

7 f

324 PAGES

LII^e ANNEE - N^o 1604 - DU 9 JUIN 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN.0337-1883

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE
- BANCS D'ESSAI ■ RÉALISATIONS
- NOUVEAU
- POUR VOTRE MATÉRIEL D'OCCASION : "LECTEURS SERVICE"
- SOMMAIRE DÉTAILLÉ PAGE 3



power diffusion Mixage MPK 502, Equalizer TPK 310 et Ampli APK 240 S.

SUISSE : 3,50 FS ● ITALIE : 1100 LIRES ● ESPAGNE : 125 PESETAS ● CANADA : 1,50 DOLLARS ● ALGÉRIE : 7 DINARS ● TUNISIE : 700 MIL

UN NUMÉRO HORS-SÉRIE DE

HIFI

STEREO

Le journal de la Haute Fidélité

DISQUES MUSIQUE

Recueil de

**66 BANCS D'ESSAI
EN COULEURS**

Les adresses de toutes les marques de Hifi

***un document indispensable
pour les vrais amateurs***

chez votre marchand
de journaux habituel

LE HAUT-PARLEUR**JOURNAL HEBDOMADAIRE**

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
 Directeur de la publication : **A. LAMER**
 Directeur : **H. FIGHIERA**
 Rédacteur en chef : **A. JOLY**

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

- (1) LE HAUT-PARLEUR Vulgarisation avec l'argus de l'occasion.
- (2) LE HAUT-PARLEUR SONO Light-Show Musique. La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (3) LE HAUT-PARLEUR Edition Générale Vulgarisation. Son Télévision Radio Electronique Audiovisuel.
- (4) LE HAUT-PARLEUR Electronique Pratique.

Au total :
L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE
 d'aujourd'hui et de demain.
 La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous.

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 C.C.P. PARIS 424 19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

46 numéros avec en supplément
 2 numéros spécialisés
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande

FRANCE..... 160 F
ETRANGER..... 225 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
 + Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
 Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
 Tél. : 200.33.05

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

sommaire**B.F. - Technique générale - HiFi**

- | | Page |
|--|------|
| ● Le magnétophone RADIOLA EW 5506 | 69 |
| ● Qu'est-ce que le Dolby ? | 127 |
| ● Egaliseurs graphiques..... | 156 |
| ● L'amplificateur SA 800 E et le tuner ST 800 TECTRONIC .. | 197 |

Radio - T.V. - Technique générale

- | | |
|-------------------------------------|----|
| ● Qu'est-ce qu'un téléviseur ?..... | 94 |
|-------------------------------------|----|

Electronique - Technique générale

- | | |
|--|-----|
| ● Utilisation pratique des C.I. : Les décades et les circuits associés | 82 |
| ● Nouvelle technologie des composants..... | 131 |
| ● Convertisseur tension/fréquence à régulateur linéaire..... | 136 |
| ● Utilisation des transistors en interrupteurs..... | 148 |

Réalisations

- | | |
|---|-----|
| ● Réalisez ce transiscope..... | 99 |
| ● Visualisation sur téléviseur : Traducteur de signaux Morse .. | 106 |
| ● Un récepteur ondes courtes pour passionnés - 3,3 à 30 MHz. | 120 |
| ● Retour sur la chambre d'écho analogique..... | 153 |
| ● Sondes pour multimètres numériques..... | 179 |
| ● Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux | 189 |

Mesure - Service

- | | |
|--|----|
| ● Le générateur de fonctions WAVETEK 30 | 88 |
|--|----|

Journal des O.M.

- | | |
|--|-----|
| ● Un aérien multibandes à gain élevé : L'antenne logarithmique | 209 |
|--|-----|

Divers

- | | |
|----------------------------------|-----|
| ● Informations - Nouveautés..... | 67 |
| ● Sélection de chaînes HiFi..... | 141 |
| ● Notre courrier technique..... | 144 |
| ● Petites annonces..... | 296 |

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 2^e trimestre 77
 N° éditeur : 364
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

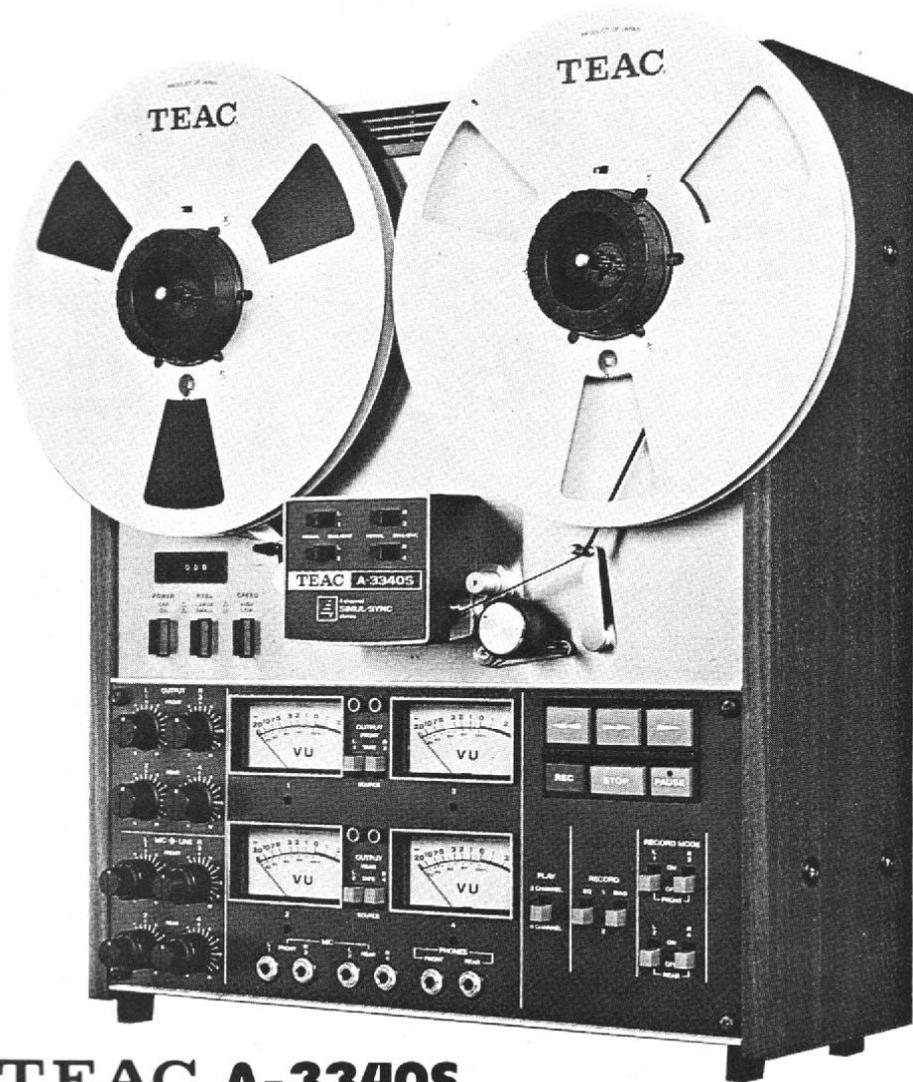
**CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A**

127 000

EXEMPLAIRES



Un studio d'enregistrement chez vous...



TEAC A-3340S

Le cœur d'un système d'enregistrement multi-piste est le magnétophone multicanal. C'est lui qui déterminera la souplesse d'utilisation de votre installation. Avec le A 3340 S, vous pouvez enregistrer jusqu'à 9 pistes en obtenant, pour toutes les pistes, une qualité égale à celle d'une bande de la seconde génération.

Vous obtiendrez cela grâce au Simul-sync. Cette fonction essentielle vous permet de transformer n'importe quel canal de la tête d'enregistrement en un élément de lecture temporaire. Vous pourrez ainsi écouter une piste (ou deux, ou trois), enregistrer en même temps sur une autre, et rejouer l'ensemble par la suite. L'utilisation d'une seule tête lors de l'enregistrement assure un synchronisme parfait des pistes.

"Synchronisation simultanée".

Le mode "synchro" fournit les indications de rythme pour enregistrer un nouveau morceau sur un autre plus ancien, qu'il date de deux minutes ou de deux semaines. C'est cette restitution de la mesure qui a prouvé son utilité à tant de musiciens. Parce que vous n'en avez besoin qu'une fois. Le résultat de plusieurs semaines de travail, ou simplement d'un éclair d'inspiration, sera conservé.

Vous pourrez garder ce qui est bon et refaire le moins bon. Vous serez à la fois le concertiste et le public, l'élève et le maître. Vous pourrez vous développer et vous multiplier en même temps que la musique que vous ferez.

PRIX 7980 F

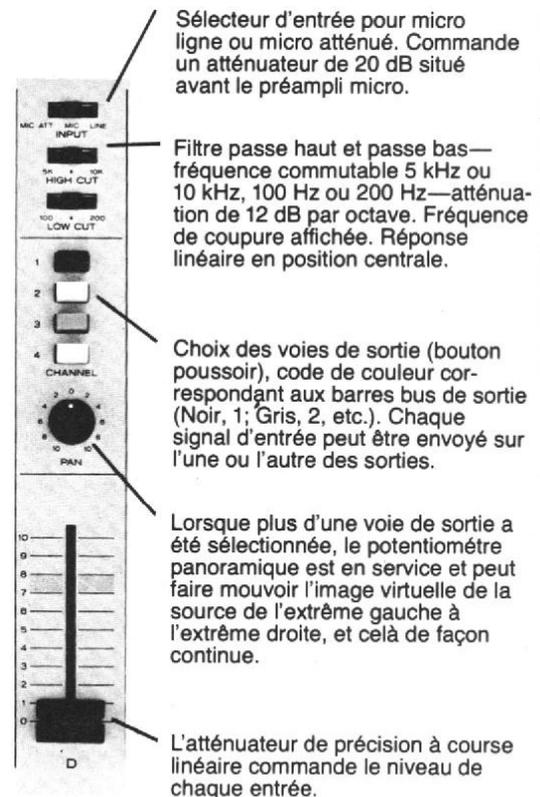
EN DÉMONSTRATION VENTE



Model 2

Le Model 2 est, à notre connaissance, le premier mélangeur de sa catégorie à avoir été spécialement conçu pour l'enregistrement multicanal. Il reçoit une combinaison de plusieurs entrées que l'on peut choisir et la ressort, modifiée ou non, sur un choix de prises de sortie. Son rôle est de vous permettre de contrôler tout ce qui se passera au cœur du processus d'enregistrement.

