avons dit plus haut, c'est avec une assez grande marge de sécurité que les triacs des modules sont utilisés. Dans un emploi conventionnel, il ne sera pas nécessaire d'augmenter le refroidissement. Mais, si on désire plus de sûreté, et si on désire employer toute la puissance disponible, il vaut mieux, dans ce cas, refroidir les triacs. Plusieurs solutions sont alors présentes :

— On peut tout d'abord fixer les triacs sur le boîtier métallique, cela directement (ou sur un châssis métallique interne si le coffret de la réalisation n'est pas en métal). En effet, les triacs étant isolés, on ne risque pas d'accident. Ou bien on peut utiliser des triacs « modulaires » à raison de deux éléments par triac. Ces éléments présentent deux avantages très importants : ils ont un très bon coefficient de dissipation, et ils coûtent très peu cher, ce qui ne gêne rien.

— Enfin, on peut aussi prendre de l'aluminium, et on choisira alors une plaque de 5 x 5 cm environ par triac, avec une épaisseur de 12/10.

ATTENTION : Les solutions envisagées ici conviennent uniquement au type de triac décrit, à savoir les SC142D isolés, tout autre triac devant être monté sur un radiateur consciencieusement isolé, puisqu'un pôle du secteur apparaît habituellement à l'ailette de contact.

Cette gamme de modules nous a donc permis de revoir l'ensemble des dispositifs psychédéliques de base et quelques applications. Des modifications et améliorations peuvent bien entendu encore y être ajoutées, telles que des réglages généraux de sensibilité (voir Fig. 12), des dispositifs améliorant la sensibilité et les ensembles réalisés peuvent être entourés d'autres dispositifs plus complexes et plus onéreux, dont des descriptions ont parfois été faites dans nos pages.

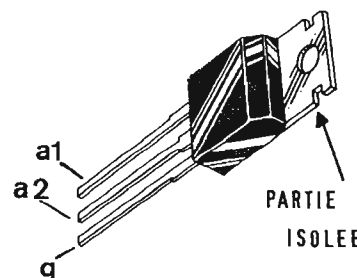


Fig. 10. — Le triac 8 ampères isolé.

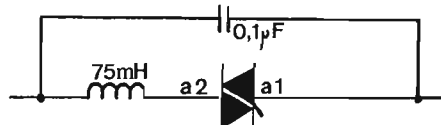


Fig. 11. — Schéma de principe d'un antiparasite pour les troubles radio.

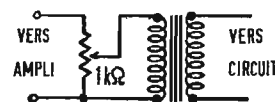


Fig. 12. — Réalisation d'un réglage général pour n'importe quel module. Le potentiomètre est placé avant le transformateur de liaison VST 001.

Photo-ciné-son MULLER

14 et 17, rue des Plantes, 75014 Paris — M^o Alésia
(vente au n^o 17) Tél. 306.93.65
Magasins fermés le lundi C.C.P. Paris 4638-33

A PROFITER

3 TONNES DE PAPIER PHOTOGRAPHIQUE NEUF

MARQUE « FERRANIA »

(Pour commande de papier photographique, expédition à partir de 50 F)

DES PRIX SANS CONCURRENCE

dans les formats suivants :

SM (support mince)

K (Cartoline)

(et suivant disponibilité)

Si une graduation n'est plus disponible, nous nous réservons le droit de la remplacer dans la graduation la plus proche.

Prix par boîte de 100 feuilles :

| | |
|------------------------|-------|
| 9 x 9 - poids 200 g | 4,70 |
| 9 x 13 - poids 250 g | 5,40 |
| 10 x 15 - poids 560 g | 5,70 |
| 13 x 18 - poids 810 g | 8,70 |
| 18 x 24 - poids 1450 g | 16,00 |
| 21 x 27 - poids 1950 g | 20,00 |
| 24 x 30 - poids 2500 g | 22,00 |

Prix par boîte de 50 feuilles :

| | |
|------------------------|-------|
| 24 x 30 - poids 1300 g | 13,00 |
|------------------------|-------|

Prix par boîte de 10 feuilles :

| | |
|------------------------|-------|
| 40 x 50 - poids 1000 g | 8,00 |
| 50 x 60 - poids 1250 g | 12,00 |

ROULEAUX DE PAPIER

| | |
|--------------|--------|
| 50 m x 1,10 | 100,00 |
| 50 m x 1,33 | 110,00 |
| 100 m x 1,33 | 200,00 |

Pour les rouleaux envoi c/ remboursement ou à prendre sur place.

Dans les gammes suivantes :
GEMMA K : ton chaud satiné à grain.
VEGA K 203 : blanc semi-mat.
VEGA K 208 : blanc brillant.
VEGA SM 203.

VEGA SM.

Pour la qualité 208 : Glaceuse nécessaire

MIRAP RAPID 208 : blanc brillant.
Dans les graduations suivantes : 1, 2, 3, 4 et 5.

N^o 1 : demi-doux. — N^o 2 : doux.

— N^o 3 : normal. — N^o 4 : demi-dur.

— N^o 5 : dur.

Frais d'expédition S.N.C.F.

| | |
|---------------------|-------|
| 0 à 5 kg, forfait | 20,00 |
| 5 à 10 kg, forfait | 25,00 |
| 10 à 15 kg, forfait | 30,00 |
| 15 à 20 kg, forfait | 40,00 |
| 20 à 30 kg, forfait | 45,00 |

En stock : PRAKTICA Super TL

Neufs, légèrement défraîchis. Garantis 1 an. Chrome. Objectif ORESTON.
1/8/50 (franco 780 F) 770 F

PROJECTEUR POWER 8 ET S 8

Lampe 12 V, 100 W, 110 à 240 V.
Marche AV/AR, arrêt sur image.
Prix (franco 625 F) 595 F

CAMERAS SEDIT Super 8, zoom.

Prix (franco 303 F) 295 F

A LIQUIDER

Jusqu'à épuisement... des stocks
UN LOT DE MATERIEL « PHOTO-CINE-LABO » ABSOLUMENT NEUF

15 Blocs de mécanique de visionneuse MURAY

En 8 mm. Type E. Convient au bricoleur adroit pour construire lui-même sa visionneuse animée. Une boîte à lumière seulement à faire. Tous les éléments mécaniques sont sur ce bloc : objectif, prisme tournant débiteur. Tout est aussi fourni pour la modique somme de (franco : 55 F) 50,00 F

2 Visionneuses MURAY luxe

9,5 mm. En coffret 110/220 volts avec enrouleuse et bras.
Prix (franco : 470 F) 450,00 F

2 visionneuses MURAY, super luxe - Super 8 - 110/220 V

(franco : 285 F) 270,00 F

La même en 16 mm

..... 270,00 F

15 cisailles MURAY, 25 cm.

..... 96,00 F

5 déchiqueteuses

..... 160,00 F

2 cisailles FRIOX, 26 cm

(franco : 180 F) 320,00 F

2 saphirs B, 4,8/150

(franco : 325 F) 320,00 F

2 saphirs BX, 5,6/105

(franco S.N.C.F. : 325 F) 320,00 F

2 saphirs B, 5/105

(franco : 325 F) 300,00 F

2 cisailles SPEED, 45 cm

(franco : 320 F) 450,00 F

2 cisailles SPEED, 60 cm

(S.N.C.F. : 480 F) 160,00 F

3 margeurs PLANOKA, 50 x 60

(franco : 180 F) 160,00 F

PROJECTEURS DANY Super 8

Lampe 150 W, 110/220 V, marche AV/AR, arrêt sur image, chargement autom., valise formant écran de télévision de 16,5 x 22 cm, ou projection normale sur écran. Convient parfaitement pour publicité.
Prix (franco 580 F) 550 F

Visionneuse S8 (franco 143 F) ... 135 F

Visionneuse 8 et S 8, 110/220, grand écran (franco 190 F) 180 F

50 Flashs électroniques

« TOSHIBA » « MAXIM 35 »

110/240 volts. Livré avec chargeur et 4 accus cadmium-nickel rechargeables sur secteur. Fonctionne sur secteur ou sur pile.

Sacrifié à (franco : 310 F) .. 300,00 F

25 Posemètres électroniques

« TOSHIBA » « EE 110 »

Indication du temps de pose par voyant lumineux. De 6 à 6400 ASA de 15 secondes à 1/4 000 de seconde.

Pour photo et cinéma.

Sacrifié à (franco : 150 F) .. 145,00 F

10 Titreuses UNIVERSAL MURAY

8 mm, 125 volts, complète avec ses accessoires au

Prix incroyable de 110,00 F

(franco : 125 F)

10 Visionneuses ciné KIRAV

8 mm, 110 volts. Avec bras. En coffret. Véritablement donné

pour (franco : 165 F) 150,00 F

La même en 16 mm 200,00 F

(franco : 215 F)

15 Visionneuses MURAY

Type « PORTAY »

8 mm, 110 volts, pour seulement 100,00 F

(franco : 110 F)

AGRANDISSEURS NEUFS SOLDES

Avec objectif

M1 - 24 x 36 179 F

M2 - 24 x 36 couleur 280 F

M3 - 24 x 36, 6 x 6 coul. (2 objectifs) 430 F

M4 - 6 x 6 couleur, avec Rodenstock 75 mm 340 F

Supplément expédition 25 F

MONTAGES D'ALIMENTATION RÉGULÉE A CIRCUIT INTÉGRÉ

INTRODUCTION

LES montages d'alimentation régulée sont connus depuis très longtemps, car leur emploi était nécessaire dans de nombreuses applications et principalement dans les ensembles de mesure ou ceux à performances très précises.

La régulation est le palliatif des inconvénients résultant de la variation de certaines caractéristiques de la source d'alimentation et, aussi, des caractéristiques de l'appareil à alimenter, fonctionnant dans des conditions différentes selon ses diverses applications. La principale cause des variations de la tension d'alimentation obtenue à l'aide d'un montage d'alimentation non régulée est, dans le cas d'une alimentation sur secteur, la variation de la tension de ce dernier.

Si la tension alternative du secteur varie dans un sens, la tension continue d'alimentation, obtenue par redressement et filtrage, sera modifiée dans le même sens, comme il ressort de l'examen de la figure 1 :

En effet si e_p = tension alternative appliquée au primaire P du transformateur TA augmente, par exemple, il en sera de même de e_s = tension alternative fournie par le secondaire aux diodes D₁ et D₂ de redressement. De ce fait, la tension redressée E₁, apparaissant aux bornes de C₁ sera également plus élevée. La tension E₂ aux bornes de C₂, augmentera aussi mais non seulement à cause de l'augmentation de e_p , e_s et E₁, mais aussi en fonction du courant I, consommé par l'appareil alimenté et représenté sur ce système par la résistance équivalente R_L. En effet, si E₁ est la tension aux bornes de C₁, on aura :

$$E_2 = E_1 - RI$$

ce qui prouve que E₂ dépend de E₁ et de I, en supposant que la résistance de filtrage R soit constante.

En réalité, il faudrait tenir également compte des résistances r_p du primaire, r_s du secondaire de TA, r_d des redresseurs.

De ce qui précède, on constate que le dispositif régulateur devra tenir compte, aussi bien de la tension du secteur que de la consommation de l'appareil dont R_L est l'équivalent.

Rappelons que si un appareil nécessite une tension d'alimentation de E volts et qu'il consomme, avec cette tension, un courant de I ampères, sa résistance équivalente est R_L = E/I ohms.

Si, pour une raison quelconque, l'appareil consomme plus, par exemple I₁ > I ampères, la résistance R aura une nouvelle valeur R'_L = E/I₁ et R'_L < R_L. E₂ devient E'₂.

De ce fait, E'₂ = E₁ - RI₁, donc tension plus petite que E₂.

Cela produit une certaine régulation. En effet, lorsqu'un appareil consomme plus, la tension fournie par l'alimentation passe de E₂ à E'₂ < E₂ et comme, en général, une diminution de la tension d'alimentation entraîne une diminution du courant consommé, celui-ci deviendra I₂ < I₁, ce qui fera remonter un peu la tension de sortie.

Un montage simple de **régulation de charge**, c'est-à-dire de régulation contre la variation de R_L, est de monter aux bornes de l'appareil (donc de R_L) une résistance fixe R_b de valeur réduite par rapport à R_L.

Soit par exemple

$$R_L = \frac{12}{0,1} = 120 \Omega$$

(avec appareil nécessitant 12 V sous 0,1 A).

Montons aux bornes de R_L une résistance fixe R_b = 60 Ω par exemple. La nouvelle consommation sera alors de 0,1 A pour l'appareil (ou R_L) et de 0,2 A pour R_b, mais comme R_b est fixe, une variation de R_L influera moins que précédemment sur la tension de sortie de l'alimentation. Ce procédé est d'autant meilleur que R_b est faible. Son grand inconvénient est, évidemment, l'augmentation considérable de la consommation. Dans notre exemple, elle passe de 100 mA à 300 mA et il faudrait établir, dans ces conditions, une alimentation trois fois plus importante pour le courant.

Remarquons toutefois que ce mode de régulation, valable uniquement comme régulation de charge, peut être adopté lorsque la consommation I est très faible. Certains dispositifs électroniques peuvent consommer quelques milliampères, par exemple 3 mA.

Dans ce cas, augmenter la consommation jusqu'à 10 mA et même 20 mA, ne présente pas d'inconvénient, même si l'alimentation se fait sur pile.

A noter aussi, que dans de nombreux montages consommant peu, on a incorporé une ampoule témoin, par exemple de 6 V 0,3 A. Elle servira aussi de « régulatrice » et il sera alors déconseillé de l'enlever ou de ne pas la remplacer lorsqu'elle sera hors d'usage.

La meilleure solution de régulation est toutefois l'emploi de régulateurs électroniques.

Ceux à transistors sont excellents, mais actuellement, il est beaucoup plus simple d'utiliser des circuits intégrés, associés ou non à des transistors, pour augmenter les possibilités de l'alimentation.

L'emploi de CI (circuits intégrés) simplifie le travail de montage, le schéma du dispositif, le dépannage éventuel et, en général, réduit le coût du matériel nécessaire pour réaliser l'alimentation désirée. Bien entendu, à l'intérieur, les CI sont compliqués, mais ce qui intéresse le praticien utilisateur, c'est ce qui se passe à l'extérieur du CI.

Remarquons que parmi les CI pour régulation, il en existe qui sont encore plus simples à utiliser que les premiers, car ils ne possèdent que trois points de

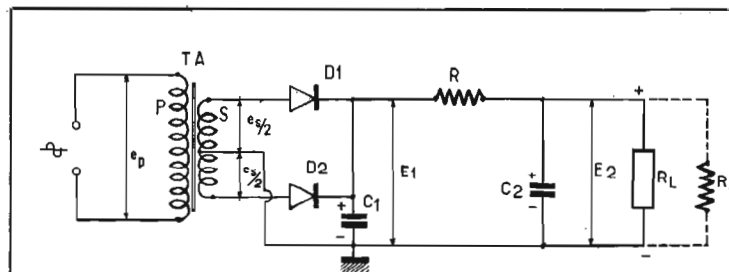


Fig. 1

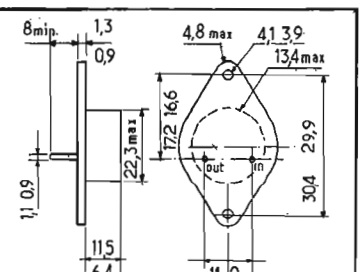


Fig. 2

branchement. De ce fait, ces CI dits, tripolaires, ou à trois bornes, ne nécessitent que très peu de composants discrets (= extérieurs).

Voici quelques données générales sur ces régulateurs et des montages pratiques d'emploi dans diverses applications.

LES REGULATEURS TRIPOLAIRES

Dans cette catégorie il y a lieu de distinguer trois séries : la première comprend les régulateurs TBA625A, TBA625B et TBA625C. La deuxième comprend les types L131, L129. La troisième comprend les circuits intégrés L036, L037.

Dans chaque série, les CI ont le même boîtier. Les trois boîtiers sont différents selon la série.

Ces régulateurs se distinguent aussi par leur dissipation de puissance, les tensions maximales admissibles à l'entrée, les températures de stockage et d'emploi. Tous ces semi-conducteurs cités dans cet article sont des SGS (voir référence à la fin de cet article).

LA SERIE L036 L037, L005

A la figure 2 on donne le schéma intérieur de ces CI. Il est facile de voir qu'il n'y a que trois points de branchement : à l'entrée V_{in} , à la sortie V_{out} et le commun, à la masse.

Il est très important de savoir que le boîtier est un JEDEC T03 représenté à la figure 3, avec toutes les dimensions en millimètres.

Nos lecteurs connaissent certainement ce boîtier. Il est intégralement métallique, sauf aux sorties effectuées à travers des perles isolantes, par des tiges, correspondant à l'entrée V_{out} et à la sortie V_{out} . Le boîtier lui-même représente le contact de masse donc, **sauf cas spécial**, il n'y aura pas lieu d'isoler le boîtier du châssis métallique de l'appareil d'alimentation.

Sur la figure 3 on a représenté le CI avec les deux tiges IMP et OUT orientées vers l'observateur. A noter qu'elles sont en ligne et disposées **au-dessous** de l'axe horizontal de symétrie du dispositif. Dans ce cas, le contact « OUTPUT » est à gauche et « INPUT » à droite.

Pour la fixation sur un châssis métallique, percer quatre trous : deux pour la fixation et deux, plus grands, pour le passage des

fils, sans que ceux-ci entrent en contact avec le châssis. Des trous de 3 ou 4 mm de diamètre donneront toute sécurité contre les court-circuits.

CARACTERISTIQUES MAXIMA

(à ne pas dépasser)

Pour cette série on a :
Tension d'entrée 27 V.

Puissance dissipée à l'air libre et à 25 °C : 3,25 W.

Puissance dissipée avec radiateur infini : 12,75 W.

Température de stockage : - 55 °C à + 150 °C.

Température de fonctionnement : 0 °C à + 70 °C.

Les courants de sortie maxima sont :

L005 > 600 mA

L037 > 450 mA

L036 > 500 mA

La grande différence entre ces trois régulateurs réside dans la tension de sortie, dépendant bien entendu, de celle normale à appliquer à l'entrée.

Pour le L005 : tension de sortie 4,75 - 5 - 5,25 V, la première valeur étant la valeur minimum, la deuxième la valeur nominale (dite typique) et la troisième la valeur maximum.

Pour le L036 : 11,4 - 12 - 12,6 V.

Pour le L037 : 14,5 - 15 - 15,75 V.

SCHEMA PRATIQUE D'APPLICATION

Il est donné à la figure 4. Ce schéma est valable pour les trois CI, mais les caractéristiques des composants à utiliser sont différentes. Dans tous les cas, indiquons que TA est le transformateur d'alimentation dont le primaire doit être adapté ou adaptable à la tension du secteur dont on dispose. Le secondaire est symétrique et doit donner la tension e_s , sur l'intégralité de cet enroulement.