PRIX 2100 F



illel Center haute fidélité

106/122, avenue Félix-Faure 75015 Paris
Tél. : 828.09.20

illel Center Musique (Ex Lafayette Electronic)

220, rue Lafayette 75010 Paris - Tél. : 208.61.87

FILTRE SUIVEUR

Bruel & Kjaer a développé un filtre suiveur (filtre synchrone) offrant de nombreuses possibilités pour l'examen des spectres vibratoires pris au cours de la mise en route d'une machine ou sur des machines à vitesse variable.

Le filtre suiveur type 1623 est un filtre à bande étroite dont la fréquence centrale suit automatiquement le fondamental, ou tout harmonique de 1/99 à 99/1, d'un signal périodique de commande fourni, par exemple, par un transducteur photoélectrique, un capteur de vibrations ou un microphone. Associé à un mesureur de vibration, à un sonomètre ou à un amplificateur de mesure, il permet d'analyser, en fonction du signal de référence à fréquence variable (par exemple la vitesse de rotation), tout phénomène pouvant être converti en signal électrique. Parmi les caractéristiques du 1623, on peut citer la gamme de fréquence, de 2 Hz à 20 kHz, la dynamique supérieure à 65 dB, l'alimentation sur piles internes, les trois largeurs de bande, 6 %, 12 % et 23 %, la possibilité d'accord manuel pour l'analyse en fréquence « normale », les signaux de synchronisation pour les enregistreurs de niveau et les tables X/Y, et l'affichage numérique de la fréquence centrale du filtre. Un nouveau capteur photoélectrique miniature (MM 0012), permettant d'accorder le filtre en synchronisme avec une partie tournante d'une machine, est disponible en option.

LA DÉTECTION INFRA-ROUGE ET LA SÉCURITÉ

Nous vous présentons les nouveaux composants électroniques capables de détecter les rayonnements infra-rouge **totallement invisibles** à l'œil nu : ceux que nous émettons tous par la chaleur que nous dégagons ainsi que les infra-rouge lointains.

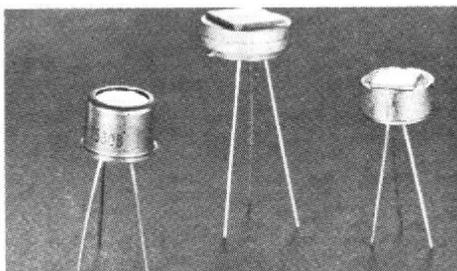
Les applications les plus importantes se situent dans le domaine de la sécurité et de la lutte contre la pollution :

- Détection de présences
- Sécurité des immeubles et des usines
- Détection des flammes et des fumées
- Barrages de protection
- Contrôles et centrages industriels

Ces composants sont de très petites dimensions :

- Diamètre 6 mm
- Longueur hors-tout 20 mm

Ils peuvent être associés à une sonnerie d'alarme, une sirène ou un système de fermeture, réalisant ainsi une surveillance invisible.

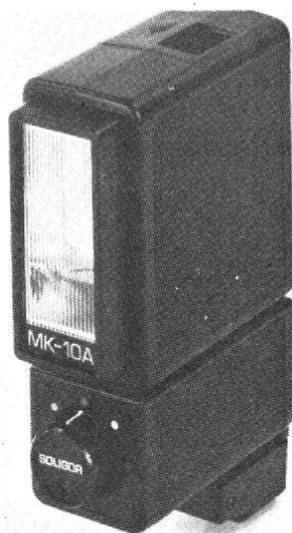


Les détecteurs PPC 522, PPC 522 C et PPC 1821 C sont incorporés dans les boîtiers TO 5 et TO 18 et équipés du préampli 741. Des fenêtres de protection adaptées permettent de réduire les faux signaux et d'améliorer la détectivité.

Caractéristiques essentielles

- Angle de champ 100°
- Détectivité D^* (500 K, 10, 1) $\geq 1 \times 10^8$ cm/Hz^{1/2} W⁻¹
- Sensibilité uniforme
- Préamplificateur incorporé

FLASHES SOLIGOR



Il y a quelques années, Soligor a fait une entrée remarquée dans le domaine du flash électronique en proposant des modèles assortis d'une garantie totale/échange pendant un an.

La place de Soligor sur le marché du flash s'est accrue en même temps que la gamme s'agrandissait et c'est maintenant 6 modèles qui sont proposés aux photogra-

phes sur le marché français, dont 4 avec computer, et le dernier-né, le MK 10, qui est un véritable « système ».

Fiche technique

Nombre guide pour 100 ASA : angle normal, 32 ; position grand angle : 22.

Alimentation : piles 1,5 V : 4 ; secteur : oui ; accus : oui.

Nombre d'éclairs par jeu de piles : alcalines (type UCAR E 91 ou équivalent) : 75 à 800 ; charbon zinc : 15 à 160 ; accus : 55 à 800.

Température de couleurs : 5-600 °K.

Intervalle entre éclair : piles alcalines : 0,5 à 12 - piles charbon zinc : 0,5 à 12 - accus : 0,5 à 5 - secteur : 0,5 à 8.

Angle d'éclairage vertical : 65° 65 (W). Angle d'éclairage horizontal : 45° 75 (W).

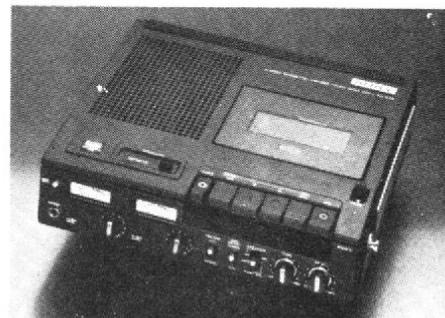
Synchronisation par câble : oui.

Synchronisation par sabot : oui.

Dimensions : 132 x 100 x 44 mm.

Poids (sans pile) : 430 g.

SONY



Pour une utilisation tout terrain, son poids étant de 3,2 kg, le nouveau magnétophone à cassette stéréo TC 525 possède néanmoins toutes les qualités de ses confrères de salon.

Spécifications techniques

Système : 4 pistes, 2 canaux, stéréo ou mono.

Bande passante : 45-10 000 Hz (avec cassette normale) ; 45-13 000 Hz (avec cassette au chrome).

Rapport S/N : 46 dB.

Distorsion harmonique totale : 3 %.

Pleurage et scintillement : 0,25 % (WRMS).

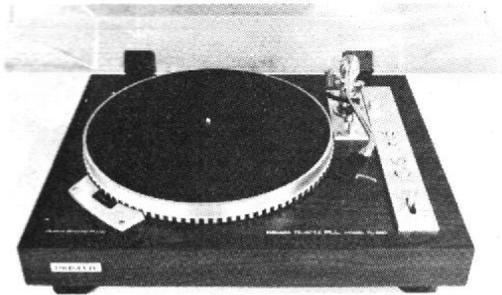
Entrées : micro (jacks x 2) ; sensibilité 0,2 mV (- 72 dB) pour micro basse impédance ; ligne (jacks x 2) ; sensibilité 0,06 V (- 22 dB) impédance 560 kΩ.

Sortie : ligne (jacks x 2) ; sortie nominale 0,44 V (- 5 dB) à impédance de charge

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

100 k Ω ; impédance de charge 10 k Ω ou +.
 - Ecouteur (mini-jack x 1) 8 Ω ou impédance de charge, 10 k Ω ou +. - Casque, sur face avant (jack x 1, à 2 voies stéréo) ; impédance de charge 8 Ω .
 Puissance de sortie : 0,7 W (max).
 HP : \varnothing environ 10 cm.

PIONEER



La firme Pioneer lance une nouvelle platine équipée d'une régulation à quartz, la PL 550.

Fiche technique

Moteur : moteur central à effet Hall piloté par quartz.
 Plateau : \varnothing 324 mm - aluminium.
 Moment d'inertie : 340 kg - cm² (tapis inclus).
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours.
 Plage de contrôle de la vitesse : \pm 6 %.
 Fluctuation : 0,025 % (WRMS).
 Rapport signal/bruit : 70 dB (Din B).
 Délai de prise de la vitesse nominale : 240° de rotation du plateau à 33 1/3 t.
 Déviation par rapport à la vitesse nominale : 0,003 %.
 Influence du freinage sur la vitesse : stable jusqu'à 120 g.
 Scintillement : 0,003 % 33 1/3 t.
 Par degré de variation de la température : 0,0004 % (33 1/3 t).
 Bras : type en S, équilibré statiquement ; longueur : 221 mm ; dépassement : 15,5 mm ; poids admissible du phonoclecteur : 4 g à 14,5 g ; ajustage de la hauteur du bras : \pm 5 mm.

ESS

Deux nouveaux modèles viennent grossir les rangs des enceintes ESS. Tous deux appartiennent à une nouvelle ligne baptisée « Performance series ».

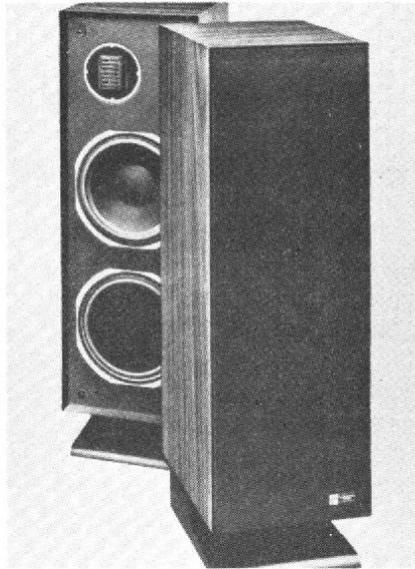
Par définition, il s'agit de systèmes à deux voies auxquels est adjoint un haut-parleur passif.

Les registres medium et aigu sont bien entendu assurés par un transducteur « air motion transformer » fonctionnant selon le principe inventé par le Dr Heil.

Le raccordement en fréquence des haut-parleurs se fait à 2 400 Hz.

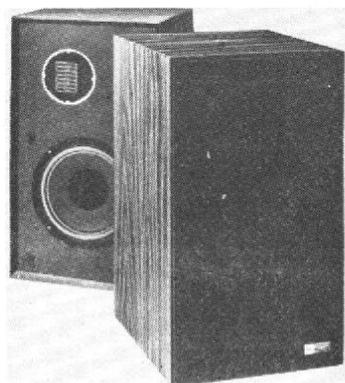
Dans le grave, le haut-parleur passif permet de descendre à 35 Hz à seulement - 3 dB pour la LS 4 et à 50 Hz (- 3 dB) pour la LS 8.

Fiche technique



LS 8 - type deux voies + passif situé à l'arrière.

Impédance : 6 ohms.
 Dispersion : 120° horizontale ; 40° verticale.
 Fréquence de raccordement : 2 400 Hz.
 Efficacité : 1 W à l'entrée produit à 4 mètres une pression acoustique de 80 dB.
 Puissance : 100 watts.
 Réponse en fréquence : 50 Hz à 20 kHz \pm 3 dB.
 Boomer 20 cm.
 Flux : 9 000 gauss.



LS 4 - type 2 voies + passif situé à l'avant.

Impédance : 6 ohms.
 Dispersion : 120° horizontale ; 40° verticale.

Fréquence de raccordement : 2 400 Hz.
 Efficacité : 1 W à l'entrée produit une pression acoustique de 82 dB.

Réponse en fréquence : 35 Hz à 24 kHz \pm 3 dB.

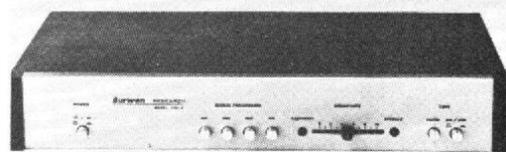
« Boomer » 25,4 cm.

Flux : 11 800 gauss.

Puissance : 140 watts.

RÉDUCTEUR DE BRUIT DE FOND BURWEN 1201 A

Le réducteur de bruit de fond développé par les laboratoires de Burwen Research aux U.S.A. est désormais disponible en France. C'est la société Musique Diffusion Française qui en assure l'importation.



Le Burwen 1201 A tient non seulement compte du niveau relatif du signal mais également de son contenu harmonique.

Cette analyse permanente du message sonore permet d'ouvrir ou de fermer un filtre passe-bas dont le temps de réponse, quasi instantané, autorise une réduction très efficace du bruit de fond sans pour cela nuire au contenu musical. Afin de rendre son utilisation très souple, le Burwen 1201 A est équipé de deux types de réglages.

- Un sélecteur à quatre touches qui permet de déplacer en fréquence le point d'action du filtre passe-bas, à savoir : 20 kHz, 4 kHz, 400 Hz.

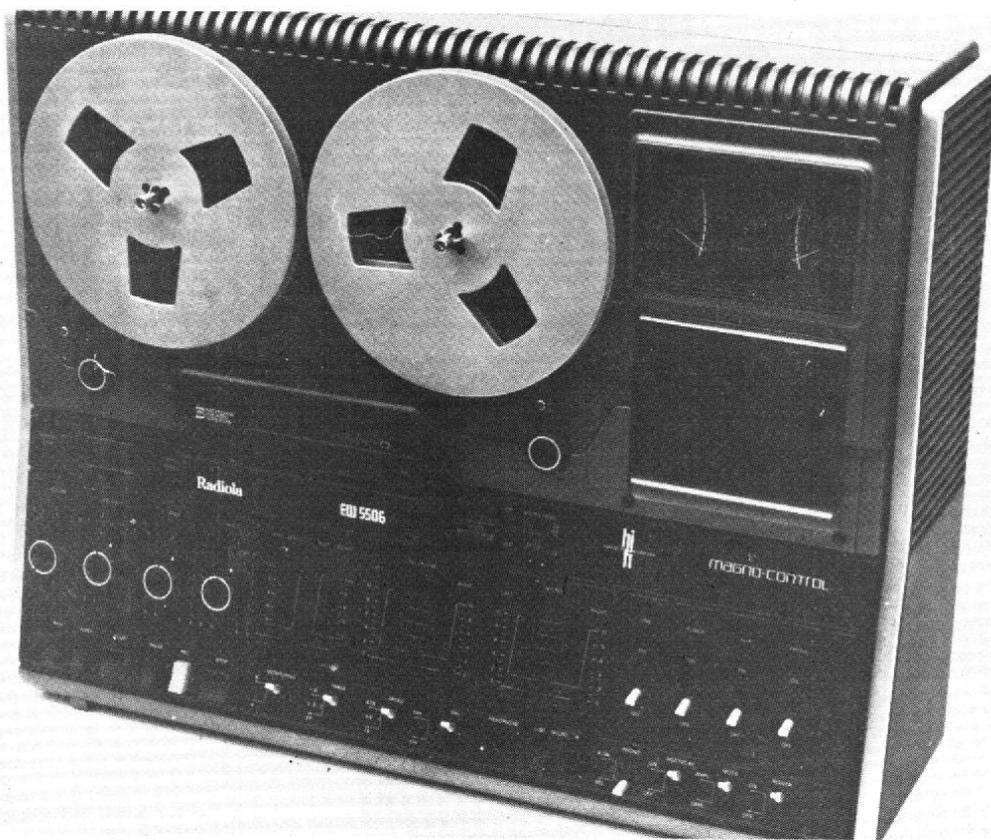
Une adaptation au type de pollution sonore et au type de source est ainsi possible. La 4^e touche permet d'annuler l'effet du réducteur de bruit pour juger de son efficacité.

- Un potentiomètre linéaire permet de doser l'efficacité d'action du réducteur de bruit. Ce réglage est assisté de deux diodes électroluminescentes qui indiquent clairement l'ouverture et la fermeture du filtre en fonction du contenu musical.

L'appareil peut également servir à la copie de bandes.

Il ne fait aucun doute que cet intéressant appareil, applicable à toutes les sources sonores, recevra un accueil favorable de la part des audiophiles.

Le magnétophone



RADIOLA EW 5506

Ce magnétophone, l'un des derniers de la gamme Radiola, offre pas mal de similitudes avec un de ses confrères vendu sous la marque Philips. Les interconnexions entre les firmes sont certaines, il serait inutile de le nier. Avec le 5506 de Radiola, nous traiterons également l'homologue de Philips....

Ce qui frappe en voyant ce magnétophone, c'est la multitude de boutons, de manettes, de potentiomètres, de leviers qui garnissent l'appareil. Le 5506 est un magnétophone sophistiqué qui permet de remplir beaucoup de missions. C'est un appareil à trois têtes autorisant le « monitoring ». Trois moteurs, trois vitesses, commandes électromagnétiques, des stabilisateurs hydrauliques pour la tension

de la bande, beaucoup d'entrées et une sortie pour enceintes asservies. Il peut donc remplacer le préamplificateur d'une chaîne Haute fidélité associée à des enceintes asservies type MFB.

PRÉSENTATION

La couleur sombre de l'appareil et la couleur grise adoptées pour une partie de l'appareil font penser à un appareil militaire. Si l'on veut. L'esthétique très personnelle des services de recherche de Philips se traduit ici par une présentation originale qui n'est pas désagréable du tout. Nous avons en particulier une multitude de commandes qui

feront paraître désuets les plus sophistiqués des appareils japonais. Toutes ces commandes ne sont pas indispensables mais beaucoup faciliteront l'enregistrement. Commandes rotatives et linéaires cohabitent, les commutations se font par des touches crantées pour éviter le glissement des doigts ou par des leviers métallisés. Dans le haut, une série de fentes assure le libre passage à l'air, les faces latérales sont striées comme si elles dissimulaient des haut-parleurs.

A l'arrière, moulées d'une seule pièce, plusieurs ouvertures recèlent des prises, l'ouverture du haut sert de poignée ce qui permet un transport très facile du 5506. Le repérage des prises est moulé dans la masse, les ins-

criptions sont d'une rare discrétion.... Enfin, un couvercle fumé empêchera la poussière de parvenir sur la surface de la bande et de se propager vers les têtes.

FONCTIONS

C'est un long chapitre.

La technique du magnétophone à trois moteurs est utilisée par Philips depuis quelque temps déjà. Pas d'entraînement direct pour les deux bobines mais une transmission par courroie. Qu'importe, l'essentiel est ici la multiplication des moteurs qui donne plus de souplesse au fonctionnement. En outre, la suppression des tringleries permet de choisir une commande élec-