La valeur de e_s dépend des résistances des enroulements primaire et secondaire du transformateur adopté, des diodes et du courant consommé par l'« utilisation », c'est-à-dire R_L ou l'appareil qu'elle représente, à brancher entre la masse et le point V_{out} .

En général E_1 est de l'ordre de 0,6 à 0,8 fois $e_s/2$, donc on prendra :

$$E_1 = 0.3 \text{ à } 0.4 \text{ fois } e_s$$

Exemple : $E_1 = 10$ V, donc e_s est comprise entre $10/0,3 = 33$ V et $10/0,4 = 25$ V. Chaque secondaire aura une prise médiane et sur chaque demi-secondaire la tension alternative sera $e_s/2$. Par exemple $33/2 = 17,5$ V efficaces ou $25/2 = 12,5$ V efficaces.

La tension E_2 est déterminée d'après celle de E_1 , exigée en tenant compte des caractéristiques du régulateur choisi, d'ailleurs pour la tension continue de sortie E_2 .

CAS DU CI TYPE L005

Ce CI est spécialement étudié pour fournir la tension continue réglée de 5 V nominal, nécessaire dans de nombreux montages logiques à circuits intégrés TTL.

Nous donnons au tableau ci-après ses caractéristiques en fonctionnement normal.

Ces caractéristiques présentent un très grand intérêt pour l'emploi de l'alimentation réglée à réaliser.

On voit que la tension de sortie sera, selon les échantillons du CI utilisé, comprise entre 4,75 et 5,25 V. Supposons qu'elle est de 5 V avec l'échantillon utilisé par l'expérimentateur.

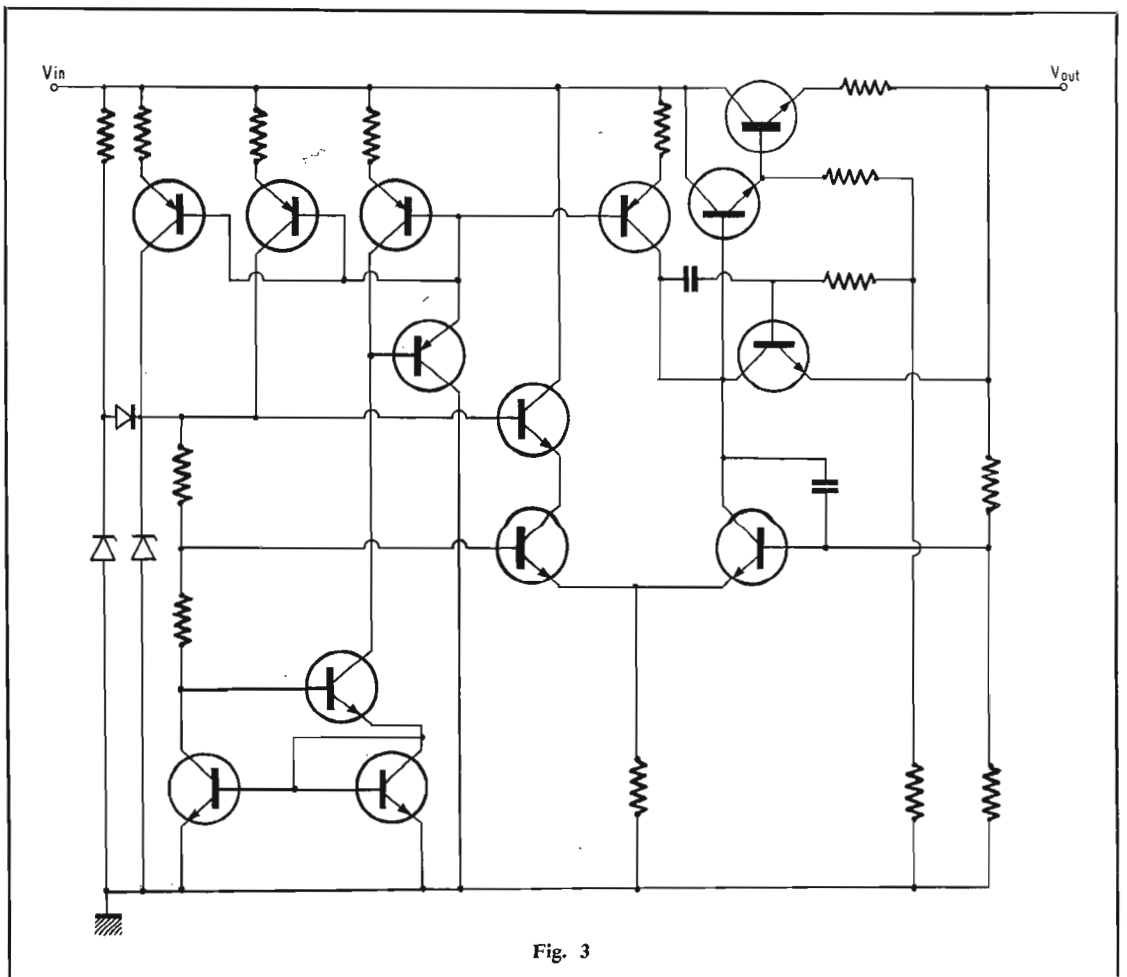


Fig. 3

TABLEAU I

| Paramètre | CONDITIONS | MIN. | TYP. | MAX. | UNITÉ |
|------------------------------|---|------|-------|-------|-------------|
| Tension de sortie | $V_{in} = 7,5 \text{ V à } 20 \text{ V}, C_2 = 10 \mu\text{F}, I_L = 10 \text{ mA}$ | 4,75 | 5 | 5,21 | V |
| Rég. de charge | $V_{in} = 12 \text{ V}, I_L = 0 \text{ à } 600 \text{ mA}$ | — | 0,3 | 1 | % |
| Courant régulé de sortie | $V_{in} = 12 \text{ V}, \Delta V_{out}/V_{out} \leq 1 \%$ | 600 | 850 | — | mA |
| Courant de sortie maximal | $V_{in} = 12 \text{ V}$ | — | 930 | 1 200 | mA |
| Résistance de sortie | $V_{in} = 12 \text{ V}, I_L = 0,6 \text{ A}$ | — | 15 | — | mΩ |
| Rég. de ligne | $V_{in} = 7,5 \text{ V à } 12 \text{ V}, C_L = 10 \mu\text{F}, I_L = 10 \text{ mA}$ | — | 0,1 | 0,5 | % V_{out} |
| Réjection de ronflement | $\Delta V_{in} = 4 \text{ V}, f = 100 \text{ Hz}$ | 46 | 62 | — | dB |
| Courant de repos | $V_{in} = 20 \text{ V}, I_L = 0$ | — | 9 | — | mA |
| Coefficient de température | | — | 0,003 | — | %/°C |
| Courant de court-circuit | $V_{in} = 12 \text{ V}, V_{out} = 0$ | — | 190 | 250 | mA |
| Tens. de souffle à la sortie | $V_{in} = 12 \text{ V}$ | — | 0,07 | — | mV |

Il est clair que dans ces conditions :

Si V_{in} varie entre 7,5 V et 20 V, la tension de sortie V_{out} se maintiendra à 5 V. Les conditions sont $C = 10 \mu\text{F}, I = 10 \text{ mA}$, donc avec une consommation réduite.

La caractéristique suivante est la régulation de charge. La tension d'entrée est fixée à 12 V et le courant consommé par l'appareil varie de 0 à 600 mA. Dans ce cas, la tension de sortie obtenue, par exemple de 5 V, variera normalement de 0,3 % (15 mV) et, dans le cas le plus défavorable de 1 % (50 mV).

On en conclut que la variation de V_{out} sera très faible, car dans la plupart des cas, le courant de sortie n'aura pas à varier de 0 à 600 mA, dans l'emploi de cette alimentation avec un appareil déterminé. Elle convient aussi, comme alimentation autonome de 5 V utilisable avec des appareils différents. Ensuite, le tableau I nous apprend que le courant maximum de sortie, pouvant être obtenu de sortie, $V_{in} = 12 \text{ V}$, est compris entre 930 (normal) et 1 200 mA (max.), donc de l'ordre de l'ampère, mais il ne faudra pas dissiper plus qu'il n'est permis.

La résistance de sortie est de 15 mΩ (milliohm). Le courant au repos (avec $I = 0$), est de 9 mA. Le courant, en court-circuit à la sortie, est compris entre 190 et 250 mA.

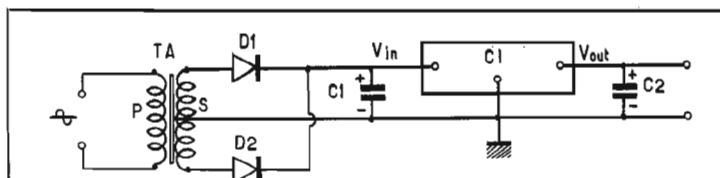


Fig. 4

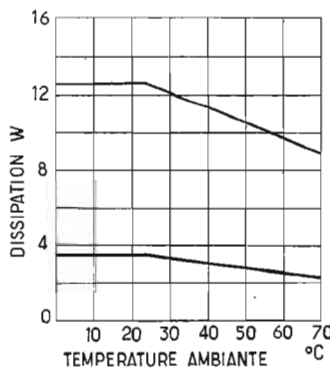


Fig. 5

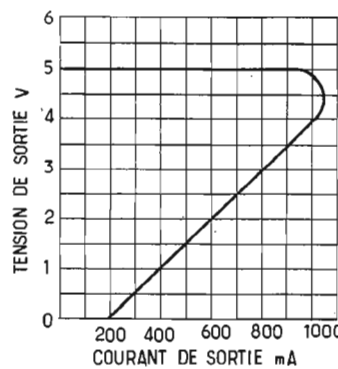


Fig. 6

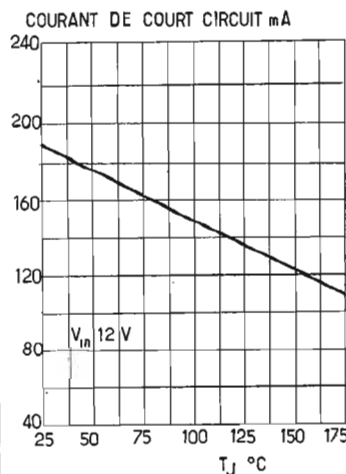


Fig. 7

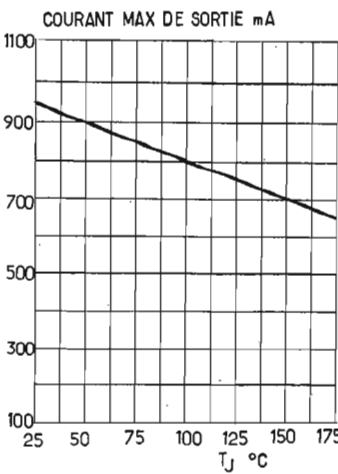


Fig. 8

Voici maintenant quelques courbes qui aideront le technicien à concevoir l'alimentation qu'il désire construire.

Figure 5 : Ces courbes donnent en ordonnées la dissipation utile maximale en fonction de la température ambiante (en abscisses). La courbe supérieure avec radiateur infini (pratiquement de très grande surface), la courbe inférieure sans aucun radiateur.

Il est intéressant de constater que jusqu'à vers 25 °C (depuis 0°) la puissance dissipable est constante et qu'au-dessus de 25° ou, 30°, la puissance dissipable permise, diminue, évidemment. A la figure 6, on donne la tension de sortie en fonction du courant de sortie (en abscisses). La constance de la tension, due à la régulation se manifeste, à 5 V, nominal, jusqu'à 85 mA.

On voit sur la figure 7, une variation linéaire du courant de court-circuit, en fonction de la température de jonction T_j . Ce courant diminue lorsque T_j augmente.

La figure 8 montre que le courant de sortie maximum admissible (en ordonnées), décroît lorsque T_j augmente. Cette variation est linéaire. Dans les deux dernières mesures, la tension d'entrée était de 12 V.

Passons maintenant aux deux autres CI de la même série que le L005, qui vient d'être étudié.

CI TYPE L036

Ce CI est de même présentation que le précédent, son schéma intérieur est celui de la figure 2 et son brochage celui de la figure 3.

Toutes ces courbes ont la même allure que celles du L005 : en particulier, la courbe figure 5 est identique pour le L036 et le L005. Les autres courbes ont des valeurs numériques différentes, aux abscisses et aux ordonnées, mais les mêmes formes.

Comme schéma pratique de montage, on adoptera celui de la figure 4, mais en tenant compte des données suivantes :

Tension de sortie : 12 V nominal (min. 11,4 ; max. 12,6 V). Lorsque la tension d'entrée varie entre 14,5 V et 27 V.

CI TYPE L037

Il diffère des deux autres par la tension régulée de sortie de 15 V (min. 14,25 V, max. 15,75 V) pour une tension d'entrée de 17,5 V à 27 V.

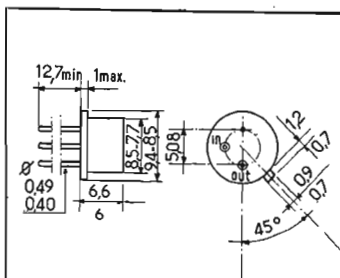


Fig. 9

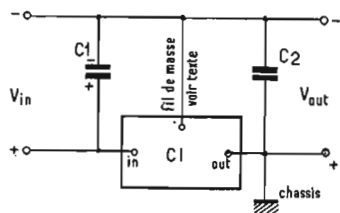


Fig. 10

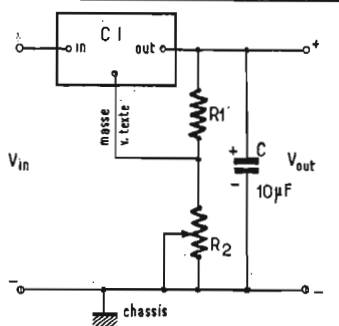


Fig. 11

On voit qu'avec ces trois CI, on pourra réaliser des alimentations régulées très simples pour 5, 12 ou 15 V et cela avec des courants maxima de l'ordre de 450 mA et plus.

Voici maintenant des indications sur les CI de la série comportant les types TBA625-A, TBA625-B et TBA625-C.

CI TBA625-A

Le schéma intérieur de ce CI est celui de la figure 3. Le boîtier du TBA625-A est donné par la figure 9 et on voit qu'il a une forme et des dimensions différentes des boîtiers des CI décrits plus haut. En raison de ses dimensions plus réduites, les courants maxima seront plus réduits, mais encore très avantageux dans de multiples applications.

Le CI comporte trois fils, dont la figure 9 indique le brochage, avec les fils vers l'observateur : masse en haut, reliée au boîtier métallique, entrée au milieu et à gauche, sortie en bas. Les fils d'entrée et de sortie sortent à travers des perles isolantes et au montage on veillera à ce qu'aucun court-circuit ne se produise avec le châssis métallique éventuel.

Les dimensions sont données en millimètres.

Ce CI peut se monter avec radiateur « infini » ou sans radiateur.

Les principales caractéristiques sont :

Courant de sortie > 100 mA.
Régulation de charge ≤ 1%.
Réjection de ronflement 60 dB nominal.

Protection contre surcharges et courts-circuits.

L'emploi de ce CI peut s'effectuer selon plusieurs schémas, dont nous donnons ci-après quelques-uns.

Le plus simple est identique à celui de la figure 1. C'est évidemment un régulateur de tension

dit positif, car la masse est au négatif.

A la figure 10, on trouvera le schéma d'une alimentation et régulation « négative ». On a simplement inversé les polarités des deux électrochimiques. Le fil de « masse » est toujours au - de la tension, mais si la « masse » de l'appareil, c'est-à-dire le châssis métallique est au +, le fil de masse du CI sera isolé de ce châssis, en même temps que le boîtier avec lequel ce fil est en contact.

Les condensateurs seront de 10 μF ou plus.

Un montage qui ne manquera pas d'intéresser les lecteurs, est celui de la figure 11, permettant d'obtenir une tension de sortie

réglable. Rappelons d'abord, qu'avec les montages des figures 1 et 10, la tension de sortie est de 5 V (4,75 min., 5,25 max.), pour une tension d'entrée de 8 à 20 V. Le courant maximal est de 150 mA nominal (130 min. et 200 max.), avec $V_{in} = 12$ V.

En adoptant le montage de la figure 11, la tension de sortie sera réglable, grâce à R_2 de 250 Ω (résistance variable de 0 à 250 Ω) entre 5 V (R_2 à zéro) et 9 V (R_2 à 250 Ω).

La valeur de R_1 est 430 Ω et $C = 10$ μF.

Voici les données numériques de ce montage :

$$V_{out} = 5 \text{ à } 9 \text{ V.}$$

$$V_{in} = 16 \text{ V.}$$

$$I \text{ réglé } > 80 \text{ mA.}$$

A La Boîte aux Disques

7-9-11, rue de la Monnaie 59000 Lille - tél. : 55-32-48

La nouvelle platine Pioneer PL 12 D

Elle a bousculé les valeurs établies pour s'affirmer la meilleure platine du marché en moins d'un an. Entraînement du plateau par courroie. Antiskating magnétique. Bras en S. Cellule Ortofon. Prix (complète avec cellule) : 995 F TTC



Les meilleurs spécialistes conseillent
les meilleurs matériels.
Et ils ont le label
Musique Diffusion Française.



R sortie = 100 milliohms environ.

La valeur de R_{out} est donnée en fonction de R_{in} par la formule :

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_G R_2$$

dans laquelle I_G est le courant passant par le fil de « masse » du circuit intégré, fil non connecté à la masse dans ce montage. Au sujet de ce fil, il est évident qu'il devra être isolé du châssis métallique du montage sinon R_2 serait en court-circuit et il n'y aurait que 5 V à la sortie.

TBA625-B

Analogue au type A, ce CI donne nominalement 12 V à la sortie. Il a le schéma intérieur de la figure 3, le boîtier de la figure 9 et se monte selon les schémas des figures 1, 10 et 11, avec le fil de « masse » et le boîtier isolés dans les montages des figures 10 et 11. Pour 12 V à la sortie (11,4 min. et 12,6 max.), la tension d'entrée pourra varier entre 15 et 27 V. Capacités de 10 μF courants de 120 - 150 - 200 mA (avec $V_{in} = 21$ V).

Dans le cas du montage de la figure 11 :

$$V_{in} = 24 \text{ V.}$$

$V_{out} = 12$ à 15 V réglable avec R_2 .

$R_2 = 150$ Ω (résistance variable de 0 à 150 Ω).

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$I \text{ réglé } > 80 \text{ mA.}$$

R sortie = 100 milliohms environ.

TBA625-C

Comme les deux précédents, pris avec tension nominale de sortie de 15 V (min. 14,25 V, max. 15,75 V) pour une tension d'entrée de 18 à 27 V.

Courant de sortie 120 - 150 - 200 mA avec $V_{in} = 24$ V.

Montages à adopter : fig. 1, fig. 10, et fig. 11.

Pour ces montages capacités de 10 μF ou plus.

Pour celui de la figure 11, en particulier :

$$V_{in} = 25 \text{ V.}$$

$$V_{out} = 15 \text{ à } 17 \text{ V.}$$

$$I \text{ réglé } > 80 \text{ mA.}$$

R sortie = 100 milliohms environ.

$$R_2 = 150 \Omega.$$

$$R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega.$$

Dans un autre article, nous décrirons ces montages de la série L129, L130 et L131 de la même fabrication.

Références : documents SGS-ATES (à Paris).

F. JUSTER.

un simple détecteur de gaz

L'UTILISATION toujours accrue de gaz dans les différentes applications domestiques et industrielles, les générateurs de gaz toxiques, tels que les moteurs d'automobile représentent un danger permanent d'explosion ou d'asphyxie. L'installation d'un appareil permettant de déceler ces risques est plus que jamais opportune.

La dénomination « détecteur de gaz » n'est pas tout à fait exacte. Un détecteur de gaz, en effet, doit réagir à tous les gaz, y compris l'air, étant donné que ce fluide est constitué d'un mélange de gaz.

Le détecteur de gaz, selon le but que nous nous proposons dans cette description, doit indiquer dans quelle mesure la présence d'un gaz est dangereuse ; dans cette application, il constitue un instrument très utile. En indiquant, par exemple, la quantité d'oxyde de carbone qui peut se former dans l'air à cause d'une imparfaite combustion, ou bien la présence d'un mélange explosif, le détecteur de gaz permet d'éviter des catastrophes.

Naturellement un bon détecteur doit pouvoir fournir l'indication du danger avant que les

limites de sécurité soient dépassées ; dans notre cas, cette indication est obtenue par l'allumage d'une lampe rouge.

Le détecteur de gaz dont nous reprenons la description de la revue hollandaise Radio-Bulletin peut fonctionner pour les applications mobiles avec un accumulateur de 6 V ; bien entendu, si on dispose d'un accumulateur de 12 V, on peut effectuer une prise pour avoir une tension de 6 V. Dans le cas d'applications domestiques ou de la protection d'immeubles, il est nécessaire de disposer d'une alimentation qui puisse délivrer un courant de 1 A environ.

L'élément essentiel de l'appareil est constitué par un semi-conducteur sensible aux gaz. Ce composant, en présence d'une certaine concentration de gaz est capable de délivrer un signal électrique. Le semi-conducteur est constitué d'oxydes métalliques type N, c'est-à-dire d'oxyde de zinc, d'étain, etc. L'activation de cet élément s'effectue au moyen de deux pôles incorporés parmi lesquels l'un est porté à l'incandescence, tandis que l'autre se comporte comme une anode. Sous

l'influence normale de l'atmosphère et avec le filament non incandescent, le semi-conducteur présente une certaine résistance. Quand le fil devient incandescent, la résistance augmente jusqu'à un point correspondant à la mise en condition de fonctionnement. A ce moment, le semi-conducteur est capable de mesurer les différentes concentrations de gaz.

Les semi-conducteurs sensibles aux gaz peuvent être obtenus auprès de la Metronix B.V. Post Office Box 74, Harderwijk 2970 Hollande et sont fournis dans les modèles suivants :

H10 : Ce type est très sensible à tous les gaz combustibles. Toutefois, son application est limitée parce que sa mise en condition de fonctionnement est longue (10 mn environ) tandis que sa stabilité n'est pas aussi bonne que pour les autres types.

BM10 : Possède une sensibilité moyenne avec une bonne stabilité. Convient pour tous les types de gaz inflammables.

BL10 : Ce type, grâce à sa bonne stabilité, convient pour les instruments de mesure de précision.

CM10 : Sensiblement identique au BM10 ; toutefois la sensibilité

à l'oxyde de carbone est supérieure, tandis que le BM10 a une plus grande affinité pour le méthane.

CL10 : Ce type est plus sensible à l'oxyde de carbone qu'aux autres gaz. Les dimensions sont données figure 1. Le schéma complet du détecteur représenté à la figure 2 utilise le circuit intégré SN7413N constitué de deux triggers de Schmitt à quatre portes NAND.

Une porte est utilisée comme multivibrateur à travers un couplage R_2 avec l'entrée. Une autre entrée est pilotée au moyen d'un diviseur comprenant le semi-conducteur sensible au gaz.

La tension de repos est réglable au moyen de R_3 . Si à un certain moment, une certaine concentration de gaz atteint CL10, la tension augmente sur la porte. A cet instant le trigger se déclenche et le multivibrateur commence à osciller. La seconde porte NAND est utilisée comme commutatrice de sorte que son signal de sortie peut être utilisé directement pour interrompre un transistor NPN. Pour cette raison, la lampe disposée dans le collecteur fonctionne à une fréquence d'environ 20 Hz.

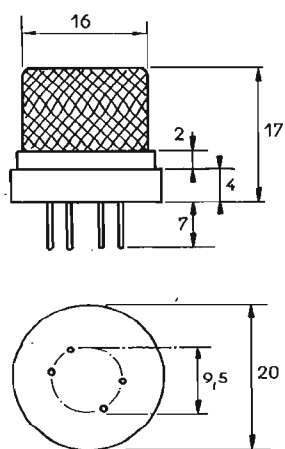


Fig. 1

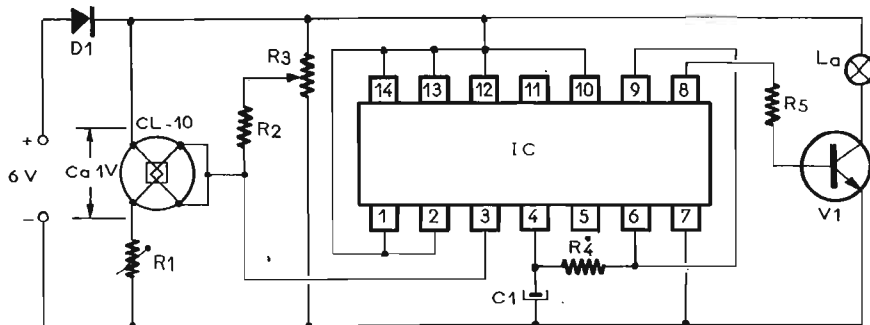


Fig. 2

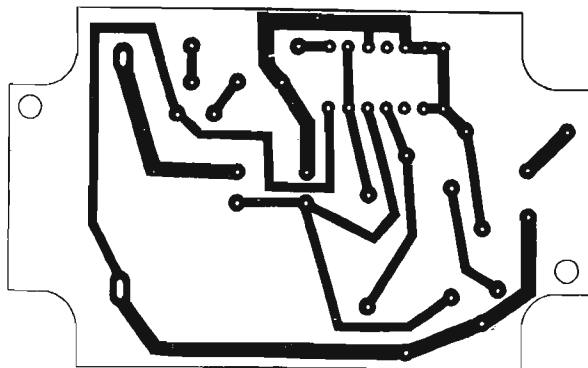
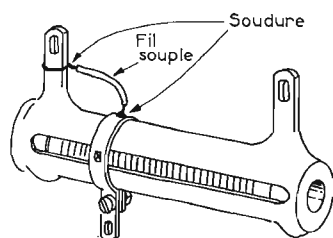


Fig. 3



Régulation

Fig. 6

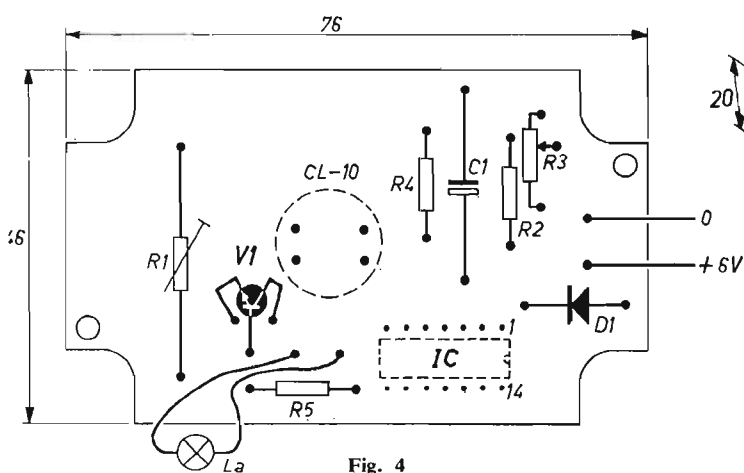


Fig. 4

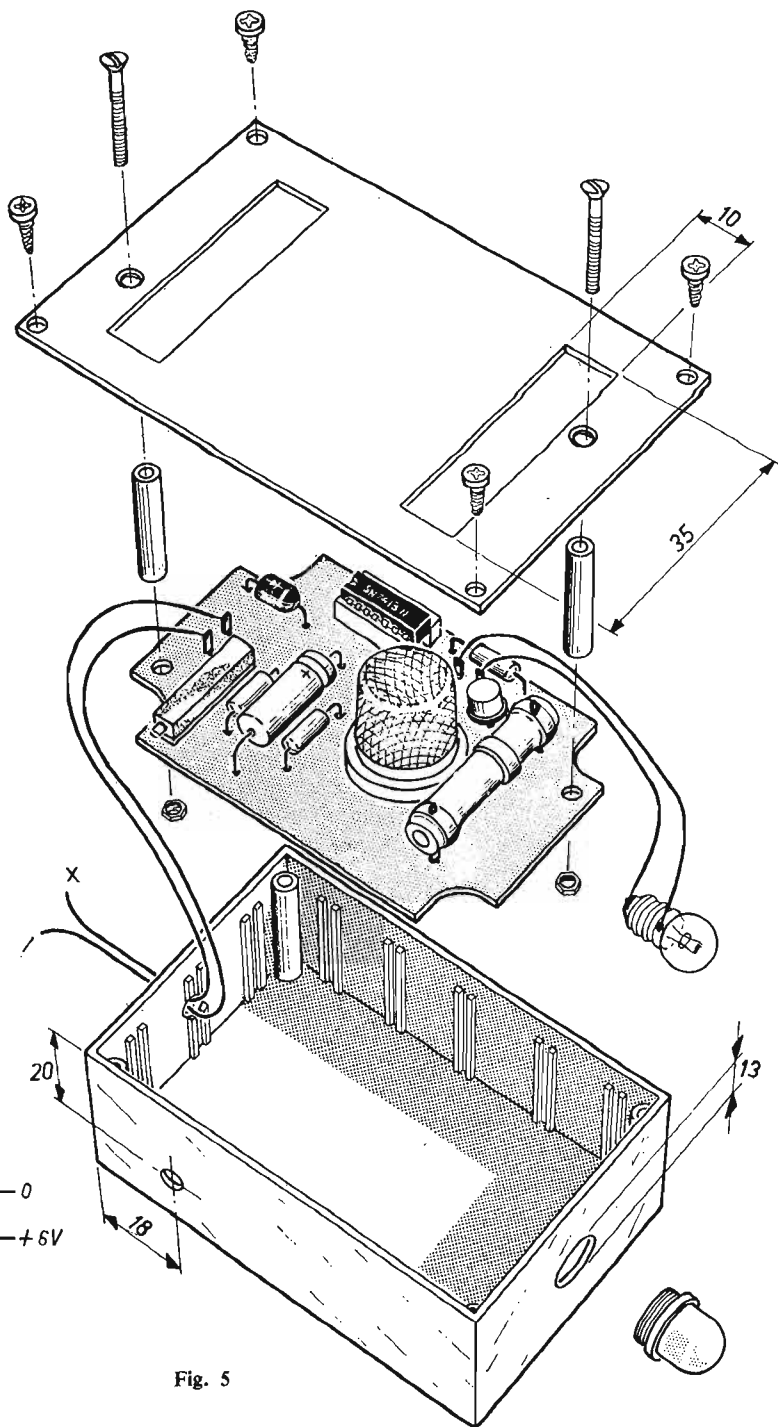


Fig. 5

La diode D_1 protège le circuit contre une involontaire intervention entre positif et négatif. En outre, si la tension d'alimentation augmente, par exemple au cours de la charge de l'accumulateur, celle-ci empêche que la tension maximale admissible soit dépassée. Le circuit est monté sur une plaquette à circuit imprimé de 76×46 mm représentée grandeur nature côté cuivre à la figure 3, la disposition des éléments étant donnée figure 4. Cette plaquette est fixée avec deux entretoises

au panneau frontal du boîtier. Comme on peut le voir sur la vue explosée de la figure 5, deux ouvertures sont pratiquées dans ce panneau pour la circulation de l'air. Au moyen de la résistance R_1 qui dissipe environ 3 W, l'air est réchauffé et s'écoule du boîtier par l'ouverture supérieure. Il se forme ainsi une circulation d'air autour du semi-conducteur sensible. Une ouverture pratiquée dans le boîtier permet le réglage de la sensibilité (R_2) tandis qu'une autre permet

le passage des fils d'alimentation. Pour la lampe on utilise deux fils rigides qui la maintiennent dans sa position. Le réglage de R_1 s'effectue avant la mise en place définitive (Fig. 6).

La vue explosée de la figure 5 donne toutes les indications pour le montage. Pour une meilleure présentation, on pourra disposer à l'avant une grille protectrice, à condition, cependant que celle-ci ne ralentisse pas la circulation d'air.

Le potentiomètre R_3 est réglé

de manière que la lampe se déclenche dès que le détecteur est prêt à être utilisé.

F.H.

Liste des composants : R_1 : résistance à fil réglable de 10Ω 6 W. R_2 : 470Ω 1/3 W. R_3 : pot. semi fixe de 500Ω . R_4 : 330Ω 1/3 W. R_5 : $1,8 \text{ k}\Omega$ 1/3 W. C_1 : élect. $100 \mu\text{F}$ 6 V. V_1 : transistor BC107B. IC : circuit intégré SN7413N. D_1 : diode BY127. La : lampe de 3,2 V 0,2 A. CL10 : voir texte.

L'AMPLIFICATEUR

BST CA30

LA stéréophonie est au goût du jour, le nombre impressionnant de fabricants de disques éditant en gravure universelle le prouve.

Il est possible d'écouter la stéréophonie sur un simple électrophone, seulement, les fréquences basses et aiguës sont souvent assez mal reproduites. Il y a donc écoute stéréophonique mais incomplète.

B.S.T. avec le CA30 a voulu démocratiser la Haute-Fidélité, en créant un appareil à la portée de toutes les bourses et permettant ainsi à un maximum de gens d'écouter leurs enregistrements favoris dans d'excellentes conditions.

Le CA30 B.S.T. est un appareil de synthèse étudié à partir d'enquêtes faites auprès de professionnels de la Hi-Fi.

Les possibilités de l'ampli CA30 peuvent être accrues avec le mélangeur MM10-B.S.T., autorisant le fondu enchaîné de 2 PU Mag comme cela ce fait en discothèque.

Le CA30 B.S.T. peut recevoir sur les sorties H.P., le synthétiseur Ambio-quadri AE4C qui accroît l'effet spatial sur 4 enceintes.

DONNEES TECHNIQUES DU CONSTRUCTEUR

Puissance efficace : 2×15 W sur 8Ω (60 W IHF).

Distorsion harmonique : 0,6 % puissance nominale.

Bande passante : 20 Hz à 30 kHz.

Entrées : PU Mag : 3 mV/47 k Ω (RIAA) ;

PU Crystal : 150 mV/500 k Ω .

Tuner : 400 mV/100 k Ω .

Magnétophone : (Play) 500 mV



L'amplificateur CA30



Le tuner amplificateur CAT40



Le tuner amplificateur CAT60

/100 k Ω DIN ; (Record) 30 m V DIN - 150 mV RCA.

Microphones : 1,8 mV/50 k Ω .

Sorties : haut-parleurs : 4-16 Ω (8 Ω préconisé) ; casque : 8 Ω ; prises AC : 220 V/50 Hz.

Cotes : 375 \times 275 \times 125 mm. 125 mm.

Poids : 5,3 kg.

Filtre haut : protection des enceintes.

Filtre bas :

Affichage lumineux des fonctions sélectionnées.

Deux paires d'enceintes commutables séparément ou simultanément.

AMPLI TUNER CAT40

Puissance eff. : 2×20 W sur 8Ω , 70 W IHF.

Distorsion harmonique : 0,6 %.

Bande passante : 20 Hz à 32 kHz.

Entrées : PU Mag 3 mV/47 k Ω (RIAA).

Magnétophone : Play 500 mV, 100 k Ω DIN ; Record 30 mV.

Microphone : 1,8 V/50 k Ω .
Sortie HP : 4, 16 Ω (8 Ω préconisé).

Deux paires d'enceintes commutables, séparément ou simultanément.

Tuner : PO/AM, FM Mono/FM MPX.

Avec décodeur et indicateur stéréo, S/mètre d'accord Fin.

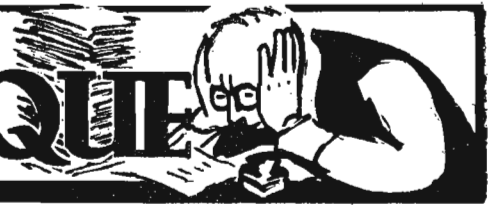
Antenne : FM - 300 Ω , AM - incorporée.

Affichage lumineux.

CAT60 : mêmes caractéristiques que CAT40 mais 2×30 W eff. sur 8Ω .

Cet appareil est couvert par une garantie sur tout le réseau français B.S.T., Bisset-B.S.T., 30-32, quai de la Loire, tél. 607-79-30 ; 37-39, avenue Jean-Jaurès, tél. 607-06-03, 75019 Paris.

notre COURRIER TECHNIQUE



Par R.A. RAFFIN

RR - 9.28. — M. Jean-Paul Gaurand, 42-Saint-Etienne.

1° Pour répondre à votre récente lettre de demande de renseignements, sachez qu'il y a deux procédés pour amener à 52Ω l'impédance d'une antenne de 75Ω :

a) Soit déplacement du premier directeur par rapport au radiateur (rapprochement dans le cas présent); voir « l'Emission et la réception d'amateur », p. 583;

b) Soit modifier l'espacement entre les éléments constituant le radiateur replié (rapprochement également); voir p. 594.

D'une façon plus générale, voyez également à partir de la page 719. Par ailleurs, dites-vous bien que la désadaptation 52/75 n'est pas alarmante; le plus souvent, on n'en tient pas compte, car pratiquement cela ne change que peu de choses. Il y a fréquemment des désadaptations plus importantes... que l'on ignore...

2° Antenne fictive. Voyez p. 526, figure XIII-12 A ou B.

RR - 9.29. — M. Michel Bretet, 13-Marignane.

1° Concernant le schéma de « vu-mètre » de la figure 7, p. 107, n° 1304 :

a) $C_1 = C_2 = 1 \mu F$ est un minimum; on peut monter 4,7 ou $10 \mu F$;

b) Pol peut être remplacé par deux résistances de 4,7 k Ω rigoureusement égales en valeur (mesurées à l'ohmmètre);

c) On peut augmenter la sensibilité en diminuant R_3 et R_4 (valeurs égales).