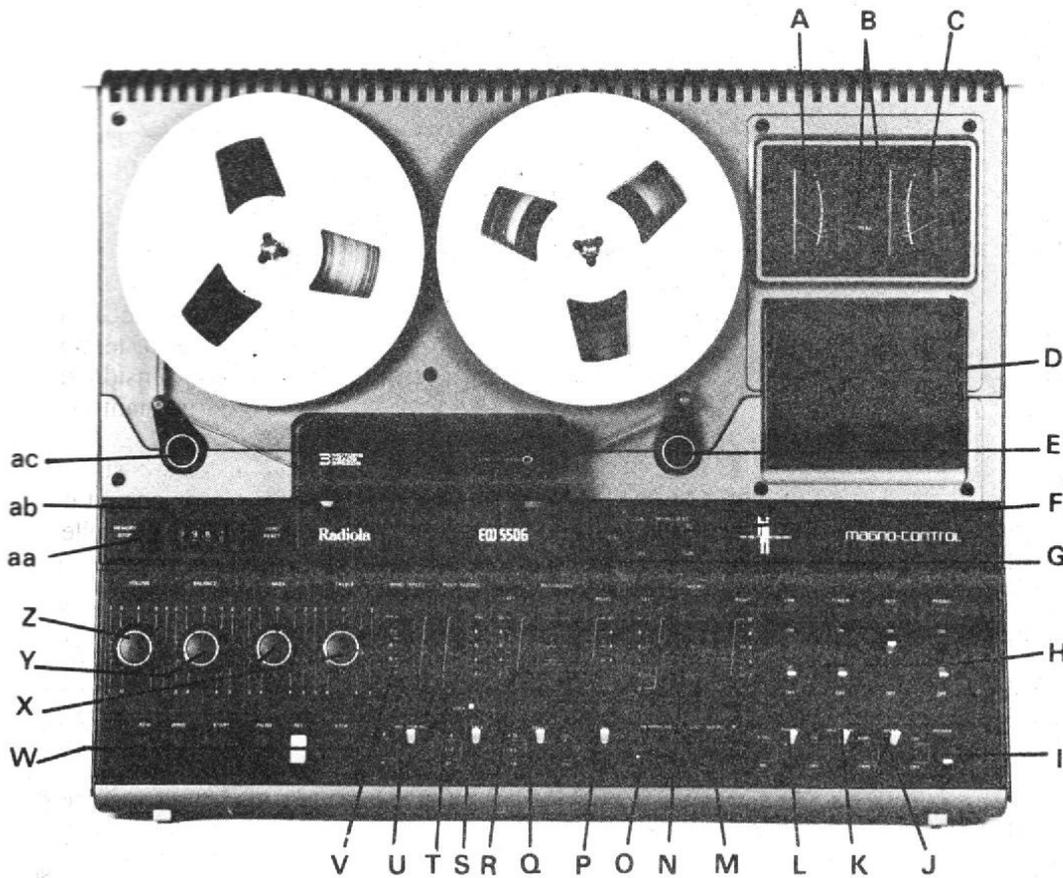


Photo A

- a) vumètre de gauche
- b) diodes de crête
- c) vumètre de droite
- d) pré-réglage de sensibilité
- e) tendeur
- f) atténuateur du micro
- g) touche de repérage
- h) sélecteur d'entrées
- i) marche/arrêt
- j) mode, ampli/magnétophone
- k) multiplay
- l) phono, magnétique/piézo
- m) prises micro
- n) niveau micro
- o) prise casque
- p) DNL
- q) sélecteur de vitesse
- r) niveau d'enregistrement
- s) sélecteur de piste
- t) posteffacement
- u) monitoring, avant/après enregistrement
- v) vitesse de bobinage
- w) commandes du défilement
- x) correcteur de timbre
- y) balance
- z) niveau
- aa) mémoire du compteur
- ab) compteur
- ac) tendeur de gauche

tromagnétique, le « Magno-control » figurant en clair sur la façade.

Trois vitesses, depuis 4,75 centimètres par seconde pour les enregistrements de longue durée jusqu'aux 19 centimètres qui assurent une qualité d'enregistrement nettement supérieure.

Les axes des bobines peuvent recevoir des bobines de 18 centimètres, c'est suffisant pour les vitesses inférieures, parfois un peu court pour le 19 cm/seconde, à moins de faire appel à une bande très mince.

Trois têtes permettent d'assurer le contrôle de l'enregistrement immédiatement après. La tête de lecture séparée autorise aussi une réinjection de signal pour simuler un écho.

Pendant l'avance ou le retour rapide, il est possible de rapprocher les têtes de la bande pour retrouver un enregistrement. C'est le dispositif dit, en anglais, de Cueing.

Un compteur à quatre chiffres entraîné par la bobine

débitrice assure un repérage de la bande, ce compteur est pourvu d'un système d'arrêt automatique à mémoire utile pour effectuer des enregistrements à la radio. Au moment où débute un morceau dont on ne veut pas rater le début, on remet le compteur à zéro, si le morceau ne plait pas, un petit retour en arrière et l'appareil s'arrête au zéro.

L'indication du niveau d'enregistrement est confiée à des indicateurs de crêtes. Pour compenser l'inertie des aiguilles, le constructeur les a associées à une diode électroluminescente. Les deux Vumètres sont disposés l'un à côté de l'autre, l'équilibre entre les voies sera facile à réaliser.

Au-dessous des deux indicateurs de niveau, nous trouvons une porte vitrée, un couvercle de matière plastique fumée protège l'accès d'un panneau, couvert d'une série de boutons commandant des potentiomètres ajustables. Ces potentiomètres ajustables sont au nombre de 12, ils agissent sur divers niveaux

d'entrée ou de sortie et servent à adapter l'appareil aux autres maillons de la chaîne. Nous trouvons ainsi un réglage de la tension de sortie de monitoring (contrôle pendant l'enregistrement), un réglage de la tension de sortie ligne, un de sensibilité d'entrée ligne, un de sensibilité d'entrée auxiliaire, un de sensibilité phono. Ce qui permet de constater que le nombre d'entrées est nettement supérieur à celui d'un magnétophone qui n'exercerait que cette fonction.

L'entrée phono peut recevoir les signaux d'un capteur piézo-électrique ou celui d'un capteur magnétodynamique. Un commutateur est réservé à cet usage et l'appareil dispose d'un correcteur RIAA interne.

Les entrées micro sont commutables avec les autres entrées, ces dernières seront sélectionnées par une série de leviers interverrouillés.

Le potentiomètre micro commande le niveau d'entrée

micro alors que le potentiomètre marqué recording-enregistrement réglera le niveau des autres entrées.

Deux potentiomètres auxiliaires ont été prévus, ce sont des potentiomètres dont la position basse est maintenue par un ressort. L'un de ces potentiomètres est bloqué en position de repos par un petit bouton rouge qui sert au déverrouillage. Ce potentiomètre, à course linéaire commande un système d'effacement qui entre en service pendant la lecture. Ce potentiomètre, de post effacement, servira à éliminer un passage indésirable.

Le second potentiomètre à ressort de rappel commande la vitesse de bobinage. Cette commande facilitera le repérage des morceaux.

Les potentiomètres rotatifs doivent leur forme à leur fonction dans ce magnétophone. Ils concernent exclusivement la fonction reproduction du son avec ou sans magnétophone. Le 5506 est prévu pour une association avec les

enceintes asservies du constructeur, cette section se charge des opérations de réglage du timbre, de la balance et du volume. Le concepteur n'a pourtant pas été jusqu'à introduire un correcteur physiologique...

Les commandes électromagnétiques sont rassemblées sous ces potentiomètres, la touche d'enregistrement se distingue des autres par une couleur jaune orangée. Nous terminerons avec le bruit de fond en disant que le constructeur réduit le bruit de fond en installant un réducteur de bruit du type DNL qui améliorera le rapport signal sur bruit en abaissant automatiquement les aigus lorsqu'il n'y en aura pas à reproduire.

UTILISATION

On devra prévoir une place importante pour l'installation de ce magnétophone. Il mesure en effet plus de 50 centimètres de large pour plus de 40 de haut, chiffres qui ne sont pas très évocateur mais l'appareil prend une autre dimension une fois sur place. La multiplicité des boutons fera que l'on n'aura pas toujours le fonctionnement requis, il peut arriver que la bande ne parte pas si on a laissé l'appareil travailler en amplificateur. On peut aussi constater que si un indicateur de modulation ne s'allume pas, c'est que le sélecteur de piste n'autorise pas la stéréophonie. En dehors de ça, les risques sont limités. La disposition des commandes est suffisamment fonctionnelle, la dissimulation des potentiomètres ajustables derrière une fenêtre est intéressante, elle évitera de faire penser à une manœuvre inutile de boutons qui ne sont là que pour être ajustés au moment de l'installation, après tout, ils auraient aussi bien été placés derrière, mais l'effet aurait-il été le même ? Certainement pas.

La douceur des touches de

défilement est en rapport avec la masse de l'appareil, elles ne sont ni dures ni trop douces, les manœuvres intempestives sont quasiment impossibles.

L'efficacité du potentiomètre de bobinage est certaine, une suggestion pour les prochains modèles : assurer le ralentissement jusqu'au trois quart de la course, arrêter la bande à ce moment puis inverser le mouvement sur le quart restant. La recherche d'un passage aurait été plus facile. Ici, nous avons un ralentissement progressif, une fois le bouton en haut, le moteur s'arrête. La souplesse de cette commande est intéressante.

Pour la sélection des autres fonctions, nous avons des touches à deux positions, agréables à commander, celle à trois positions plus dures le sont moins ; autres commandes un peu dures, celle de sensibilité du micro et celle de repérage. Il est vrai que cette dernière doit exercer un certain effort mécanique.

Donc pour résumer le chapitre de l'utilisation, des commandes correctement disposées et suffisamment repé-

rées, en anglais comme il se doit. Des inscriptions arrières d'une discrétion remarquable, à caler en plein jour sous éclairage rasant (moulage en relief).

ETUDE TECHNIQUE

Sur le plan mécanique, nous signalerons le montage général sur un châssis de tôle embouti, l'ensemble du magnétophone étant monté dans deux coquilles de matière plastique moulée qui forment un caisson d'une excellente rigidité. Les trois moteurs sont à courant continu, deux pour les bobines avec la liaison que nous avons mentionnée plus haut. Le troisième moteur, celui du cabestan entraîne ce dernier par une courroie. Le moteur de cabestan est asservi par une génératrice tachymétrique solidaire du moteur et non d'une denture de cabestan. Le volant est réalisé en matière plastique moulée, il est alourdi par des plaques métalliques, une for-

mule qui ne paraît pas très professionnelle mais qui est efficace.

La tension de la bande est stabilisée par deux palpeurs baptisés hydrauliques, ce sont deux palpeurs munis d'un disque garni de graisse silicone dont la viscosité assure la freinage. Le palpeur de gauche est solidaire d'un contact qui, lors d'une tension de bande trop faible envoie sur le moteur de gauche une tension de commande provoquant la tension de la bande.

La pression sur la tête d'enregistrement est due à un feutre alors que celle sur la tête de lecture est due uniquement à la tension de la bande.