2° Ce « vu-mètre » de balance est valable quels que soient les éléments constituant la sortie des amplificateurs.

3° L'utilisation se fait comme suit : l'amplificateur est constitué en monophonie (deux canaux réunis); on passe un disque quelconque à un volume sonore moyen normal. Pour le réglage de l'équilibrage des canaux, agir sur le potentiomètre de balance de l'amplificateur; faire en sorte que l'aiguille du « vu-mètre » reste à zéro. Le réglage est terminé et l'on peut repasser en stéréo.

RR - 9.30. — M. André Blanchette, 34-Montpellier.

1° Un voltmètre électronique peut remplacer un contrôleur universel. Dans le cas d'intensités élevées, des shunts externes

sont généralement requis. Pour l'appréciation des millivolts, il faut choisir un millivoltmètre électronique (lequel fait aussi, bien sûr, voltmètre électronique).

2° Un oscilloscope 5 MHz peut convenir pour la TV; mais un modèle ayant une largeur de bande de 7 MHz pour l'amplificateur vertical est préférable.

3° Les générateurs BF de classe « sortent » toujours sur une très basse impédance (60 à 100 Ω); de ce fait, on peut y relier **directement** n'importe quelle entrée d'amplificateurs BF, car ces entrées présentent toujours une impédance supérieure. On peut toujours connecter une charge utilisatrice d'impédance **supérieure** à celle de la source (générateur), alors que l'inverse n'est pas vrai.

4° Nous vous conseillons de demander (de notre part, si vous le voulez) le catalogue complet des Ets Metrix, B.P. 30, 74-Annecy.

RR - 9.31. — M. Charles Guibon, 88-Epinal, nous demande des précisions complémentaires au sujet du tuner FM à comptage d'impulsions décrit dans le numéro 1202.

1° La « self de correction TV » utilisée dans le montage de la figure 2, page 96, du n° 1202, n'est pas critique; elle peut facilement être confectionnée par l'amateur en bobinant une cinquantaine de tours de fil fin de cuivre émaillé sur le corps d'une résistance de 10 k Ω 1 W servant de support.

2° Transistor 2SC287 \times BF180 (chez la R.T.C. par exemple).

RR - 9.32. — M. André Fuzeau, 63-Clermont-Ferrand. Panne d'un téléviseur (son normal; écran sombre).

Il n'est évidemment pas possible de préciser à **distance** la raison de la panne de votre téléviseur, faute de pouvoir y procéder à des mesures précises et systématiques. En fait, si le défaut se situe certainement au niveau de la base de temps « lignes », il n'en demeure pas moins que des causes différentes se traduisent par les mêmes effets. Nous ne pouvons donc que vous suggérer la vérification ou l'essai de remplacement des organes ou circuits suivants parmi les pannes possibles :

a) Dérèglement total de la fréquence « lignes » ou oscillateur « lignes » ne fonctionnant pas;

b) Tube de puissance « lignes » défectueux; vérifier également sa tension d'écran (grille 2);

c) Diode de récupération (HT gonflée) défectueuse;

d) Condensateur de récupération en court-circuit;

e) Court-circuit partiel, total, ou intermittent, soit dans le transfo de sortie « lignes » et THT, soit dans les bobines de déviation horizontale du déflecteur.

Pour plus de détails impossibles à donner dans le cadre de cette rubrique, veuillez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage-mise au point-améliorations des téléviseurs », 5^e édition (Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 9.33. — M. Yvon Bourgues, 08-Mézières. Déparasitage d'un dispositif à triac.

On peut utiliser et réaliser une bobine de déparasitage pour un circuit à triac en enroulant à spires jointives et en couches successives du fil de cuivre émaillé de 10 à 12/10 de mm sur un bâtonnet de ferrite de 10 à 12 mm de diamètre. Enrouler le maximum de tours... pour obtenir le maximum d'efficacité.

EXCEPTIONNEL



BATTERIES SOLDEES
pour défauts d'aspect
VENDUES AU TIERS DE LEUR VALEUR

avec échange d'une vieille batterie

EXEMPLES : 2 CV. Type 6 V 1 **44.15**
4 L. Type 6 V 2 **51.60**
Simca. Type 12 V 8 **69.95**
R 8 - R 10 - R 12 - R 16-204
304. Type 12 V 9 **70.80**
403 - 404 - 504. Type 12 V 10 **78.80**

Tous autres modèles disponibles

VENTE SUR PLACE UNIQUEMENT

ACCUMULATEURS ET EQUIPEMENTS

2, rue de Fontarabie, 75020 PARIS

Tél. : 797.40.92

et en PROVINCE :

Angoulême : tél. (45) 95.64.41
Aix-en-Provence : tél. (91) 28.92.36
Bordeaux : tél. (56) 86.40.54
Valence : tél. (75) 43.11.80
Chalon-sur-Saône : tél. (85) 48.30.39
Dijon : tél. (80) 30.91.61
Nevers : tél. (83) 68.02.32
Evreux : tél. (32) 33-50-78
Grenoble : tél. (76) 96.53.33
Lyon : tél. (78) 23.16.33 et 72.40.59
Mantes : tél. 477.53.08 - 477.57.09
Montargis : tél. (38) 85.29.48
Nancy : tél. (28) 52.00.11
Pau : tél. (59) 33.15.50

UNE OCCASION UNIQUE
DE VOUS EQUIPER A BON MARCHÉ...

RR - 9.34. — M. Roger Cailaud, 03-Moulins.

Il n'est pas question de modifier le chargeur automatique d'accumulateurs décrit à la page 278 du n° 1374, pour une tension de 4,8 V d'une part, ou pour des intensités de l'ordre de 50 mA, d'autre part.

A toutes fins utiles, nous vous rappelons que la charge des petits accumulateurs cadmium-nickel pour radiocommande à fait l'objet d'un article publié à partir de la page 56 du n° 1286

RR - 9.35 — M. Serge Delprat, 80-Amiens.

Nous vous précisons, qu'à titre personnel ou individuel, nous n'établissons aucun plan de câblage, mais uniquement des schémas.

En ce qui concerne le récepteur FM 67 - 87 MHz que vous recherchez, nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire d'en établir un schéma... Il suffit de prendre le schéma de n'importe quel récepteur ou tuner FM ordinaire 88 - 100 MHz. Pour atteindre la bande 67 - 87 MHz qui vous intéresse, il suffira de refaire les bobinages, accord et oscillateur en conséquence.

La prédétermination des nouveaux bobinages peut se faire d'après la conception et les valeurs des composants connexes de la tête VHF qui sera utilisée.

RR 9.36. — M. François Chauvet, 01-Bourg-en-Bresse.

1° On ne peut pas remplacer un tube cathodique 23 FP 4 qui est un tube à angle de déviation

de 110° et à concentration électrostatique par un tube MW 43-22 qui est à angle de déviation de 70° et à concentration magnétique. En outre, les dimensions d'encombrement sont totalement différentes.

Si votre tube cathodique 23 FP 4 est défectueux, il faut obligatoirement le remplacer par un autre de même type ou, à la rigueur, par un type similaire (23 AQP 4 ; 23 KP 4 ; 23 VP 4).

2° Nous n'avons pas le schéma de votre téléviseur. Il faut le demander, soit directement au constructeur, soit à un revendeur dépositaire de la marque.

RR - 9.37. — M. Guy Chaumeton, 90-Belfort.

1° Nous n'avons pas de schéma tout prêt de régulateur de température électronique pour 800 - 1 100°. Une étude spéciale est nécessaire.

A toutes fins utiles, nous vous signalons la description faite à la page 87 du n° 1198 du Haut-Parleur. Pour des températures élevées, comme cela est dit dans le texte, il faut utiliser une jauge à résistance de platine (ou canne pyrométrique) appropriée à la gamme des températures à contrôler, et modifier le pont R1-R2-Pot. en conséquence (selon les caractéristiques de la jauge adoptée).

2° On peut effectivement faire une régulation d'intensité, mais la tension en sortie ne reste constante que s'il s'agit par exemple d'un chargeur de batterie avec accumulateur en tampon. Par contre, si l'utilisation est constituée par une résistance variable ou par une charge varia-

ble quelconque, la tension ne peut pas rester constante. On ne peut pas refaire la loi d'Ohm...

RR - 9.38. — M. Jean-Pierre Leong, 84-Avignon, nous demande des précisions complémentaires au sujet du générateur BF décrit dans l'ouvrage *L'Emission et la Réception d'amateur* (7^e édition).

Les résistances CTN utilisées dans ce montage sont de fabrication R.T.C.

Néanmoins, nous devons vous signaler que nous avons finalement obtenu une plus grande stabilité de fréquence dans le temps et une meilleure linéarité dans la réponse « amplitude / fréquence » en modifiant notre appareil comme suit :

a) Suppression de CTN₁ ; remplacée par 10 kΩ 0,5 W carbone.

b) Suppression de CTN₂ et de son condensateur de 2 μF.

c) Suppression de la résistance de 2,2 kΩ de cathode de V₁ ; remplacée par 3 ampoules subminiatures connectées en série type 3 V, 8 mA, modèle 23802 de Dyna (36, avenue Gambetta, Paris (20^e).

RR - 9.39. — Mme Josette Pignat, 37-Tours.

1° Présentement, il existe deux associations de radio-amateurs ; ce sont :

a) Réseau des Emetteurs français (R.E.F.), 60, boulevard de Bercy, Paris (12^e).

b) Union des Radio-Clubs, 32, avenue Pierre-I^{er}-de-Serbie, Paris (8^e).

2° Vous pourriez acquérir un véritable récepteur de trafic OC

chez Vareduc-Comimex, 2, rue Joseph-Rivière, (92) Courbevoie.

3°) A la page 990 de notre ouvrage *L'Emission et la Réception d'amateur*, vous avez une liste des principales abréviations. En outre, nous vous précisons que :

RX = récepteur (ou RCV).

SSB = émission et réception à bande latérale unique de modulation ou B.L.U.

DSB = émission et réception à deux bandes latérales de modulation avec porteuse réduite.

CB = citizens band (bande 27 MHz des radiotéléphones).

RR - 9.40. — M. Patrick Rémy, 38-Grenoble.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de flashes électroniques ; à ce sujet, vous pourriez, par exemple, consultez nos numéros suivants :

1035 - 1041 - 1060 - 1066 - 1097 - 1202 - 1207 - 1351.

Néanmoins, nous devons dire que la réalisation actuelle d'un flash électronique par l'amateur ne présente plus aucun intérêt... Les fabrications allemandes ou japonaises que l'on trouve maintenant sur le marché, sont moins chères que l'achat des composants nécessaires en pièces détachées...

RR - 9.41. — M. Fernand François, 29-Quimper.

L'immatriculation européenne du tube 6 BY 7 est EF 85. Mais attention, le tube 12 BY 7 ne correspond pas au 6 BY 7 en chauffage 12 V ; il s'agit d'un



AKAI®

champion incontesté de la vidéo et de la hi-fi

AUDITORIUM HI-FI

MAISON FONDÉE EN 1912

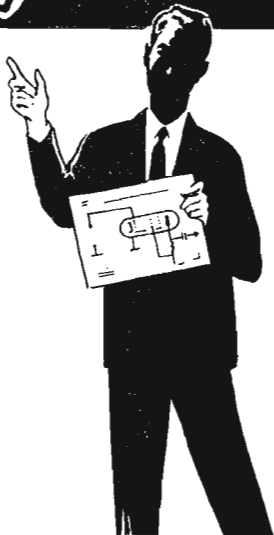
11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

1^{ère} Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

● Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.

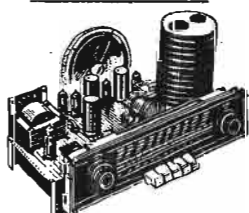
● Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE
POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES
AU TITRE DE LA FORMATION
CONTINUE



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS MERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

Documentation seule gratuitement sur demande.

Documentation + 1^{ère} leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,50 (France)
- contre 2 coup.-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

Etablissement privé

Enseignement à distance tous niveaux (Membre du S.N.E.C.)

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS

(Métro : Sentier)

Téléphone : 231-18-67

tube tout à fait différent (caractéristiques brochage, fonctions) et il n'a pas de correspondance.

RR - 9.42. — M. Raymond Meillier, 30-Nîmes.

Il est bien certain qu'un tube cathodique couleur s'épuise comme un tube cathodique noir et blanc, et même souvent plus rapidement.

Néanmoins, avant d'entreprendre son remplacement (si le contraste est déficient), il faut s'assurer que *tout* est normal *par ailleurs* : tensions aux électrodes du tube cathodique ; gain de la section luminance vidéo (composants, lampes, etc.) ; détection ; gain des sections UHF, CF, MF image, etc.

Si vous n'êtes pas professionnel ou amateur averti, il est évident que tout ceci est du domaine d'un technicien.

RR - 9.43. — M. Jean-Jacques Dumoulin, 62-Calais.

Les caractéristiques du tube cathodique type DG 13-34 ont été publiées dans notre numéro 1256, page 165, auquel nous vous demandons de bien vouloir vous reporter.

Mais nous n'avons pas de schéma d'oscilloscope utilisant particulièrement ce tube.

Néanmoins, nous pensons que vous pourriez vous inspirer de l'un de nombreux schémas d'oscilloscopes que nous avons déjà publiés, en l'adaptant éventuellement par quelques modifications simples si nécessaire, au tube cathodique que vous souhaitez employer.

RR - 9.44. — M. Gérard Pilon, 14-Caen, possède un téléviseur qui présente les défauts suivants :

a) pannes intermittentes du son (craquements, coupures) ;
b) lors de la mise en service, l'image est très foncée et ne s'éclaircit que très lentement (10 à 15 minutes).

Au sujet de votre téléviseur, et en ce qui concerne le premier défaut (panne dans le son), nous ne pouvons rien vous dire de précis

à distance, sans examen possible, d'après les seules indications que vous nous donnez. Cela peut être un condensateur de liaison BF qui se coupe ou une lampe déficiente, par exemple.

Pour le second défaut, il conviendrait tout d'abord d'essayer de remplacer le *tube vidéo*. Si le défaut persiste, c'est le tube cathodique qui doit être défectueux (mauvais vide ou émission cathodique épuisée).

RR - 10.01. — M. Jean Mâti, 31-Toulouse.

Dans sa lettre, notre correspondant M. Le Roux nous avait demandé le type d'un tube cathodique susceptible de remplacer le 24 ALP 4 (voir réponse RR-4.62), et non pas 21 ALP 4. Or, le tube 24 ALP 4 ne figure pas dans nos documentations.

Mais peut-être y a-t-il eu erreur de la part de M. Le Roux, et s'il s'agissait du tube 21 ALP 4, il pourrait effectivement se remplacer par le type 21 ATP 4.

RR - 10.02. — M. Audry Cornano, 75010 Paris.

Le récepteur Sharp type FV-1800 se contente d'une antenne assez réduite pour les bandes « ondes courtes » ; il ne convient d'ailleurs pas d'utiliser une antenne trop importante sous peine de transmodulation sur l'étage d'entrée.

Il est tout à fait anormal que vous ne puissiez même pas recevoir les stations anglaises avec ce récepteur, et ce n'est certainement pas une grande antenne qui apporterait une solution.

A notre avis, votre récepteur doit comporter une déficuosité (résistance, condensateur, bobinage, transistor, etc.). Ou bien, il est totalement déréglé, désaligné. Le cas échéant, il conviendrait de faire examiner votre appareil par un radiotechnicien compétent.

RR - 10.03. — M. Frédéric Cytrona, 52 - Saint - Dizier - le-Neuf.

Correspondances des transistors japonais :

2SB54 = AC125, AC151, AC122 (PNP).

2SB56 = AC132, AC152, AC131 (PNP).

2SA468 = AF117, AF127 (PNP).

C372 = inconnu.

RR - 10.04. — M. Richard Kowal, 1, rue Jean-Jacques-Rousseau, 54860-Haucourt, recherche le schéma du récepteur ITT-Océanic modèle PONY-S.

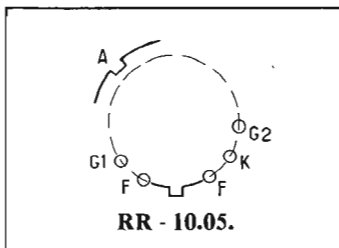
Le cas échéant, nous prions nos lecteurs de se mettre en relation directement avec notre correspondant à l'adresse indiquée.

RR - 10.05-F. — M. Jean-Jacques Batom, 57-Creutzwald.

L'immatriculation de votre tube cathodique étant partiellement effacée, nous ne pensons pas que vous l'ayez identifié correctement ; en effet, le type 17A2P4A ne figure pas dans nos documentations.

Ne s'agirait-il pas plutôt du type 17BP4A ?

A toutes fins utiles, nous vous indiquons les caractéristiques de ce dernier : Chauffage = 6,3 V 0,6 A ; piège à ions = 31 gauss ; Va = 16 kV ; Vg² = 300 V ; Vg¹ = - 125 V max. ; brochage, voir figure RR - 10.05.



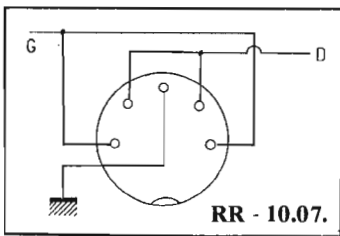
RR - 10.06. — M. Jean-Marie Brassart, 62-Barlin.

Vous ne pouvez pas utiliser votre préamplificateur à l'avant de votre amplificateur (schémas joints à votre lettre) puisque le premier est alimenté avec le (-) à la masse, et le second avec le (+) à la masse.

Ou alors, il vous faut prévoir deux alimentations distinctes.

RR - 10.07-F. — M. Sylvestre Humbrecht, 75014 Paris.

1° En ce qui concerne votre téléviseur, nous vous avons répondu dans le n° 1424, page 331, référence RR - 6.57.



Sur le schéma publié, veuillez noter que la flèche de l'émetteur doit être inversée et que cet émetteur doit être également relié au sommet de la bobine marquée « choc ».

Nous ne voyons pas à quel appareil de **téléphone** pour **sourds-muets** vous faites allusion...

Attention aussi au condensateur d'effacement du retour de trame (claqué ou ayant des fuites internes anormales).

Nous pensons au télex, bien que cet appareil ne soit pas destiné a priori à cet usage. La transmission s'effectue à l'aide d'un clavier de machine à écrire ; à la réception, le message s'inscrit « en clair » sur une bande de papier. L'appareillage est évidemment d'un fonctionnement réversible et utilise des lignes téléphoniques ordinaires.

Le tube cathodique peut également se trouver « bloqué » si la tension de récupération appliquée est insuffisante ; vérifiez donc également ce circuit et notamment le condensateur de récupération (si ce condensateur est claqué, la tension récupérée prend généralement la même valeur que celle de la HT normale).

De ce fait, un tel dispositif pourrait donc convenir à des sourds-muets.

Nous ne pouvons cependant pas être plus précis, faute de pouvoir examiner le schéma de votre téléviseur en vous indiquant exactement les circuits ou éléments à vérifier.

2° Nous regrettons de ne pas pouvoir être plus rapide. Le service du courrier technique est surchargé ; les demandes sont de plus en plus nombreuses et nous respectons l'ordre chronologique de celles-ci. Encore que nous passons sous silence dans cette rubrique les innombrables lettres des lecteurs auxquels nous répondons directement... La totalité des pages de la revue n'y suffirait pas !

RR - 10.09. — M. Kurt Boley, 13011 Marseille.

Nous ne possédons pas le schéma du récepteur B38 datant de 1944 ; nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

RR - 10.10. — M. Arnaud Colombier, 62-Laventie.

1° L'électrophone dont vous nous entretenez est une fabrication destinée à la vente par les magasins dits « à grande surface ». De ce fait, nous craignons que vous ne puissiez pas vous procurer facilement les pièces détachées qui vous sont nécessaires. Le cas échéant, essayez de vous renseigner auprès de l'établissement qui a vendu l'appareil.

RR - 10.12. — M. Jean Garouste, 57-Metz.

Nos documentations nous indiquent que le tube cathodique type 17DLP4 peut se remplacer par les types 17DSP4 et 17EBP4 ; mais elles ne nous renseignent pas sur les caractéristiques électriques de ces tubes.

RR - 10.14 — M. Guy Mercier, 47-Allemands-du-Dropt.

La réponse à votre demande de renseignement a été publiée sous la référence RR - 6.47-F, à la page 331 du n° 1424. Nous vous prions de nous excuser pour le délai de réponse important dû à la surcharge de ce service (voir réponse précédente RR - 10.07).

3° En général, le brochage des fiches DIN à 5 broches pour les entrées BF est celui que nous représentons sur la figure RR - 10.07 (socle femelle vu côté câblage). Mais il n'y a là aucune obligation ; certains constructeurs font une utilisation différente des broches.

RR - 10.08. — M. Guillaume Revel, 77-Chelles.

1° La réponse à votre première demande a été publiée sous la référence RR - 5.07, page 313, n° 1420.

2° En ce qui concerne votre dernière lettre se rapportant au récepteur décrit dans le n° 1078, page 69, voici les renseignements demandés :

a) Un casque d'une résistance de l'ordre de 250 Ω peut convenir ;

b) La tension d'alimentation est de 4,5 à 6 V ;

c) La diode est du type AA119 ou similaire.

2° Qu'appellez-vous **correcteur CCIR** pour **magnétophone** ? Nous connaissons seulement les **adaptateurs CCIR** pour **téléviseurs**...

3° D'ici quelque temps, la Librairie Parisienne de la Radio (43, rue de Dunkerque, 75010 Paris) va sortir deux ouvrages Cours élémentaire et Cours moyen de radiotechnique dans lesquels le calcul des filtres est abordé. En outre, divers cas plus particuliers, tels que différents correcteurs BF par exemple, ont déjà été examinés dans nos diverses publications.

RR - 10.13. — M. Jean Laville, 38-Echirolles, nous demande des renseignements concernant le dépannage d'un téléviseur.

D'après les explications contenues dans votre lettre, il semble bien que le tube cathodique soit « bloqué ». En d'autres termes, la tension sur la grille de commande (G¹) doit être trop négative **par rapport à la cathode**. Nous vous conseillons donc de vérifier les divers composants se rapportant au circuit de commande de luminosité (résistance coupée ou ayant changé de valeur, potentiomètre, etc.).

RR - 10.15. — Mme M. Doirat, 87-Oradour-sur-Glane, recherchait les caractéristiques du tube cathodique Telefunken type DBM 16.14.

M. Fred Plouvier, 77-Fontainebleau a bien voulu nous communiquer ces renseignements. Nous le remercions vivement et nous les reproduisons ci-dessous :

Tubes DBM16.14, DGM16.14 DNMI16.14, DPM16.14.

RR - 10.11. — M. Gaston Marcos, 33-Mérignac.



marantz®

« We sound better »

AUDITORIUM HI-FI

MAISON
FONDÉE EN 1912

11-13, cours Lieutaud - MARSEILLE

Téléphone : 47.53.60 - 47.54.07 - 48.51.16

STOCK PERMANENT POUR TOUS NOS MODÈLES

Mêmes prix qu'à Paris - Livraison gratuite dans toute la région de Marseille

Diamètre : 169 mm.
 Déviation : $D_1 D_2$ 63 V/cm ;
 $D_3 D_4$ 60 V/cm.
 Longueur : 425 mm.
 Caractéristiques d'utilisation :

$U_F = 4$ V ; $I_F = 500$ mA ;
 $U_{a1} = 1\ 500$ V ; $U_{a2} = 7\ 500$ V
 $U_{g3} = 350 \dots 500$ V ; $U_{g2} = 320$ V
 $U_{g1} = -70 \dots -15$ V.

Pas de schéma de brochage ;
 par contre, une signification des électrodes :

- 1 - a
- 2 - D_{11}
- 3 - D_{211}
- 4 - D_{31}
- 5 - D_{41}
- 6 - D_{411}
- 7 - D_{311}
- 8 - D_{211}
- 9 - D_{111}
- 10 - g_2
- 11 - g_{311}
- 12 - f_{11}, k_{11}
- 13 - g_{111}
- 14 - f_{11}
- 15 - f_1, k_1
- 16 - g_{11}
- 17 - f_1
- 18 - g_{31}

RR - 10.16. — M. Georges André, Gendarmerie 14035 Caen-Cedex, nous adresse la lettre ci-dessous :

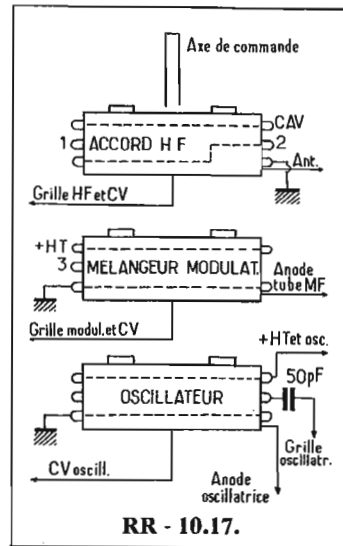
J'ai lu dans la rubrique des questions qu'une personne recherchait le schéma du récepteur S 600 B Polytop.

Je suis tout disposé à lui fournir tous les renseignements demandés.

A cet effet, cette personne pourrait se mettre en rapport avec moi-même à l'adresse ci-dessus ou en m'écrivant au Radio-Club de la Grâce de Dieu à Caen, Caisse d'allocations familiales, rue de Saint-André.

RR - 10.17-F. — M. Michel Le Baron, Nouméa (Nouvelle-Calédonie) nous demande le schéma de branchement et d'utilisation du bloc de bobinage type Colonial 63.

La figure RR - 10.17 montre comment se présente pratiquement le bloc « Colonial 63 » ; pour plus de clarté, nous avons représenté les trois sections accord HF, mélangeur-modulateur et oscillateur, en vue éclatée. La correspondance des cosses de connexions est mentionnée directement sur le dessin.



Avec un condensateur variable de 3×96 pF, nous avons :

1 = libre ; 3 = libre ; 4 = libre ; les trois cages du CV 3×96 pF sont reliées respectivement aux connexions marquées « grille HF et CV », « grille modul. et CV » et « CV oscill. ».

Si l'on utilise un CV de $3 \times (130 + 360)$ pF, nous avons : 1 = une cage de 360 pF ; 3 = une cage de 360 pF ; 4 = une cage de 360 pF ; les trois cages de 130 pF chacune sont reliées aux

cosses indiquées précédemment pour le CV de 3×96 pF.

Dans tous les cas, la cosse n° 2 doit être reliée à la masse, ceci lorsqu'on utilise une antenne ordinaire à descente unifilaire. Par contre, si l'on emploie une antenne doublet, la descente bifilaire se connecte aux cosses « antenne » et « 2 », ladite cosse n'étant évidemment plus reliée à la masse.

RR - 10.18. — M. Henri Fevre, 21-Beaune.

Le transistor MOS-FET type 6634-A ne figure pas sur le catalogue R.T.C.

Si vous êtes certain qu'il est fabriqué par cette firme, il doit alors s'agir d'une fabrication destinée à une utilisation particulière et faite sous cette immatriculation spéciale pour la firme utilisatrice.

De toute façon, nous ne possédons pas les caractéristiques de ce transistor, ni son brochage, ni sa fréquence limite de fonctionnement, et nous vous prions de vous adresser directement à la R.T.C., 130, avenue Ledru-Rollin, 75540 Paris-Cedex 11.

A NICE 53, Av. Jean-Médecin (Plein centre)

Un grand choix d'appareils haute fidélité.

Un service après-vente assuré.

Les prix les plus bas de la région.

Royal Confort

VOUS PROPOSE TOUTE LA GAMME  SCIENTELEC

1 ampli SCIENTELEC EM 15

1 platine DUAL CS 12

2 enceintes SCIENTELEC 2 voies

L'ENSEMBLE

1 950 F

1 ampli SCIENTELEC CLUB A 40

1 platine SCIENTELEC CLUB P

2 enceintes SCIENTELEC EOLE 250 S

L'ENSEMBLE

3 780 F

1 ampli SCIENTELEC EM 20

1 platine DUAL CS 22

2 enceintes SCIENTELEC EOLE 150 S

L'ENSEMBLE

2 680 F

DEMANDE DE DOCUMENTATION

A adresser 53, Av. Jean-Médecin - NICE

Je desire recevoir une documentation SAE

NOM _____

ADRESSE _____

HP élec. 73

RR - 10.19-F. — M. Guy Chantelot, 76-Yvetot, recherchait les caractéristiques du circuit intégré type SN74H74N.

Nous avons reçu plusieurs lettres de lecteurs à ce sujet ; nous les remercions tous très vivement.

Voici les renseignements que nous avons pu recueillir sur ce circuit intégré :

Il s'agit d'un circuit intégré TTL, double bascule « D » (double flip-flop) à haute vitesse, similaire au type SN7474. En fait, la lettre H intercalée signifie qu'il s'agit d'un circuit **rapide**, c'est-à-dire montant à une fréquence supérieure à celle du SN7474 : Fréquence max. = 35 ou 43 MHz... (selon les documentations !) au lieu de 25 MHz pour le SN7474.

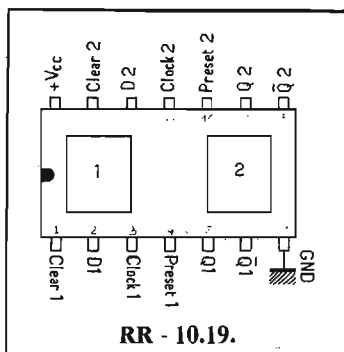
Consommation = 75 mW par bascule (au lieu de 30 mW).
Température de fonctionnement : min. = 0° C ; nom. = 25° C ; max. = 70° C. Alimentation + Vcc = + 5 V.

Temps d'impulsion d'horloge : 15 ns min.

Temps d'impulsion de preset : 25 ns min.

Temps d'impulsion de clear : 25 ns min.

Brochage : Voir figure RR - 10.19.



RR - 10.19.

RR - 10.20. — M. Guy Ménager, 75019 Paris.

Nous ne possédons pas de schéma simple du convertisseur 50 Hz/60 Hz destiné à alimenter sur le réseau électrique français une pendulette prévue pour un secteur de 60 Hz. Nous pensons que la solution la plus élégante consisterait à remplacer le petit moteur synchrone de cette pendulette par un moteur similaire prévu pour 50 Hz naturellement.

RR - 10.21. — M. Georges Rakotoarisoa à Tananarive.

Contrairement à ce que vous supposez, on ne peut pas dire que les transistors AL103, AC117 et AC175 soient des types **tout récemment sortis...**

Voici les renseignements demandés concernant ces transistors :

AL103 : PNP ; Vcb = 100 V max. ; Vce = 40 V max. ; P. tot. = 30 W max. ; Ic = 6 A max. ; Hfe = 40 pour Ic = 1 A.

AC117 : PNP ; Vcb = 32 V max. ; Vce = 18 V max. ; Ic = 1 A max. ; P. tot. = 260 mW max. ; Hfe = 120 pour Ic = 50 mA ; correspondants = AC153K ; AC128K ; AC180K.

AC175 : PNP ; Vcb = 25 V max. ; Vce = 18 V max. ; P. tot. = 260 mW max. ; Ic = 2 A max. ; Hfe = 165 pour Ic = 50 mA ; correspondants : AC176K, AC187K, AC180.

RR - 10.22. — M. Joseph Mer ville, Neufchâteau (Belgique).

La dérive de fréquence que vous observez sur l'accord uniquement lors des réceptions sur la gamme FM ne peut être due

qu'à l'oscillateur de l'étage changeur de fréquence de cette gamme. La déféctuosité est donc parfaitement localisée.

Si le remplacement du tube ECC85 de cet étage est inopérant, il faut vérifier les composants connexes : résistances changeant de valeur par échauffement (cas fréquent), condensateurs, bobinage.

RR - 10.23. — M. Guy Christofol, 13014 Marseille.

Nous ne pouvons pas vous indiquer avec précision ce qu'il convient de faire pour relier votre téléviseur à l'entrée de votre magnétophone ; il nous faudrait les schémas des deux appareils pour que nous puissions vous représenter le schéma de la liaison.

Nous pouvons simplement vous dire qu'il faut relier la détection « son » de votre téléviseur à l'entrée du magnétophone. Pour cela, sur le côté « chaud » de la résistance de détection, il faut souder un condensateur de l'ordre de 20 nF en série avec une résistance (valeur à déterminer pour tenir compte de l'impédance d'entrée plus faible du magnétophone). L'extrémité de la résistance aboutit donc à l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire d'un fil blindé en liaison (blindage relié à la masse) ; par ailleurs, les masses des deux appareils sont reliées ensemble.

RR - 10.24. — M. Patrick Rodange, 77-Chelles.

Nous n'avons pas de schéma simple et bon marché d'un oscillateur de 300 W sur une longueur d'onde de 11 mètres.

Une étude spéciale serait nécessaire ; mais nous ne pouvons pas vous garantir que le montage sera de la simplicité que vous espérez.

De plus, il faudrait nous indiquer **avec précision** les applications auxquelles est destiné cet oscillateur...

Ensuite, en ce qui concerne le prix de revient de l'appareil, il vous appartiendra de consulter des revendeurs de pièces détachées et de demander l'établissement d'un devis pour les fournitures.

RR - 10.25. — M. Jean-Yves Quere, 29-Primelin.

1° Nous ne possédons pas les caractéristiques et brochage du tube EL520 ; la documentation R.T.C. 1973-74 s'arrête à EL519...

2° La diode redresseuse type SFR264 ne figure plus sur le catalogue Sescosem (du moins sous cette ancienne immatriculation). En examinant le montage où elle est utilisée, on doit pouvoir aisément déterminer le type de remplacement (nouvelle immatriculation) présentant des caractéristiques similaires, et susceptible de convenir.

RR - 10.26-F. — M. Roger Le nicolais, 91-Sainte-Geneviève-des-Bois.

1° Des montages Vox pour enregistreurs ont été décrits dans nos numéros 1260 (page 118), 1313 (page 168) et dans *Radio-Pratique*, numéro 1386 ; nous vous prions de bien vouloir vous y reporter. Nous n'avons pas d'autres schémas à vous proposer pour le moment..

rien ne ressemble à la nouvelle G 101 P

Précise - Sûre - Compacte...

... elle est déjà le choix du connaisseur et de l'homme de goût

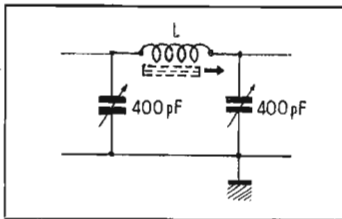


- Moteur synchrone 16 pôles à grand couple de démarrage.
- Transmission par courroie.
- Lève-bras/abaisse-bras hydraulique, réglable.
- Bras à 2 contrepoids + coquille enfichable (appui de 0 à 5 g).
- Correcteur de force centripète original.
- Rumble - 60 dB.
- Wow et Flutter : mieux que 0,15 %.

G 101 P LIGNE BASSE - PERFECTION TECHNIQUE + RÉUSSITE ESTHÉTIQUE signées ...

Goldring

Chez votre spécialiste HI-FI ou GOLDRING-France
(Ets MANDELS), 72, rue Rodier, PARIS-9°
(Doc. sur demande)



2°) Si on intercale une bobine à la base d'une antenne, on la raccourcit géométriquement ; autrement dit, le fouet d'antenne peut être plus court que le quart d'onde par exemple. Un condensateur aurait un effet inverse.

3°) Il est pratiquement impossible de calculer exactement la valeur de telle bobine à intercaler pour obtenir tel raccourcissement souhaité. Seule la mesure de la fréquence de résonance de l'ensemble (antenne raccourcie associée à sa bobine) est valable.

4°) Il n'y a pas lieu de faire quoi que ce soit à une antenne de ce genre pour passer de 27 à 28 MHz, la bande passante d'un tel aérien étant nettement supérieure à 1 MHz...

5°) La figure RR - 10.26 représente le schéma d'un circuit en π (Jones ou Collins) pour 28 MHz et convenant pour une

impédance de 50 Ω . La bobine L comporte 7 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm sur un mandrin de 14 mm de diamètre à noyau.

RR - 10.27. — M. Pacaud, 03-Moulins.

1°) Partant d'un montage donné comportant deux triodes, on peut pas brutalement et simplement les remplacer par un transistor... Une nouvelle étude du montage est nécessaire avec l'élaboration d'un schéma totalement différent.

2°) Nous ne pensons pas qu'un simple étage détecteur à réaction à transistor puisse réellement donner des résultats valables dans la bande 430-440 MHz. Un convertisseur changeur de fréquence est très certainement préférable.

RR - 10.28. — M. Jean Luka, 80-Péronne.

Le commutateur fixé sur la platine à votre disposition ne peut

pas convenir ; il ne peut effectuer qu'une inversion. Or, deux inversions de la tête E/L sont nécessaires puisqu'il s'agit d'un montage stéréophonique, ainsi que deux coupures pour l'effacement. Ceci est parfaitement clair sur le schéma de la figure 2, page 56, n° 1103.

Par ailleurs, ce montage datant de 1966, il est bien évident que nous ne disposons plus de la maquette pour pouvoir vous répondre valablement ; il serait préférable que vous vous adressiez directement au fournisseur (Universal Electronics).

RR - 10.29. — M. Pascal Vorreux, 59-Ronchin.

1°) Dans le montage d'alimentation de la figure 3, page 51, n° 1219, il est possible de modifier l'intensité de déclenchement de la disjonction électronique en modifiant la valeur de la résistance d'émetteur du 181T2B (1 Ω sur le schéma).

2°) La diode BA128 effectue la liaison pour la comparaison entre une fraction de la tension

de sortie et la tension de référence déterminée par la diode Zener de 25 V.