ELECTRONIQUE

Préamplificateur micro :

Deux transistors, un couplage direct. L'entrée se fait sur une prise double dans le cas où on utilise un couple stéréophonique, ou sur les deux prises, gauche et droite, dans le cas de l'utilisation de deux

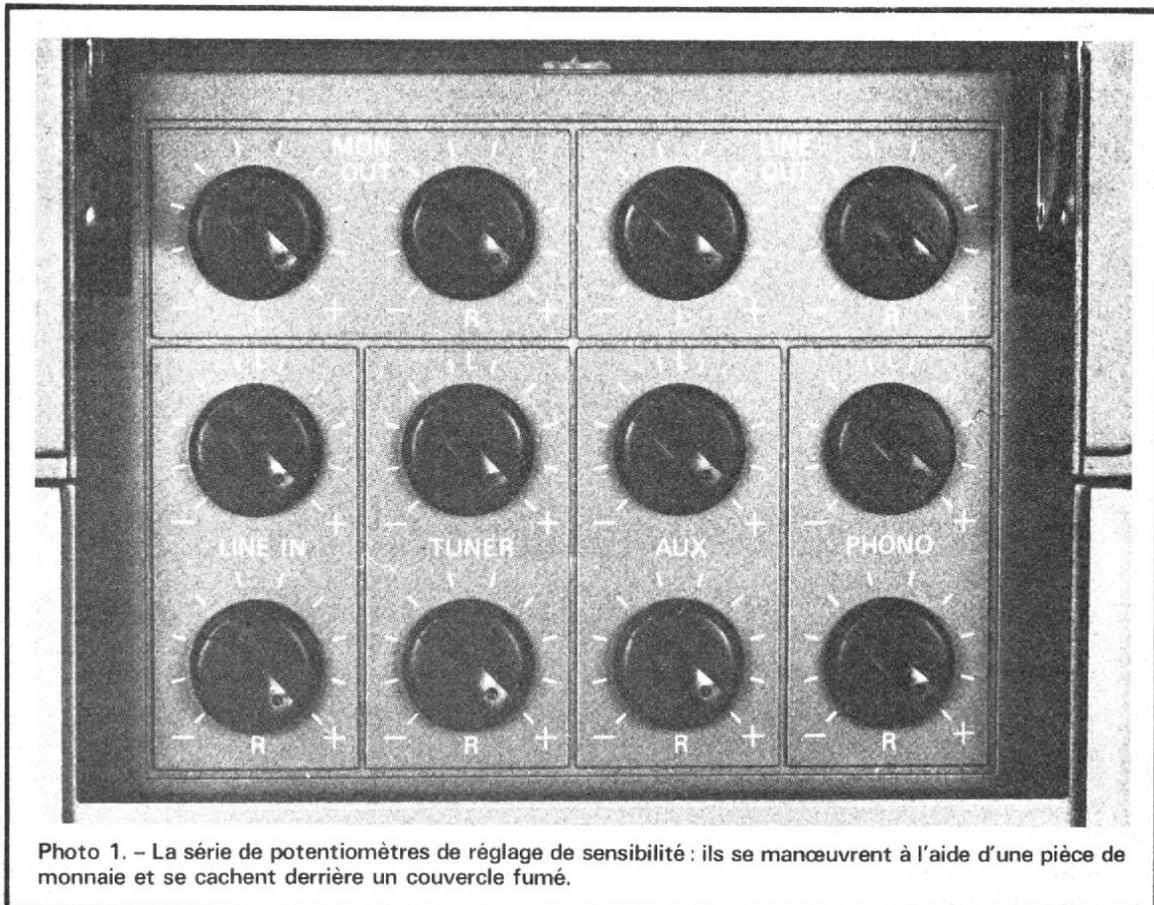
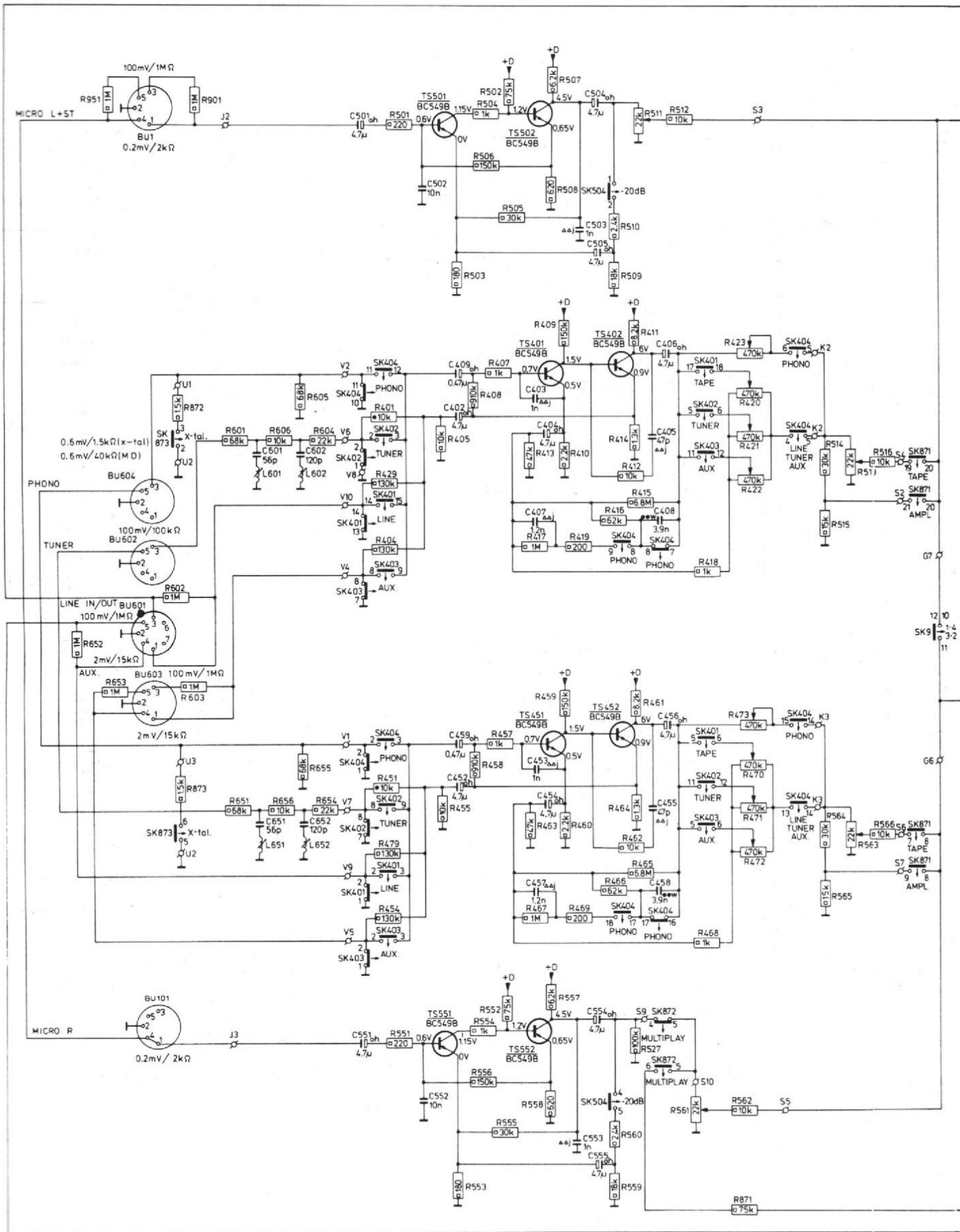
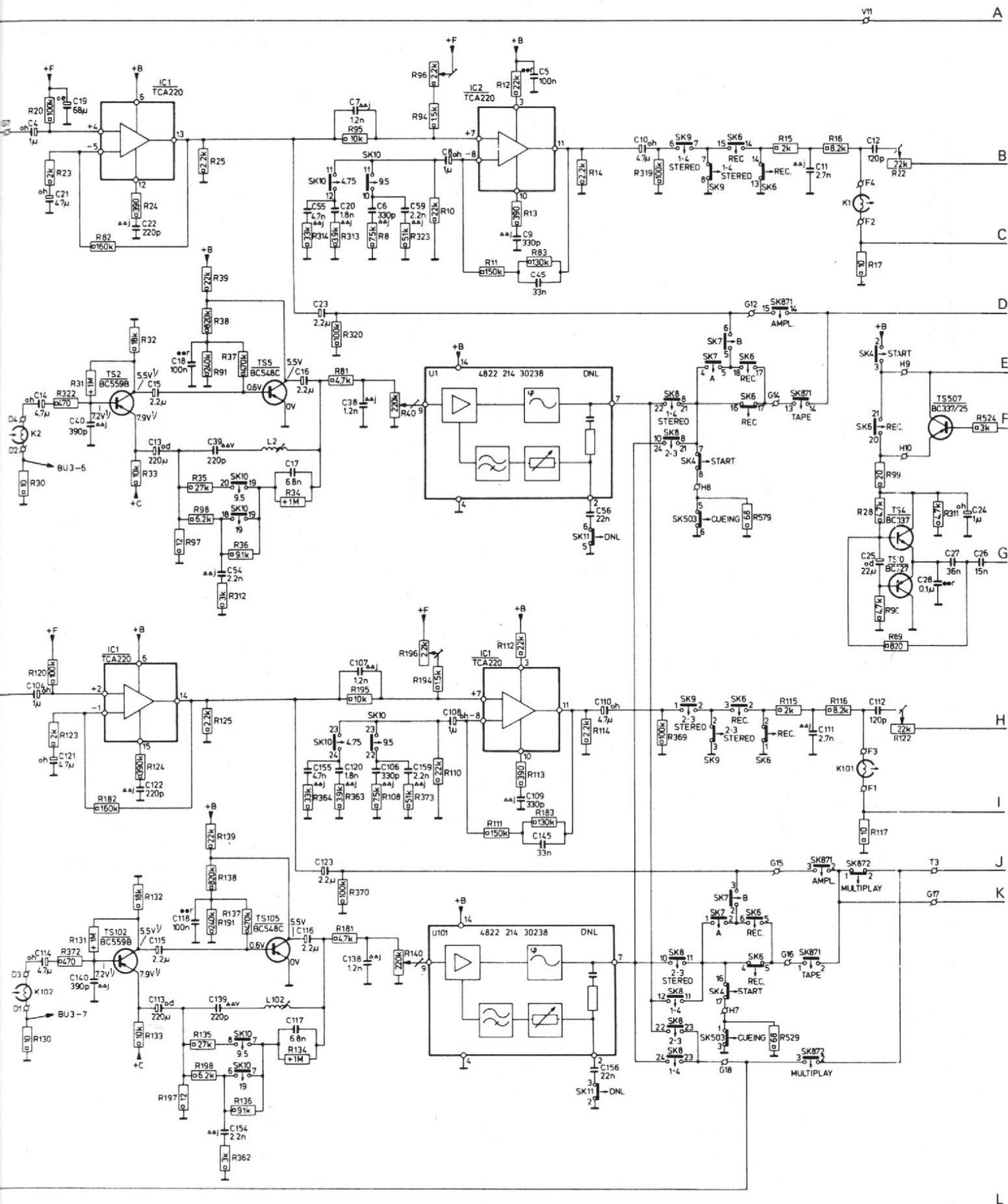
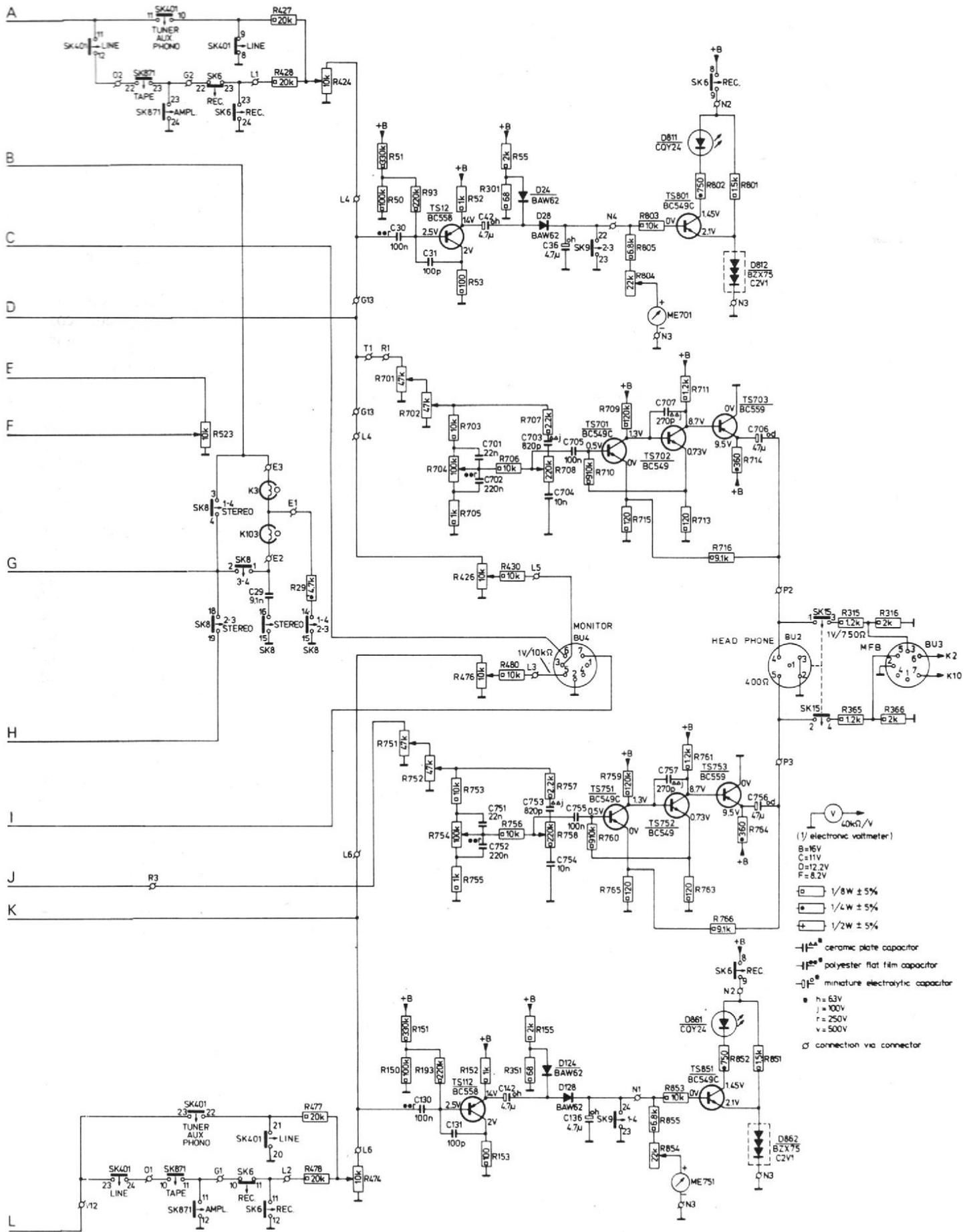