3°) Dans un push-pull BF, lorsqu'il y a dissymétrie de la tension de sortie, il faut essentiellement vérifier les points suivants :

a) ajustage du courant de repos ;

b) exactitude du point médian en tension continue (moitié de la tension générale d'alimentation) ;

c) transistors mal appariés à l'étage final ou dans un étage driver précédent (ou mauvaise complémentarité de deux transistors).

4°) Dans tout amplificateur BF, il faut réaliser un seul et unique point de masse par étage, et ce pour chaque étage. Si l'on effectue des points de masse disparates, reliés entre-eux n'importe comment, on peut réaliser des « boucles » amenant d'infimes tensions alternatives dans certains circuits (entrées, notamment) mais qui, après amplification, provoquent d'insupportables ronflements (ou accrochages).

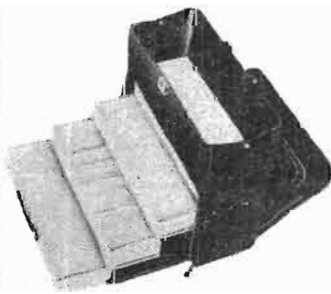
Parat

LA SACOCHE UNIVERSELLE

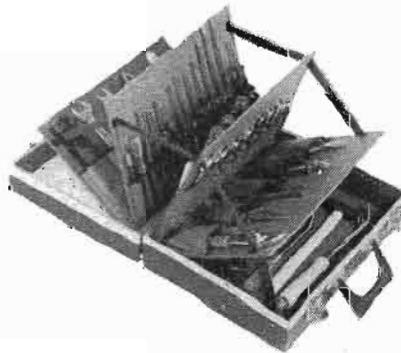
(en cuir ou en skai)

De nombreux modèles pour toutes les professions

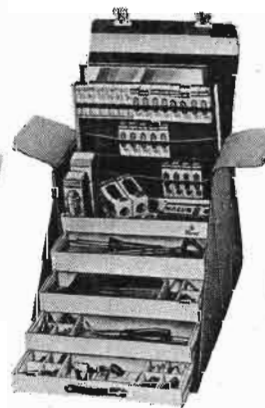
Un geste et vous avez tout sous la main



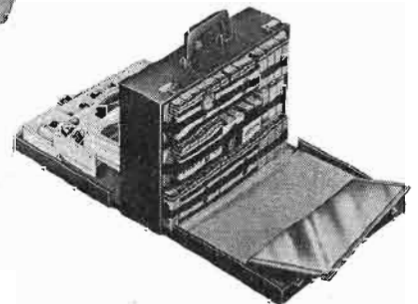
PARAT MODÈLE SPÉCIAL DOCTEUR
Sacoche serviette très élégante et rationnelle n° 180-41. Fermeture éclair, un côté 4 tiroirs, l'autre côté documents. Dessus avec collerette pour tensiomètre, stéthoscope, etc. Pour docteurs, inspecteurs, représentants, etc. Dim.: 450 x 170 x 320 mm



PARAT MODÈLE SPÉCIAL DÉPANNAGE
Valise très élégante et pratique pour monteur en voyage. Alu et Skai noir grainé n° 475-51. S'ouvre des 2 côtés et est divisée en 3 compartiments. Dim.: 420 $\frac{145}{170}$ x 300 mm.



PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION
Équipée pour recevoir tout l'outillage et pièces nécessaires à un réparateur télé. Cuir noir lisse n° 122-31 5 tiroirs. Dim.: 430 x 250 x 330 mm.



PARAT MODÈLE SPÉCIAL TÉLÉVISION
Valise-Télé pour montage et réparation, à volets ouvrant devant et derrière et élément central fixé. Alu et Skai noir grainé n° 125-51. Dimensions : 420 x 180 x 300 mm 4 compartiments. Dos de l'élément fixe du milieu prévu pour recevoir 48 lampes.

Nos modèles sont vendus vides.

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...

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL) 3 BIS, RUE CASTERES, 92110 CLICHY - 737.34.30 & 34.31

RAPY

TRANSVERTER 432 MHz (2,5 W SSB)

L'EMISSION en SSB (BLU) est, l'expérience le montre tous les jours, le moyen de transmission téléphonique le plus efficace que l'on ait trouvé, non seulement du point de vue rendement mais surtout sous l'angle de la portée des signaux transmis. C'est pourquoi nous avons cru intéressant de décrire un ensemble permettant de travailler en UHF et en SSB, à partir, pour des raisons d'économie, d'une transceiver 28 MHz. Cet ensemble complémentaire porte, dans le langage des amateurs ou fleurissant couramment des néologismes d'importation, le nom de « transverter », ce qui, croyons-nous, résulte de la compression de « transceiver » et de « convertir ». Autrement dit, et si l'on s'en tient à la seule syntaxe, le signal prélevé sur un émetteur OC est converti par battement avec un signal local, en un signal de fréquence différente. C'est, en fait, ce qui se passe dans le montage proposé qui ne comporte (quartz mis à part) que du matériel de récupération, formule que nous savons chère à de nombreux OM'S et qui n'entraîne qu'une dépense minime.

Pour comprendre la réalisation et le fonctionnement d'un tel appareil dont nous recommandons vivement la construction, nous examinerons ensemble le schéma de principe de la figure 1, qui fait apparaître, à la partie supérieure, le générateur du signal local, de fréquence élevée (404 MHz), piloté par cristal et couplé par une ligne coaxiale à basse impédance.

Cette section fait d'ailleurs l'objet d'un traitement à part et occupe une platine séparée. La deuxième platine comporte les éléments figurant à la partie inférieure du même schéma, c'est-à-dire l'étage mélangeur, recevant concurrentement le signal à 404 MHz mentionné ci-dessus et le signal modulé SSB à 28 MHz provenant du transceiver, grâce à un arti-

fice que nous décrivons plus loin. Le dernier étage joue le rôle d'amplificateur linéaire : il est alimenté et polarisé en conséquence.

REALISATION

On préparera tout d'abord deux platines de laiton de 29 cm x 10 cm, absolument identiques

et percées pour l'emplacement des tubes comme le montre la figure 2. A noter que l'on peut également utiliser des plaques de circuit imprimé en verre époxy avec métallisation sur une seule face. Ce matériau se travaille très bien à l'emporte-pièce et au foret et se soude avec une grande facilité. Apparaissent sur le croquis représentant les deux

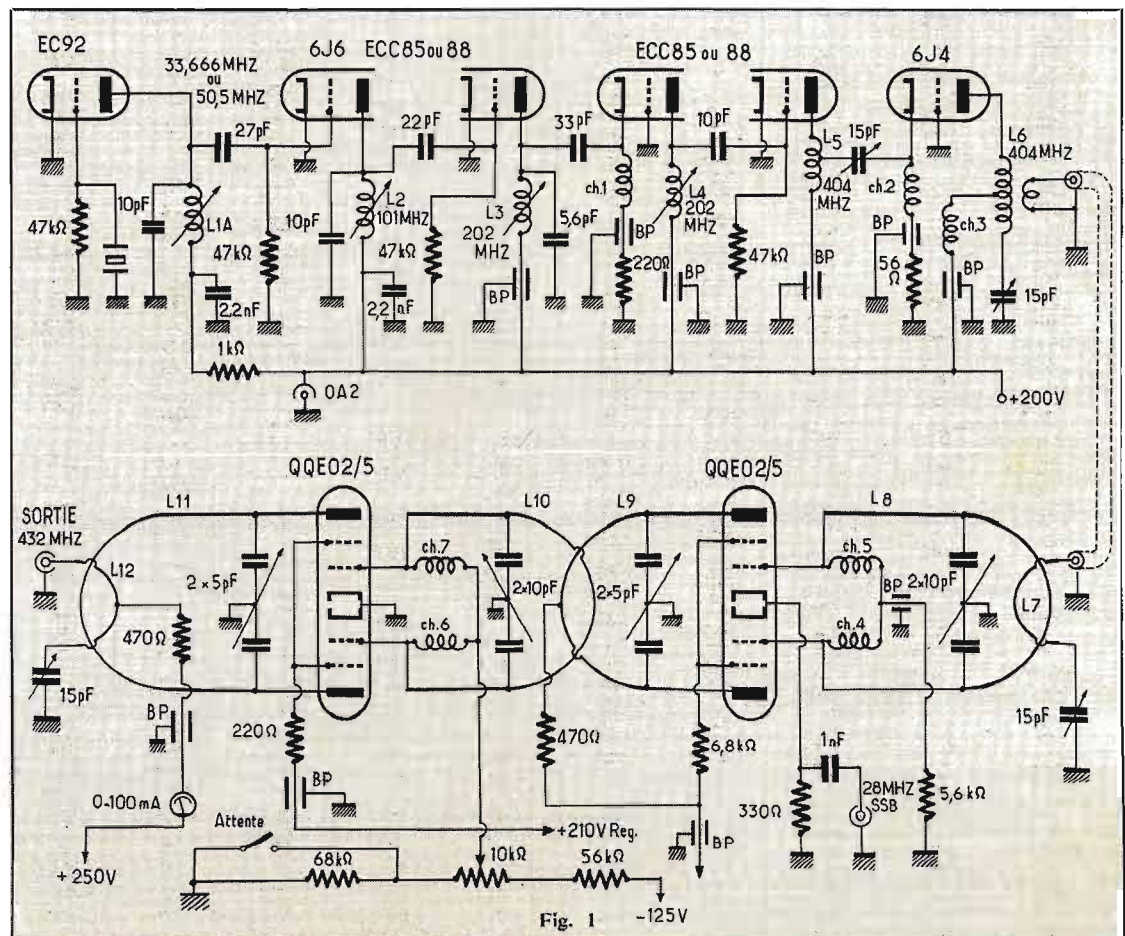


Fig. 1

châssis, essentiellement l'emplacement des tubes et leur positionnement respectif, les bobines de L_1 à L_4 et les by-pass (BP) ou traversées découplantes dont l'utilisation permet d'aérer le câblage et de supprimer des couplages intempestifs. Trois blindages, en trait plein, sont également indispensables pour obtenir une bonne stabilité de chaque étage. Enfin, nous avons fait figurer en pointillé, les lignes qui constituent les bobines L_7 à L_{12} ainsi que l'emplacement des axes des CV d'accord de ces lignes, les embases des prises BNC et la position des condensateurs des lignes de couplage L_7 et L_{12} qui sont des ajustables à air miniatures. Lorsque tous ces éléments seront mis en place, on pourra commencer la construction proprement dite.

CHAÎNE D'OSCILLATION LOCALE (404 MHz)

Comme nous devons appliquer aux étages qui suivent un signal à 101 MHz, il nous faut produire soit du 33,666 MHz, soit du 50,5 MHz. La solution la plus simple est évidemment de partir d'un quartz overtone marqué à cette fréquence.

C'est aussi la plus précise. L'oscillateur est ici un tube EC92 et le fonctionnement du quartz est instantané dès lors que la bobine L_{1A} est accordée sur la fréquence de l'overtone choisi. Naturellement, selon que l'on aura choisi telle ou telle fréquence L_{1A} sera plus ou moins importante. Pour ceux qui voudraient se dispenser de l'achat d'un quartz en puisant dans leur réserve de cristaux des surplus (FT243 ou autres), nous suggérons de remplacer ce tube par une ECF80 dont la triode fonctionnera en oscillateur overtone et la pentode en multiplicateur de fréquence, selon le schéma de la figure 3. Les combinaisons sont multiples : nous suggérons simplement l'utilisation d'un quartz de 5 625 kHz très courant, qui, sur son harmonique 3, donnera en principe 16,875 MHz mais plus sûrement une dizaine de kHz de plus, en raison du fonctionnement en overtone. La pentode du même tube, fonctionnant en doubleur ou en tripler de fréquence, selon que L_{1B} sera accordé sur l'une ou l'autre fréquence, délivrera un signal important aux environs de 33,666

ou 50,5 MHz. On choisira parmi les quartz celui qui donne finalement la fréquence la plus proche. Un quartz de 25,25 MHz aurait également fort bien convenu, de même qu'un FT243 de 8 400 kHz devrait donner, en overtone, un signal de fréquence très proche de 25,25 MHz que la pentode, jouant le rôle de doubleur, porterait à 50,5 MHz.

On fera :

$L_0 = 24$ sp. (25 MHz), 38 sp. (16 MHz) : fil 25/100 mm émaillé spires jointives, mandrin 8 mm, à noyau.

$L_{1A} = L_{1B} = 10$ sp. (33 MHz), 8 sp. (50 MHz) : fil 5/10 mm, émaillé, spires jointives, mandrin 6 mm, à noyau.

Si l'on part d'un quartz de fréquence requise (33 ou 50 MHz) il est évident que ce développement est tout à fait superflu, mais il était bon de noter que L_{1A} et L_{1B} sont identiques et résonnent

sur la fréquence choisie. Le signal est appliqué à la grille d'une triode (6J6 ou équivalent) dont le rôle est de tripler ou de doubler de manière à délivrer du 101 MHz qui sera à son tour doublé dans la seconde triode du même tube. Le circuit L_3 est accordé sur 202 MHz. Fait alors suite un étage amplificateur prévu pour relever le niveau du signal. Comme nous ne pouvons employer à ces fréquences que des triodes, nous pouvons être certains du résultat : si cet étage est monté comme habituellement cathode à la masse, anode et grille n'étant pas masquées l'une par rapport à l'autre, ce sera l'auto-oscillation. En montant le tube grille à la masse, et en l'attaquant par la cathode, les conditions d'entretien ne sont plus réalisées et l'étage est absolument stable et disponible pour porter le signal 202 MHz à un niveau conve-

nable. La deuxième triode de ce tube qui est, soit une ECC85, soit une ECC88, a pour mission de doubler ce signal pour atteindre la fréquence de travail (404 MHz). Un nouvel amplificateur à grille à la masse délivrera une puissance sinon importante du moins suffisante pour allumer au rouge sombre une petite lampe 6,5 V - 40 mA.

La réalisation de ce module appelle peu de commentaires, si ce n'est l'énumération des caractéristiques physiques des différentes bobines. C'est ainsi que nous ferons :

$L_2 = 6$ spires jointives, fil 6/10 mm, émaillé, sur mandrin Lipa, \varnothing 6 mm à noyau.

$L_3, L_4 = 3$ spires, longueur 8 mm, fil 6/10 mm émaillé, sur mandrin Lipa, \varnothing 6 mm à noyau.

$L_5 =$ Epingle à cheveu de 18 mm de long et 16 mm d'écartement, fil nu 15/10 mm prise au centre.

$L_6 = 2$ tours, fil nu 10/10 mm, \varnothing 16 mm, longueur 16 mm, prise médiane.

$Ch = 20$ spires, fil émaillé 6/10 mm, sur résistance de 10 k Ω , 1 W.

Les bobines d'arrêt Ch_1, Ch_2, Ch_3 , destinées à éviter l'écoulement de la haute fréquence vers l'alimentation ou vers le châssis, comportent 20 spires de fil 6/10 mm, bobinées jointives sur la queue d'un foret de 3,5 mm, ou sur une résistance de 10 k Ω 1 W. La rigidité est suffisante pour que ces bobines n'aient pas besoin de mandrin et soient posées « en l'air ».

On aura noté au passage l'accord-série de L_6 dans lequel vient s'insérer les deux spires de la boucle de couplage qui rejoint finalement le socle BNC, disposé à cet effet, en vue d'un raccordement par câble coaxial.

L'ensemble requiert une tension d'alimentation de l'ordre de 200 V et on notera la stabilisation par OA2 de l'oscillateur ce qui contribue à une excellente qualité de la modulation.

Après avoir rappelé que le montage doit s'effectuer avec le minimum de fil, c'est-à-dire avec des connexions aussi courtes que possible, nous passerons à la mise au point qui peut intervenir dès que la dernière soudure est effectuée. On vérifiera que chaque tube est convenablement alimenté et on commencera, après avoir dégrossi l'accord des circuits au grid dip — mais ce n'est pas obligatoire — par la mise au point de l'oscillateur à quartz. Selon que l'on aura décidé d'employer

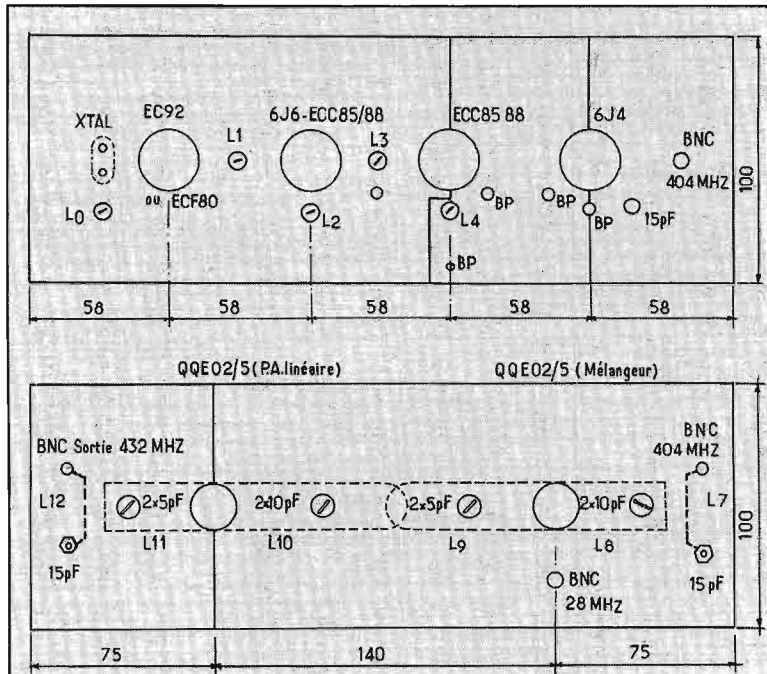


Fig. 2

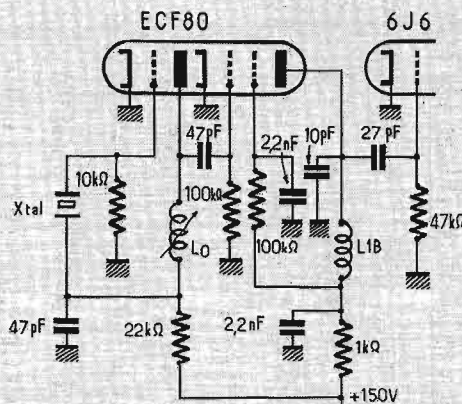


Fig. 3

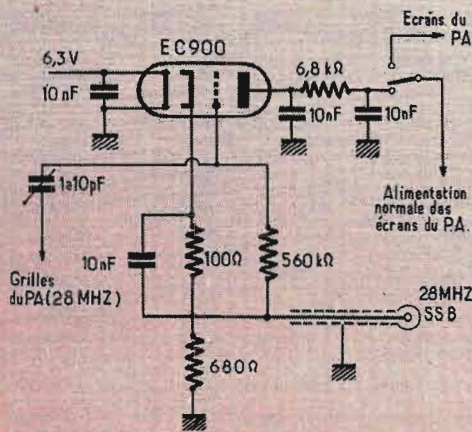


Fig. 4

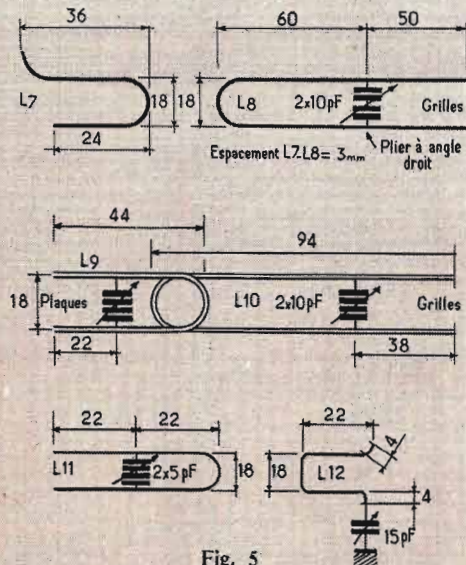


Fig. 5

un quartz de fréquence élevée ou basse donc deux étages ou un seul, on portera son attention sur la bobine L_{1A} ou L_0 dans laquelle doit apparaître la trace d'une oscillation correspondant à 3 fois la fréquence nominale du quartz (overtone 3). La mise en évidence de l'oscillation se fera au moyen d'un récepteur de trafic ou d'un ondemètre à absorption. Le signal est si puissant qu'il ne peut passer inaperçu. Naturellement, dans un cas comme dans l'autre, le noyau de la bobine de l'oscillateur doit être positionné de telle manière que l'oscillation démarre, sans artifice dès que la haute tension est appliquée. L_{1B} , éventuellement, sera accordé, comme L_{1A} , sur 33,666 ou 50,5 MHz. On accordera successivement L_2 sur 101 MHz, L_3 sur 202 MHz, par le jeu des noyaux magnétiques des mandrins de chacune d'elles. De manière à attaquer le dernier doubleur dans les meilleures conditions, un étage amplificateur est nécessaire pour « gonfler » quelque peu le signal à 202 MHz produit. Cet étage devant être bien stable est monté en grille à la masse, ce qui lui retire toute velléité d'auto-oscillation bien que son circuit anodique soit accordé sur la même fréquence que le circuit d'entrée qui est de ce fait, inséré dans la cathode. On accordera donc L_4 sur 202 MHz de manière à faire travailler la deuxième triode ECC88 en doubleur. L_5 résonne sur 404 MHz et le signal est prélevé au point médian par une capacité ajustable reliée à la cathode du dernier étage dont la grille est à la masse. Le circuit plaque de sortie est à accord-

série et à alimentation par le point milieu. C'est d'ailleurs à ce niveau que se trouve fixée, en couplage serré, la bobine secondaire, comportant également 2 tours de fil téléphonique sous gain thermoplastique. Lorsqu'on est absolument sûr que la fréquence d'entrée (33,666 ou 50,5 MHz) est correcte, que les circuits successifs sont bien accordés, à la résonance, sur les fréquences 101, 202 et 404 MHz et que chaque accord est figolé pour obtenir le meilleur niveau de sortie, le réglage de la première platine peut être considéré comme achevé.

MELANGEUR ET AMPLIFICATEUR LINEAIRE

Pour plusieurs raisons, dont la principale est qu'ils conviennent parfaitement, nous avons utilisé dans ces deux fonctions le même type de tube à savoir le QQE02/5 fort répandu dans les surplus et qui pourrait être remplacé par le QQE03/12 d'un prix inférieur, mais tout aussi convenable à condition de l'adapter à cet usage, encore que son rendement au-dessus de 200 MHz soit très nettement moins bon. C'est pourquoi nous nous en tiendrons au premier type proposé. L'excitation UHF, provenant du modèle précédemment décrit, est appliquée aux grilles en push-pull (L_8), au moyen d'une boucle (L_7), en série avec une petite capacité ajustable qui permet d'obtenir le meilleur transfert d'énergie. Le signal 28 MHz, issu de l'émetteur décimétrique légèrement modifié

comme nous l'expliquerons plus loin, à l'appui de la figure 4, est acheminé vers le circuit des cathodes auquel il est appliqué par une cellule RC dont la résistance sert à déterminer la tension d'autopolarisation (9 V). Une résistance-série, non découplée, (6,8 k Ω) abaisse la tension des écrans à 210 V, à partir d'une tension générale d'alimentation de 250 V. Enfin, le circuit anodique, également en push-pull, comporte un accord en parallèle par un petit condensateur ajustable-papillon de 2×5 pF et résonne, bien entendu, sur 432 MHz. La puissance de crête du signal SSB appliqué à la cathode, doit être de 300 mW environ. Si la puissance délivrée par l'oscillateur local est de 100 mW, on obtiendra environ 200 mW PEP dans le circuit plaque dont on pourra contrôler la qualité sur le récepteur de la station. Il ne serait pas raisonnable d'augmenter la puissance du signal appliqué à la cathode car en même temps que l'efficacité augmenterait, le taux d'intermodulation diminuerait dangereusement.

L'étage linéaire qui fait suite à précisément pour but de fournir une puissance notable sans entraîner une dégradation de la qualité du signal. Ce qui est très important. Le circuit grille est tout à fait semblable à celui de l'étage précédent à cette différence près qu'il est ramené, en courant continu, sur une source de polarisation fixe qui détermine le point de fonctionnement du tube ou bloque le courant plaque en position « attente ». La figure 5, qui reproduit la dimension et la forme des circuits L_7 à L_{12} , montre, en

particulier, comment sont réalisées et couplées L_9 et L_{10} . Les écrans sont alimentés à partir d'une tension stabilisée par deux tubes régulateurs (VR105 ou OB2) en série, et à travers une résistance de 220 Ω soudée au ras de la cosse du support du tube QQE02/5. Le circuit plaque L_{11} est très semblable à L_9 et l'alimentation lui est appliquée à travers une résistance-série de 470 Ω . On remarquera jusque-là que les bobines d'arrêt ont été remplacées par des résistances au carbone pour des raisons de stabilité. Par contre, dans les grilles ont été disposées des bobines d'arrêt Ch_4 à Ch_7 , constituées par 20 spires de fil émaillé de 6/10 mm jointives, sur une résistance de 10 k Ω - 1 W, ce qui leur donne une parfaite stabilité. La mention BP correspond à une traversée découplante ou « bypass » de 1 000 pF. Enfin, L_{12} est la boucle de couplage qui, par l'intermédiaire d'un petit ajustable-série, se referme sur le socle BNC de sortie qui correspond à l'antenne. Est-il besoin de dire que tous les circuits, sauf L_8 , sont accordés sur 432 MHz et finement réglés au maximum de sortie qui se situera en crête à 2,5-3 W, puissance qui permet à son tour d'attaquer n'importe quel tube de grande puissance.

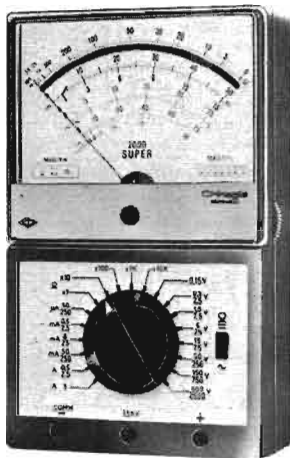
On notera que tous les filaments sont, du côté de la ligne 6,3 V, découplés par une bobine d'arrêt Ch_8 à Ch_{14} , identique à Ch_1 , décrite antérieurement. Par contre, Ch_{11} et Ch_{12} constituent une seule et même bobine réalisée jointive, deux fils de 6/10 en main, 2×8 spires, sur une résistance de 10 k Ω - 1 W.

2 nouveaux CORTINA

50 k Ω /V = à sélection des calibres par commutateur unique

SUPER pour le technicien exigeant

50 k Ω /V = 10 k Ω /V



150 x 100 x 40 mm — 650 g

livré en coffret de transport avec cordons et pointes de touche

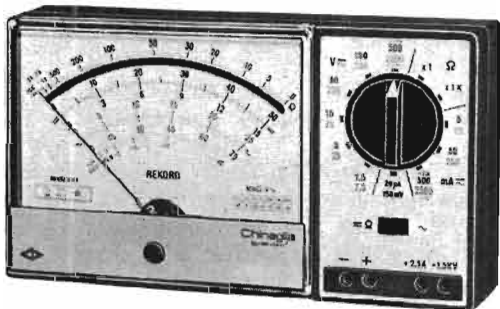
46 gammes de mesure

| | | | | | | | | | |
|----------|-------------|----------------|-----|--------|----------------|-----|--------|-----|----------------|
| V= | 0,15 | 0,5 | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | 1500 V (30 kV) |
| V \sim | 2,5 | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 V | | |
| VBF | 2,5 | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 V | | |
| dB | -20 | | | | | | | | +69 |
| A= | 20 | 50 μ A | 0,5 | 5 | 50 mA | 0,5 | 5 A | | |
| A \sim | 250 μ A | 2,5 | 25 | 250 mA | 2,5 A | | | | |
| Ω | 10 | 100 k Ω | 1 | 10 | 100 M Ω | | | | |

SUPER complet 315,00 F TTC
Sonde HT 30 kV 84,00 F TTC

REKORD meilleur rapport performances / prix

50 k Ω /V = 10 k Ω /V



150 x 85 x 40 mm — 350 g

livré en coffret de transport avec cordons et pointes de touche

36 gammes de mesure

| | | | | | | | | |
|------------|------------|-----|--------|--------|-------|-----|------|---------------|
| V= | 150 mV | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | 1500 (30 000) |
| V \sim | | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 | |
| mA= | 20 μ A | 5 | 50 | 500 mA | 2,5 A | | | |
| mA \sim | | 25 | 250 | 2500 | | | | |
| dB | -10 | 0 | +10 | +20 | +30 | +40 | | |
| | +18 | +28 | +38 | +48 | +58 | +68 | | |
| VBF | | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 | |
| k Ω | | 10 | 10 000 | | | | | |

REKORD complet 245,00 F TTC
Sonde HT 30 kV 84,00 F TTC

Chinaglia

VENTE EN GROS ET SERVICE APRES-VENTE

FRANCLAIR ELECTRONIQUE

54, avenue Victor Cresson

92130 ISSY LES MOULINEAUX - Tél. Paris (1) 644-47-28

Page 376 - N° 1433

Notre Catalogue général avec son tarif et la liste de nos dépositaires vous seront adressés franco sur simple demande. (Voyez nos annonceurs dans ce numéro).

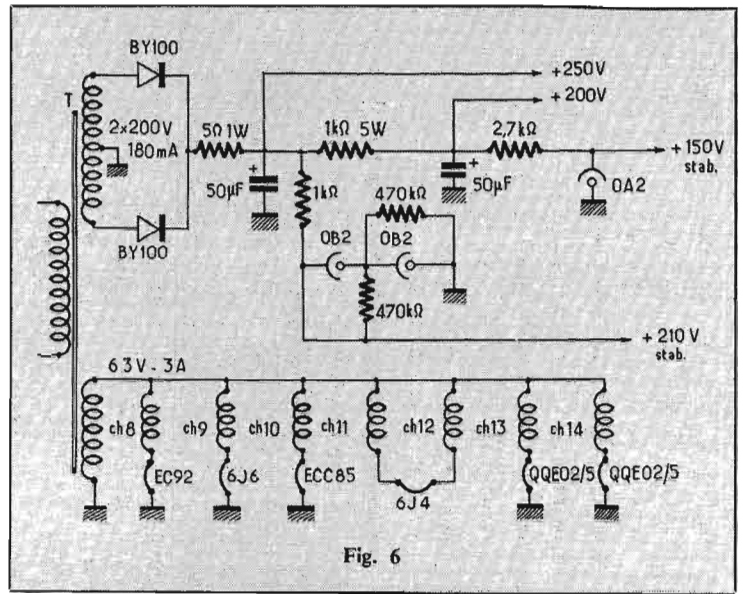


Fig. 6

L'alimentation est conforme à celle représentée figure 6.

Pour revenir à l'injection du signal SSB 28 MHz, il convient tout d'abord de noter que nous avons besoin de quelques centaines de milliwatts et la plupart des transceivers commerciaux délivrent communément une ou plusieurs centaines de watts. C'est dire que beaucoup d'énergie sera inutilisée. Il est toujours facile de n'en prélever qu'une faible partie mais que faire du reste ? Le dissiper en chaleur dans un atténuateur convenablement adapté ? Quel gaspillage ! La solution proposée (système 8 MK) est beaucoup plus astucieuse. Elle consiste d'abord, puisqu'on dispose de trop de puissance, à paralyser l'amplificateur final, autrement dit le PA, en coupant tout simplement l'alimentation des écrans. Le courant anodique tombe à zéro et l'émetteur est bloqué. Mais la puissance d'excitation qui, dans tous les émetteurs est encore plus que suffisante, reste disponible sur les grilles dont le circuit demeurera intact. Comme ce signal est disponible en haute impédance, on peut imaginer de prélever par une boucle de quelques tours sur la bobine de grille du P.A. Mais comme nous nous sommes fixé pour règle de ne pas mutiler le transceiver, nous procéderons comme suit pour coupler celui-ci au mélangeur de notre transverter : un tube EC900, choisi pour sa grande pente (20 mA/V) et ses faibles dimensions, servira d'adaptateur dans un montage à cathode-follower (Fig. 4). Ce tube sera monté à demeure dans le compartiment du PA dont il ne perturbe absolument pas le fonctionnement en service normal. Par

contre, lorsque la tension des écrans lui est appliquée, son impédance de sortie est de : 1 000 : 20 = 50 Ω qui est une valeur normalisée permettant l'utilisation d'un brin de câble coaxial de même valeur et de longueur quelconque. L'ajustable d'entrée (1-10 pF) permet de doser l'injection du signal à 28 MHz entre 1,5 et 7 V (HF), soit, en puissance, entre 50 mW et 1 W. A défaut de tube EC900, on pourra utiliser tout autre tube à grande pente. Les 6J4, 6Q4, EC86, EC88, par exemple, conviendraient bien, en raison de leur pente un peu plus faible pour une adaptation en 75 Ω . Il suffirait d'ajuster la résistance de polarisation (680 Ω) selon le type de tube et la résistance série dans l'anode éventuellement. Mais, en raison de ses faibles dimensions, c'est à la EC900 que vont nos préférences.

Voilà donc terminée cette description, un peu longue comme toujours, en raison de la complication du montage et de la multiplication des circuits. Nous pensons qu'elle constitue une bonne base de départ vers l'émission en BLU sur 432 MHz et en particulier pour ceux de nos lecteurs qui ne détestent pas les transistors, mais qui préfèrent encore les lampes dont tout un chacun a un petit stock par devers soi. Ce montage se veut efficace et économique, au départ. Nous croyons pouvoir affirmer qu'il tient ce qu'il promet. Bien entendu, il sera suivi le moment venu, de la description d'un étage de grande puissance qui permettra alors de rivaliser avec les meilleures stations connues.

Robert PIAT
F3XY

LE COMPRESSEUR DE MODULATION

CEI



ACA1

UN compresseur de modulation est un circuit annexe d'une grande utilité dans une station. Ce type de circuit voit son emploi se généraliser chez les OM, ainsi d'ailleurs que sur les magnétophones à cassettes dont de nombreux types sont maintenant dotés.

Ce circuit se révèle le complément très utile d'un microphone et l'on peut affirmer qu'aucun

enregistrement par l'amateur, au sens très large du terme, ne permet d'obtenir les résultats qu'il procure.

L'OM, bien qu'il ignore souvent, est tributaire dans une large mesure de la qualité, et surtout de l'efficacité de sa modulation, que ce soit en AM ou SSB. Lors du trafic, il est difficile en station ou en mobile, de conserver le microphone très près de ses lèvres. Comme le signal délivré par celui-ci est fonction de la

pression acoustique qui lui est appliquée, décroissante en fonction du carré de la distance, il s'ensuit que les signaux de modulation ont une amplitude variable dans de grandes proportions.

Depuis plusieurs décennies, les stations de radiodiffusion ont résolu ce problème, soit en utilisant des ingénieurs du son gardant le doigt sur le potentiomètre de réglage du niveau de la modulation, soit en utilisant des cir-

cuits compresseurs lors de la transmission de la parole.

Ces systèmes ont permis à de nombreux OM d'augmenter l'efficacité de leurs liaisons, en traversant le QRM comme si leur station avait une puissance augmentée de façon très importante.

Le compresseur de modulation est un circuit basse fréquence dont le rôle consiste à fournir en

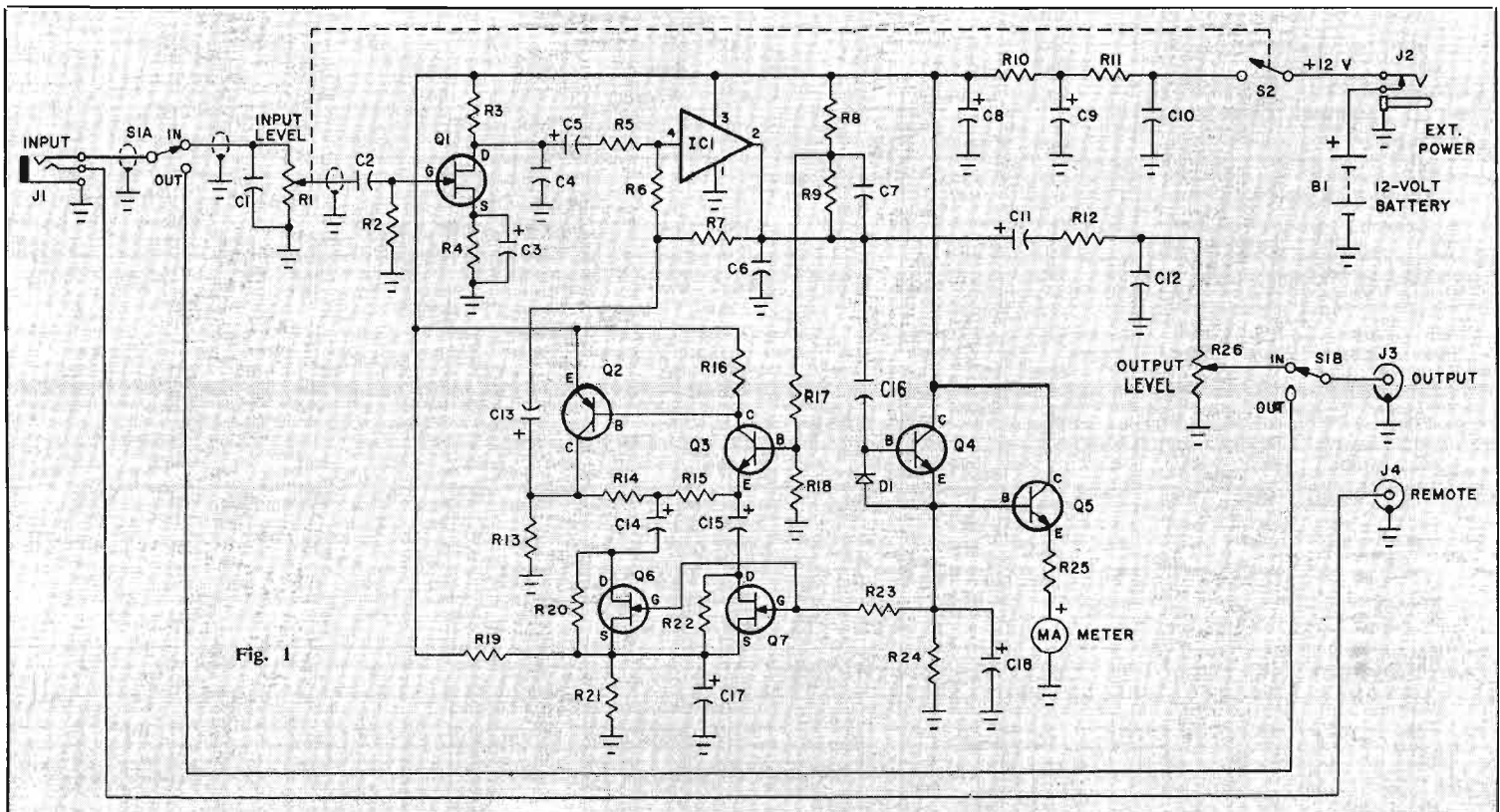


Fig. 1

sortie des circuits de microphone, un signal d'amplitude constante, malgré d'importantes variations à l'entrée. De plus, il doit transmettre une large bande de fréquence, de façon linéaire, avec un taux de distorsion harmonique réduit, et avoir un temps de réponse bref aux variations positives du signal appliqué à son entrée.