Photo 1. - La série de potentiomètres de réglage de sensibilité : ils se manœuvrent à l'aide d'une pièce de monnaie et se cachent derrière un couvercle fumé.







(1) electronic voltmeter
 B=16V
 C=11V
 D=12.2V
 F=8.2V

□ 1/8W ± 5%
 □ 1/4W ± 5%
 □ 1/2W ± 5%

—|— ceramic plate capacitor
 —|— polyester flat film capacitor
 —|— miniature electrolytic capacitor

• h=63V
 j=100V
 r=250V
 v=500V

⊕ connection via connector

micros séparés. C'est la prise de gauche qui est stéréophonique. La prise de micro frontale peut également servir à envoyer un signal à haut niveau par l'intermédiaire de deux résistances atténuatrices.

Le commutateur de sensibilité micro, SK 504 modifie le réseau de contre réaction pour changer le gain, ce commutateur permet de remonter le niveau maximal admissible par le préamplificateur.

Le potentiomètre R 511 ajuste le niveau d'enregistrement micro.

Préamplificateur multifonctions :

Ce préamplificateur assure en effet plusieurs fonctions qui seront choisies par le sélecteur d'entrée. Au choix, correction RIAA par C 408, R 416, C 407 ou pas de correction de courbe de réponse mais une adaptation du gain. Le réglage de sensibilité phono n'est pas confié à une contre-réaction variable mais à une résistance variable montée en série avec la ligne de transmission du signal (R 423). En effet, la plage de sensibilité n'est pas aussi importante pour l'entrée phono que pour les autres entrées. Pour ces dernières, nous avons en effet une contre-réaction variable appliquée à l'émetteur de TS 401 au travers de la résistance R 418.

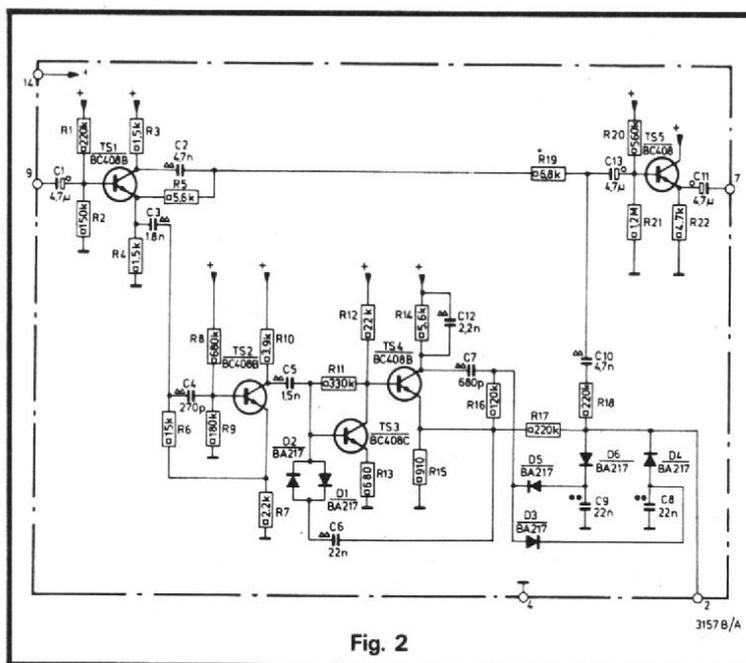


Fig. 2

Le commutateur de phono-captateur céramique/magnétique met une résistance de 1 500 Ω en parallèle sur l'entrée pour modifier le mode de fonctionnement du phono-captateur piézo.

Le commutateur SK 871 change le mode de fonctionnement de l'appareil, pour le fonctionnement en magnétophone, c'est le potentiomètre R 513 qui sert à ajuster le niveau d'enregistrement (en collaboration avec R 511) en préampli, il n'y a plus de réglage, mais une tension fixe, le potentiomètre de volume servant à assurer la commande de niveau sonore.

Sur le préamplificateur micro du bas, on note la présence d'un circuit de réinjec-

tion du signal de lecture pour la fonction multiplay.

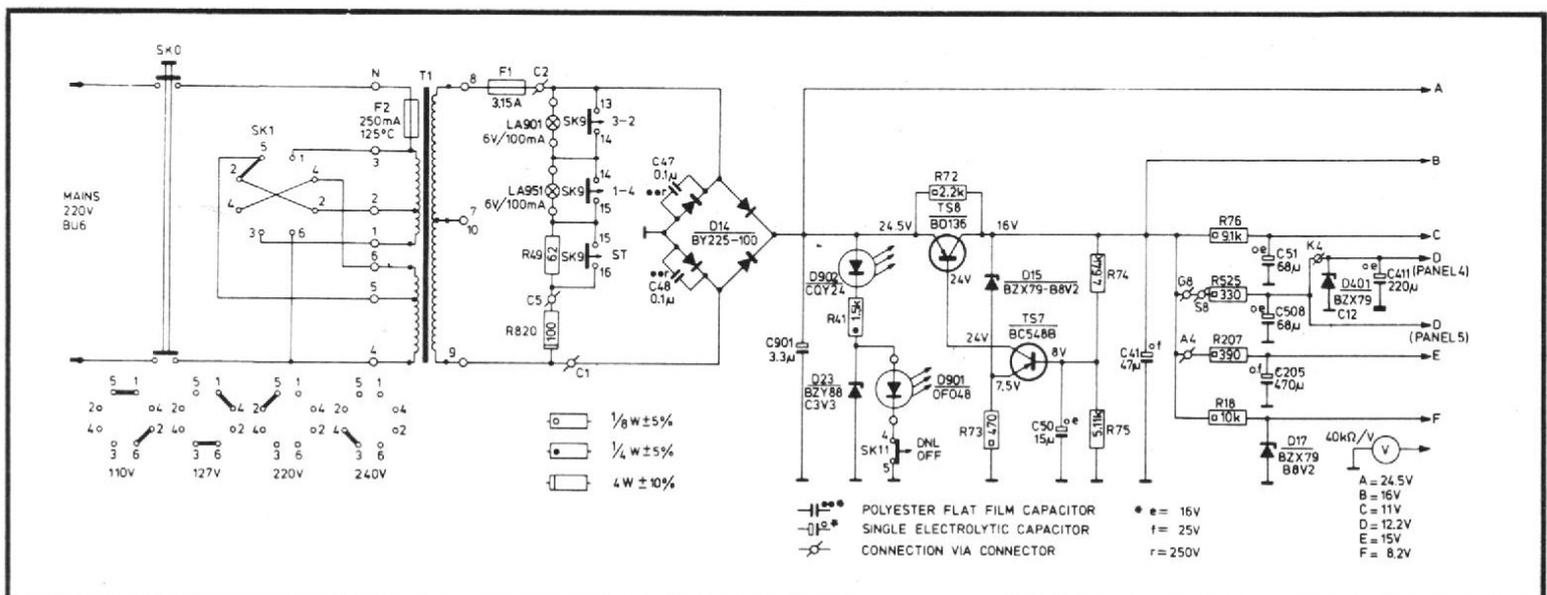
Les préamplificateurs à circuits intégrés IC 1, TCA 420 sont montés l'un en préamplificateur linéaire, l'autre en préamplificateur correcteur d'enregistrement, les commutations des constantes de temps sont mécaniques, suivant la vitesse de défilement par la contre-réaction. La contre-réaction est totale en courant continu, elle est sélective en alternatif. La tension de sortie du circuit intégré attaque la tête d'enregistrement. Le courant de la tête d'enregistrement est disponible aux bornes des résistances de 10 Ω , sur la prise BU 4, on pourra ainsi ajuster très facilement le courant de prémagné-

tisation en fonction de la bande choisie.