De fabrication américaine, le compresseur ACA1 offre de bonnes performances: il peut être utilisé aussi bien à la station qu'associé à un magnétophone à cassettes.

CARACTERISTIQUES

Gamme de compression : > 45 dB.

Sensibilité de la compression : environ 300 μ V.

Courbe de réponse : linéaire de 20 Hz à 20 kHz, pour la zone de compression et celle de la réponse linéaire.

Distorsion harmonique : 0,1 % en zone linéaire, 1,5 % en zone de compression.

Impédance d'entrée : 500 k Ω .

Impédance de sortie : 5 k Ω .

Temps de réponse : < 0,1 ms pour 20 dB de variation à 10 kHz.

Temps de retour : \approx 2 s

Alimentation : interne par pile 12 V Mallory TR289, externe 12 V, ou sur bloc réseau séparé.

Encombrement : 134 x 67 x 134 mm.

PRÉSENTATION

L'appareil est de format très réduit et autonome grâce à sa pile incorporée.

Habillé d'un capot noir, ses faces avant et arrière sont anodisées dans un ton or. Les commandes sont réduites au strict minimum; un potentiomètre de réglage du niveau d'entrée couplé au commutateur de mise en route, un inverseur aiguillant le signal directement ou à travers les circuits, un galvanomètre de contrôle et un jack microphone sont disposés sur la face avant. A l'arrière, entre la prise d'alimentation 12 V et les connecteurs de sortie signal et de PTT, un potentiomètre permet l'ajustage du niveau de sortie.

Les composants sont tous groupés sur un petit circuit imprimé disposé verticalement; l'équipement comprend 7 transistors et un circuit intégré. La réalisation est simple et à la portée de l'amateur désireux monter un appareil de ce genre.

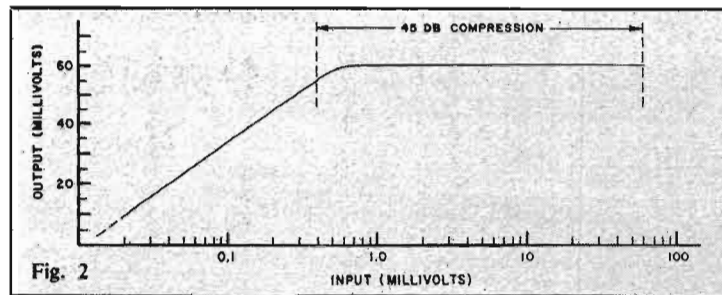


Fig. 2

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le but de l'appareil est de fournir des signaux de sortie d'amplitude constante, malgré une variation à l'entrée de la valeur des signaux dépassant

un rapport de 100. Il faut donc réaliser un amplificateur contre-réactionné de façon à ce que la contre-réaction diminue le gain de l'amplificateur lorsque le signal d'entrée augmente et augmente le gain de l'amplificateur lorsque la valeur du signal d'entrée

| Signal d'entrée | Signal de sortie 60 mV Référence à 1 000 Hz | | | | |
|-----------------------|---|---------|---------|---------|---------|
| | 30 Hz | 300 Hz | 1 kHz | 3 kHz | 10 kHz |
| 600/800 μ V seuil | -4 dB | 0 dB | 0 dB | 0 dB | -4 dB |
| 1 mV | -4 dB | 0 dB | 0 dB | 0 dB | -3 dB |
| 2 mV | -4 dB | 0 dB | 0 dB | -1,2 dB | -3 dB |
| 5 mV | -4,5 dB | +0,1 dB | +0,1 dB | -1,3 dB | -3 dB |
| 10 mV | -5 dB | +0,2 dB | +0,2 dB | -1,5 dB | -3,3 dB |
| 20 mV | -5 dB | +0,3 dB | +0,2 dB | -1,7 dB | -3,7 dB |
| 50 mV | -5 dB | +0,4 dB | +0,4 dB | -2 dB | -3,9 dB |
| 100 mV | -6 dB | +0,7 dB | +0,6 dB | -2,4 dB | -4 dB |
| 200 mV | -6 dB | +1,5 dB | +1 dB | -2,7 dB | -4,2 dB |
| 240 mV | -9 dB | +2,3 dB | +2 dB | -2,9 dB | -5 dB |

NOMENCLATURE

| Quantité | Référence | Nature |
|----------|-----------------------------|--|
| 2 | C1 - C7 | 100 pF céramique |
| 2 | C3 - C17 | 100 μ F électrolytique 15 V |
| 1 | C2 | 0,1 μ F céramique |
| 2 | C4 - C12 | 1 000 pF céramique |
| 2 | C5 - C11 | 1 μ F électrochimique 15 V |
| 1 | C6 | 5 000 pF céramique |
| 2 | C8 - C9 | 470 μ F électrochimique 15 V |
| 2 | C10 - C16 | 10 000 pF céramique |
| 4 | C13 - C14 - C15 - C18 | 10 μ F électrochimique 15 V |
| 1 | D1 | 1N914 ou similaire (tous constructeurs) |
| 1 | IC1 | Circuit intégré MFC4010 ou MFC4010A (Motorola) |
| 3 | Q1 - Q6 - Q7 | MPF102 (Motorola) |
| 1 | Q2 | 2N4917 (Fairchild-Texas-National) |
| 3 | Q3-Q4-Q5 | 2N3565 (SGS-Texas-National) |
| 1 | R1 | Potentiomètre linéaire 1 M Ω à interrupteur |
| 2 | R2-R24 | 470 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 4 | R3 - R5 - R16 - R17 | 4,7 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 2 | R4 - R25 | 1 800 Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 3 | R6 - R9 - R19 | 10 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 1 | R7 | 270 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 1 | R8 | 180 Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 2 | R10 - R11 | 100 Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 1 | R12 | 15 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 5 | R13 - R14 - R15 - R18 - R21 | 6,8 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 3 | R20 - R22 - R23 | 47 k Ω 1/4 W (ou 1/2 W) |
| 1 | R26 | Potentiomètre de 5 k Ω linéaire |
| 1 | MA | Galvanomètre 0-1 mA selon modèle rencontré |

Nota : R24 ajustant la constante de temps de repos, peut-être remplacée par un potentiomètre ajustable de 470 k Ω

diminue. Philips a réalisé un système d'enceinte acoustique asservie dont le principe de fonctionnement est identique, le National Feedback System.

La figure 1 indique le schéma complet du compresseur. Le jack microphone à trois contacts permet de transmettre le signal soit à travers le compresseur soit en court-circuitant ce circuit à l'aide de l'inverseur S_{1A}-S_{1B}. Le contact de la pédale d'alternat aboutit directement à la prise CINCH « remote » pour le PTT. Le signal de modulation est appliqué sur la porte du transistor T₁, après avoir traversé le potentiomètre R₁, ajustant le niveau du signal selon le type de microphone employé. Le constructeur préconise des microphones dynamiques d'impédance 200 Ω . Le transistor T₁, outre son impédance d'entrée élevée procure une protection efficace contre le bruit. Le signal est ensuite amplifié par le circuit intégré IC₁, puis il est dirigé vers le potentiomètre de réglage du niveau de sortie R₂₆, après avoir traversé C₁₁ et R₁₂-C₁₂, éléments filtrant les fréquences supérieures à 20 kHz.

Une fraction du signal de sortie est prélevée aux bornes du diviseur R₈-R₉, puis est in-

jectée sur l'amplificateur composé des transistors Q_3 - Q_2 , circuit à gain variable inséré en contre-réaction en opposition de phase disposé entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur intégré IC_1 , à travers le condensateur C_{17} .

Le gain de l'amplificateur de contre-réaction est rendu variable par l'emploi des transistors Q_6 - Q_7 disposés en série avec les condensateurs C_{14} - C_{15} et dont l'impédance varie en fonction de la tension de polarisation leur étant appliquée et provenant de la sortie de l'amplificateur intégré.

Le signal de commande, prélevé à travers le condensateur C_{16} est appliqué à la diode D_1 et au transistor Q_4 , ensemble formant un redresseur doubleur, puis la tension continue variable obtenue est appliquée sur les portes des transistors Fet Q_6 - Q_7 ce qui provoque leur variation de résistance. Le RC R_{24} - C_{18} constitue la constante de temps de retour au repos du système. La résistance R_{24} est de 470 k Ω pour un délai de 2 s.; celui-ci peut être réduit jusqu'à 0,1 s. environ en utilisant une valeur de 47 k Ω .

Le transistor Q_5 sert d'amplificateur de courant continu pour le galvanomètre, simple indicateur de l'efficacité de la compression.

MESURES

La courbe, figure 2, donne la relation entre les signaux entrée et sortie, avec la plage de compression.

Nous avons consigné nos mesures sur le tableau figure 3, en indiquant les fréquences auxquelles nous avons testé l'appareil.

La compression atteint 50 dB, à 1 kHz, avec un seuil situé à

600/800 μ V; nous avons été gênés par les ronflements induits à 50 HZ, dont nous aurions pu nous affranchir en utilisant une pile pour alimenter l'appareil. Pour les 50 dB entrée, nous obtenons 6 dB en sortie, le niveau maximal de sortie pouvant être ajusté jusqu'à 120 mV. Le taux de distorsion harmonique dans la zone linéaire est de 0,12 %, de 1,5 % dans la zone compressée, valeur en tous points remarquables car valables à 40 Hz et 15 kHz.

La linéarité en fréquence est, par contre, moins bonne que celle annoncée, comme le montre le tableau figure 3, mais elle est sans défaut pour l'utilisation par l'OM dont la bande passante nécessaire est limitée à 300 Hz-3 kHz. La linéarité est cependant convenable pour l'emploi de l'appareil avec un magnétophone à cassette.

CONCLUSION

Le compresseur ACA1 remplit parfaitement le rôle auquel il est destiné : accroître l'efficacité d'une modulation dans les meilleures conditions, que ce soit pour l'enregistrement magnétique, la modulation d'un émetteur ou encore l'utilisation pour le public adress.

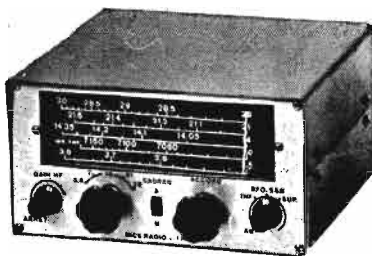
L'appareil est distribué par l'Onde Maritime, 46, rue Clemenceau à Cannes (06), vendu uniquement monté. Afin de permettre aux personnes intéressées d'entreprendre elles-mêmes la réalisation d'un compresseur à l'aide des composants tous disponibles sur le marché français, nous publions la nomenclature des composants nécessaires, que ne peut leur fournir l'Onde Maritime dont ce n'est pas la vocation.

J.B.

TR6B

CONVERTISSEUR DÉCAMÉTRIQUE

- Couvrant les 5 bandes Amateur 3,5 à 30 MHz.
- Entièrement transistorisé - Gain HF réglable - BFO spécial SSB sup. et inf. Bobines oscillatrices imprimées - Alimentation 12 V.
- Sortie 1 600 kHz.
- Technique Mosfet.



TR6M : Récepteur transistorisé, monté à partir de la tête HF TR6A - Suivie du mixer 1 600/455 + MF 455 + BF. Parfaite réception BLU. Possibilité de convertisseur 144 incorporé. Complet ou en kit.

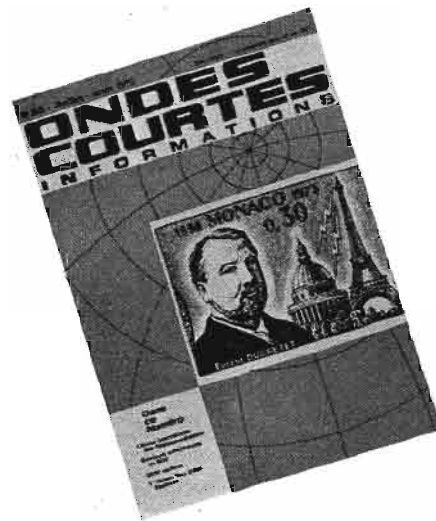
Documentation c/2 timbres - CATALOGUE DE PIÈCES DÉTACHÉES 1973 : 6,00 F

MICS RADIO, 20 bis, av. des Clairions, 89000-AUXERRE Tél. (86) 52-38-51

ONDES COURTES

INFORMATIONS

L'électronique de demain



- Initiation à la connaissance et la pratique de l'électronique.
- Emission et réception d'amateur.
- DX-Radiodiffusion.
- DX-TV.
- Trafic DX.
- TV d'amateur.
- Enregistrement magnétique.
- Revue des publications mondiales.
- RTTY.

A partir du prochain numéro :

Rubrique de TELECOMMANDE
DE MODELES REDUITS

PARUTION MENSUELLE

à partir de janvier 1974

Abonnement pour un an : 20 F (Etranger : 25 F).

TAUX VALABLE JUSQU'AU 15 JANVIER 1974

Numéro spécimen sur demande
(Joindre 1 F en timbres-poste)

Ecoutez les émissions régulières de la station F1/6KCE de l'Union des Radio-Clubs.

UNION DES RADIO-CLUBS

32, av. Pierre-I^{er}-de-Serbie, 75008 Paris
C.C.P. 469.54 PARIS

JUGER... TOUTE POUR LA DÉFENSE COMMATEUR

HIFI BST : CA30. Ampli 2 x 15 W/8 Ω..... 510 F ● CAT40. Ampli-tuner AM/FM 2 x 20 W 810 F ● CAT60. Ampli-tuner AM/FM 2 x 30 W. 950 F

B.S.T.

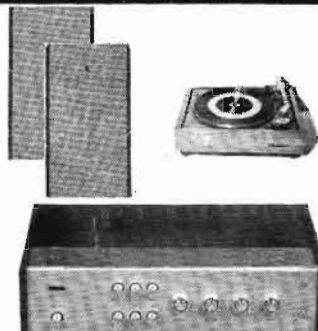
★★
CHAINE CA30



- Ampli-préampli CA30 B.S.T. 2 x 15 W sur 8 Ω.
- Table de lecture SP25 MKIII Garrard.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Gego.

L'ENSEMBLE 995 F

PHILIPS



- Ampli-préampli Philips RH 590 2 x 15 W.
- Table de lecture SP25 MKIII Garrard.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Gego.

L'ENSEMBLE 1 090 F

LAFAYETTE



- Amplificateur LA25 Lafayette 2 x 20 W.
- Table de lecture Garrard SP25 MKIII.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Gego.

L'ENSEMBLE 1 090 F
Tuner Lafayette ST20..... 400 F

SCIENTELEC



- Amplificateur Scientelec Elysée 15 2 x 15 W.
- Table de lecture Garrard SP25 MKIII.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Eole 150.

L'ENSEMBLE 1 190 F

B.S.T.

★★★
CHAINE CAT40



- Ampli-tuner CAT40 B.S.T. AM/FM 2 x 20 W sur 8 Ω.
- Table de lecture SP25 MKIII Garrard.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Eole 180.

L'ENSEMBLE 1 350 F

B.S.T.

★★★★
CHAINE CAT60



- Ampli-tuner CAT60 B.S.T. AM/FM 2 x 30 W sur 8 Ω.
- Table de lecture SP25 MKIII Garrard.
- Cellule magnétique Shure M75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Eole 150.

L'ENSEMBLE 1 690 F

SCIENTELEC

CHAINE CLUB A25

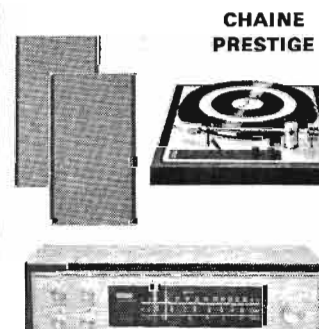


- Ampli Club Scientelec A25 2 x 25 W.
- Table de lecture Garrard SP25 MKIII.
- Cellule magnétique Shure 75/6.
- Socle et plexi.
- 2 enceintes Gego.

L'ENSEMBLE 1 700 F

TONAKA

CHAINE PRESTIGE



- Ampli-tuner Tonaka AM/FM-PO-GO 2 x 20 W eff.
- Table de lecture Lenco B55.
- Socle et plexi.
- Cellule magnétique.
- 2 enceintes Erelson.

L'ensemble 2 000 F

HIFI-CLUB TOTAL

53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Tél. : 307-47-11 - 307-87-74 - 344-67-00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM



NE RESTEZ PAS DANS LE DESERT DE "L'ANTI-SON"

Grande ou petite surface... pas de « sono » (ou mal installée, mal entendue)... pas d'ambiance... moins de clients. Aujourd'hui dans chaque magasin, une bonne sonorisation est indispensable pour attirer, retenir, et vendre. Pour cela, faites confiance à BOUYER.
BOUYER C'EST UNE CERTAINE CONCEPTION DE LA SONORISATION, moderne, efficace, étudiée.

BOUYER, c'est un matériel électro-acoustique d'une haute technicité, équilibré, fidèle, sensible, assurant une retransmission continue, claire et puissante, partout, sans problème. BOUYER c'est la certitude d'une sonorisation de qualité adaptée à chaque cas : grande ou petite surface, intérieur ou extérieur, magasin, bureau, immeuble, hall, restaurant, gare, aire de spectacle ou de sport, etc. BOUYER c'est 40 ans de spécialisation à votre service

 **BOUYER**
 ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

avenue de paris 82002 montauban tél. : (63) 63-18-80