Suivant le mode de fonctionnement choisi, mono, stéréo, on mettra en service ou non la ou les éléments de la tête d'enregistrement.

Préamplificateur de lecture :

Le préamplificateur de lecture est un préamplificateur à faible bruit qui assure une correction en fréquence. Cette correction se modifie par une intervention au niveau de la contre-réaction, nous retrouvons, comme pour l'enregistrement, plusieurs constantes de temps, choisies par SK 10. A la sortie de ces préamplificateurs nous trouvons le réducteur de bruit DNL dont le schéma figure à part. La tension de sortie arrive alors sur les potentiomètres de niveau et de balance via une série de contacts d'enregistrement, de monitoring d'amplification et de magnétophone, un tas de contacts que l'on trouve rassemblés après le DNL. Pendant le repérage, fonction Cueing, une résistance R 579 atténue la tension de sortie. Une telle atténuation est indispensable, lorsque la bande défile à grande vitesse, il y a un changement de la fréquence, les composants à 1000 Hz se retrouvent très haut et risquent d'endommager les haut-parleurs d'aigu qui ne sont pas prévus pour recevoir une puissance de sortie élevée.



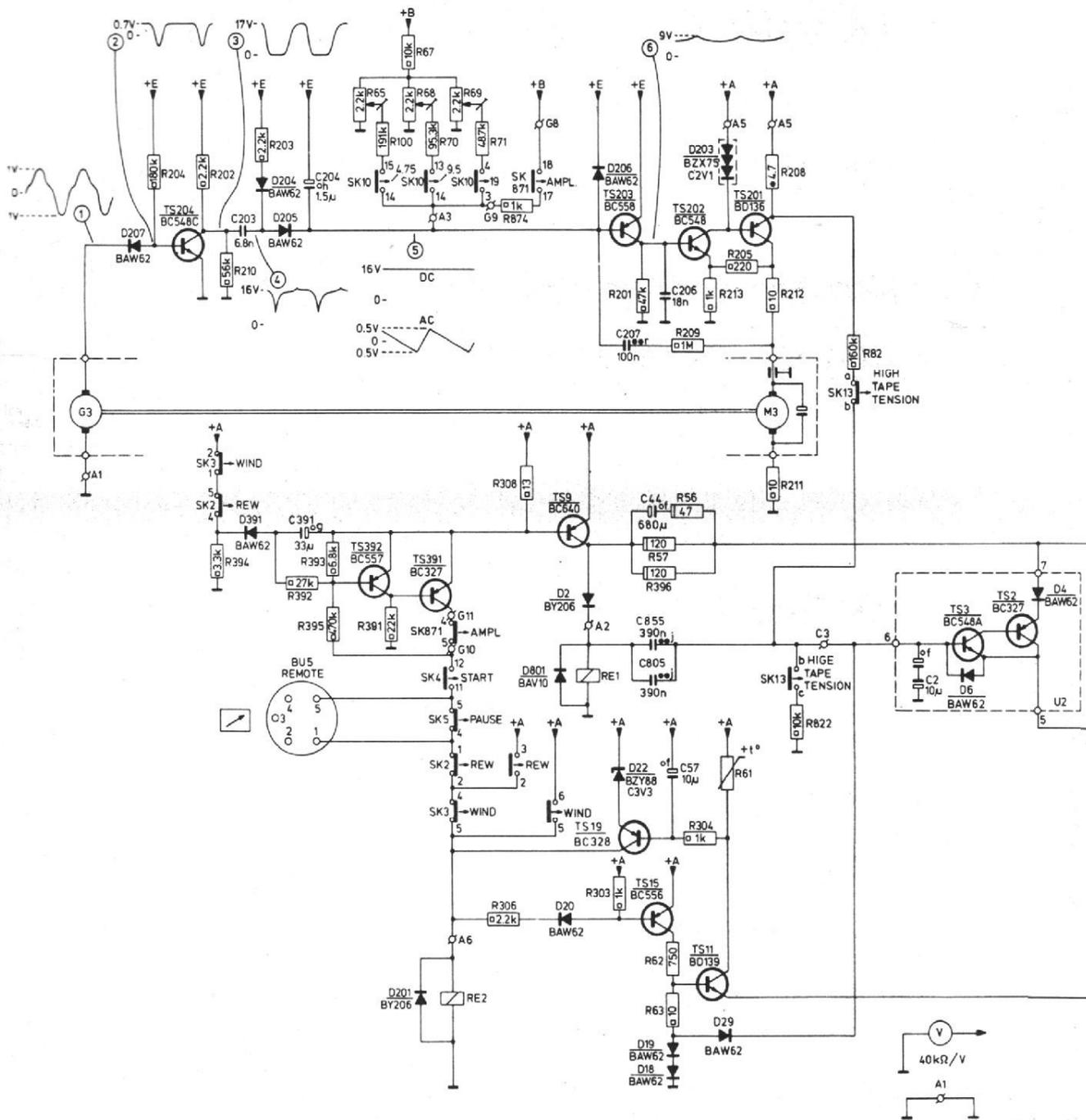


Fig. 3

Oscillateur :

L'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation est constitué fort simplement de deux transistors TS 4 et 10. Il s'agit d'un montage collecteur commun que l'on fait osciller grâce à la surtension d'un circuit résonnant. Le montage à collecteur commun est en fait très facile à faire osciller aux fréquences hautes, si vous avez essayé de construire un émetteur 27 MHz sortant sur tel étage vous saurez réaliser le plus simple des émetteurs qu'il soit possible de conce-

voir. Un transistor, une résistance une bobine.

Le transistor TS 507 sert de générateur à tension variable, c'est ce transistor qui permet d'effacer volontairement une partie d'un enregistrement lors d'une lecture. Attention au décalage des têtes, important à 4,75 cm/s. Autorise le fondu.

Indicateurs de niveau

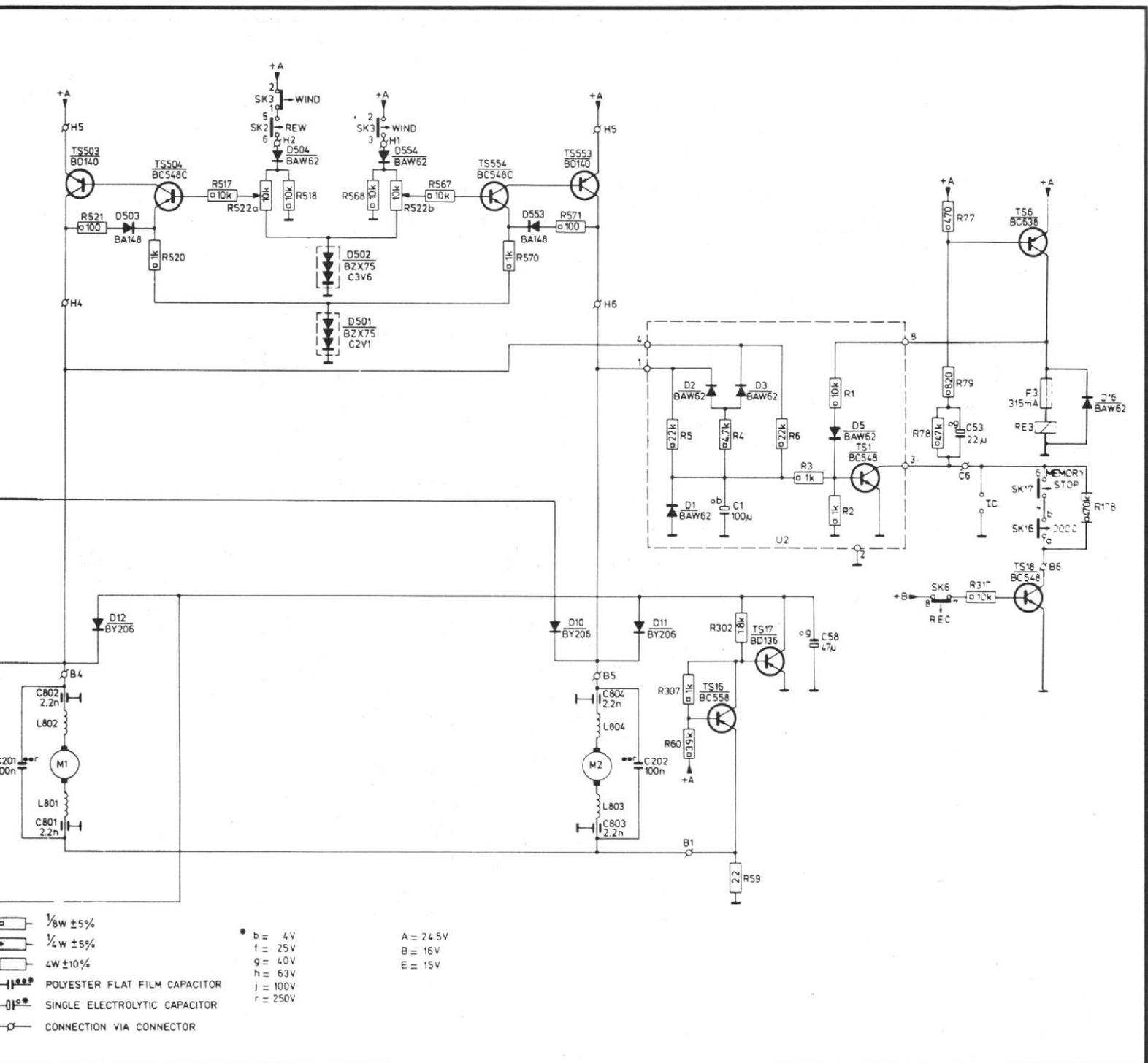
Les indicateurs de niveau sont montés sur une sortie linéaire en fréquence. TS 12 est monté en amplificateur de

puissance (collecteur commun), il attaque un détecteur D 24/D 28 qui charge le condensateur C 36. Nous avons là une détection de crête. L'indicateur de niveau à aiguille est suivi d'un transistor de commande d'une diode électroluminescente dont le seuil de fonctionnement est fixé par une tension de référence de 2,1 V. L'allumage se produit entre 2 et 3 dB de surmodulation. Comme cette indication est une crête, l'alerte sera efficace. La mémoire de l'indication est

courte, la surveillance est nécessaire avant l'acquisition d'une connaissance suffisante de la position des commandes de niveau. La lenteur relative de vitesse des indicateurs à aiguille est compensée, la diode prend une avance de 4 dB au moins sur l'aiguille.

Préamplificateurs de sortie :

Prévus pour casque et pour l'attaque des enceintes (ou de tout ampli de puissance), ils comportent deux boutons de correction de timbre, un correcteur du type passif, à poten-



- 1/8W ±5%
 - 1/4W ±5%
 - 1/2W ±5%
 - 1W ±5%
 - 2W ±5%
 - 4W ±10%
 - POLYESTER FLAT FILM CAPACITOR
 - SINGLE ELECTROLYTIC CAPACITOR
 - CONNECTION VIA CONNECTOR
- | | |
|----------|-----------|
| • b = 4V | A = 24.5V |
| f = 25V | B = 16V |
| g = 40V | E = 15V |
| h = 63V | |
| j = 100V | |
| r = 250V | |

tiomètres logarithmiques, aux valeurs de condensateurs dissymétriques. Trois transistors permettent d'obtenir un gain suffisant et une faible impédance de sortie, le casque est directement branché à la sortie du montage. Une prise spéciale alimente les enceintes, une prise repérée MFB, comme Motionnal Feed Back.

Réducteur de bruit DNL :
Comme vous pouvez le constater, son schéma est simple. Le premier transistor, TS 1, est monté en déphaseur.

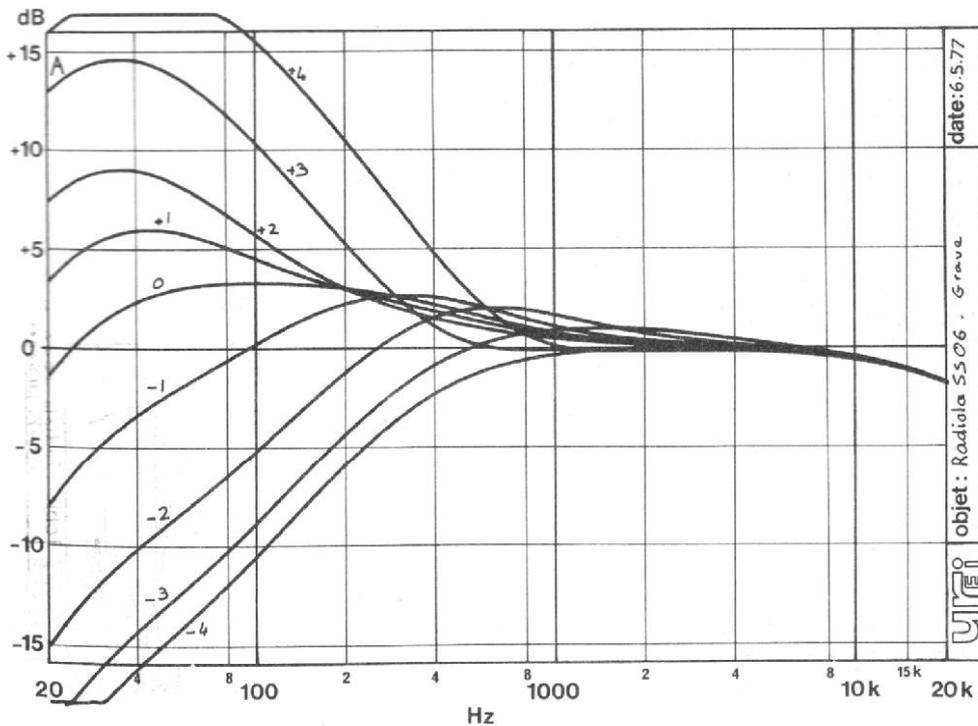
Les éléments C2/R5 assurent un déphasage. TS 2 est un filtre passe haut, il est suivi d'un circuit à gain variable qui réinjecte vers le mélangeur TS 5 une tension en opposition de phase avec celle issue de C2/R5. Suivant la proportion entre les tensions, ce qui dépend du niveau du signal d'entrée, nous aurons une annulation plus ou moins importante des fréquences hautes. Pour mettre le DNL hors service, on introduit entre la sortie 2 et la masse un condensateur de 22 nF.

COMMANDE DES MOTEURS

La troisième partie du synoptique concerne les moteurs de cabestan et de bobinage.

Nous avons tout d'abord en haut et à gauche du schéma la régulation de vitesse tachymétrique. La génératrice délivre une tension sur la base de TS 204. Cette tension est amplifiée par ce transistor qui fonctionne en tout ou rien. La détection de ces impulsions

dérivées par C 203 donne une tension d'amplitude variable. Cette tension est mélangée à une composante continue qui déterminera la vitesse du moteur. Lorsque le magnétophone est utilisé en amplificateur, SK 871 bloque le transistor TS 203, TS 204, TS 202 et TS 201 constituent un amplificateur de puissance qui commande le moteur. C 206 filtre les impulsions résiduelles, C 207 et R 209 constituent une boucle de contre-réaction de stabilisation de la régulation.



A) courbe de réponse du correcteur de graves

REBOBINAGE

Pendant le rebobinage, le frein, RE 2, est excité, il n'y a plus de freinage (pas de courant-frein en service). La base de TS 504 est alimentée par le potentiomètre R 522 a, qui sert au réglage manuel de la vitesse de ce moteur. TS 503 commande le moteur M 1. Le moteur récepteur M 2 est entraîné à l'envers et fonctionne en génératrice. Lorsqu'on réduit la vitesse du moteur M 1, on agit également sur la seconde moitié du potentiomètre, RS 522 b qui commande alors le passage d'un courant dans M 2 ce qui assure son freinage. (couple faible)

Pour le bobinage, nous avons un fonctionnement inverse des transistors TS 503 et TS 553.

REGULARISATION DE TENSION DE LA BANDE

Deux dispositifs sont prévus. Pour la lecture, le palpeur de gauche commande le

contact SK 13 ab est fermé lorsque la tension de la bande est insuffisante. SK 13 bc ouvert, TS 3 est alors alimenté par R 82 et fait passer un courant, par TS 2 dans le moteur M 1. Ce moteur assure alors un freinage. Au départ, les condensateurs C 805 et C 855 appliquent une tension positive de courte durée qui suffit à tendre la bande..

Pendant l'avance rapide de

la bande, la tension de bande est maintenue constante. Lorsque le moteur d'entraînement tourne très vite, c'est à dire lorsque la bobine est encore vide, le couple de freinage est élevé. Inversement, une fois la bobine d'entraînement pleine, on doit réduire le couple de freinage.

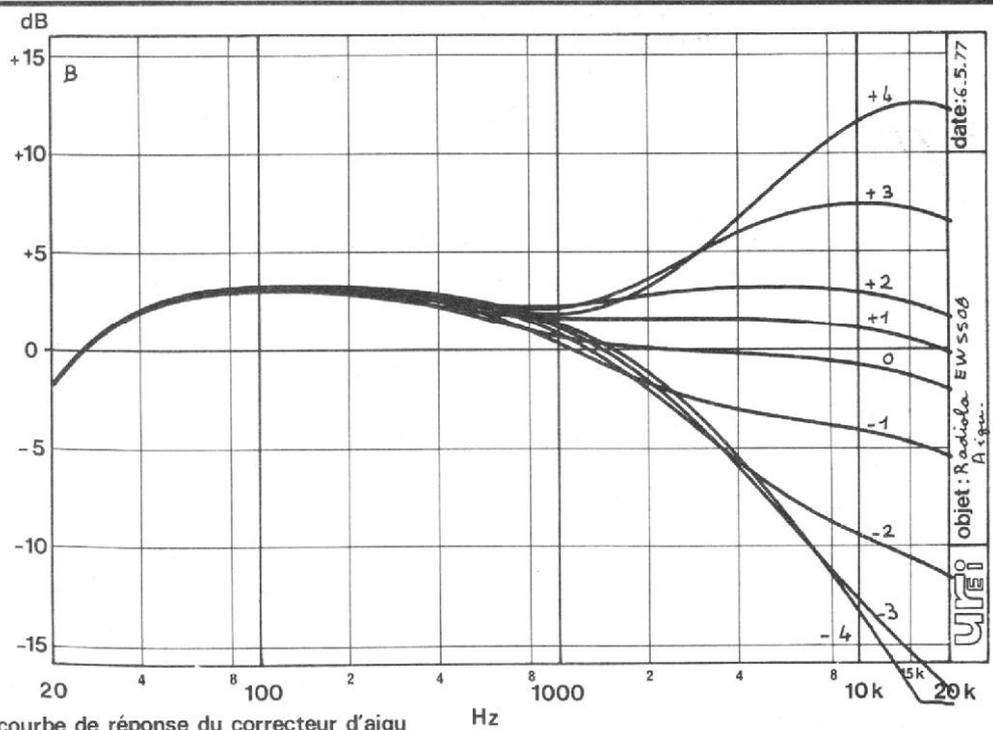
Cette régulation est obtenue par la résistance R 59 qui détecte le courant dans les

moteurs. Cette tension commande le transistor TS 17 qui sert à court-circuiter plus ou moins le moteur de la bobine débitrice, celui qui fonctionne en génératrice.

D'autres circuits sont associés pour assurer la sécurité des opérations (TS 11, TS 15. Par exemple, le frein mécanique est un frein de parc, il n'entre en service qu'une fois la bande immobilisée ou qu'une coupure de tension intervient.

REALISATION

Sur le plan mécanique, nous avons vu quelques détails pratiques au début de l'étude technique. Pour l'électronique nous retrouvons les techniques de réalisation chères au constructeur. Utilisation de circuits enfichables multiples. Les composants sont en grande majorité d'origine européenne, ce qui s'explique sans difficultés. Les moteurs sont fabriqués dans le groupe Philips, les têtes longue durée également. L'accès aux composants électroniques exige un démontage important de l'appareil, c'est un peu dommage si on considère les impo-

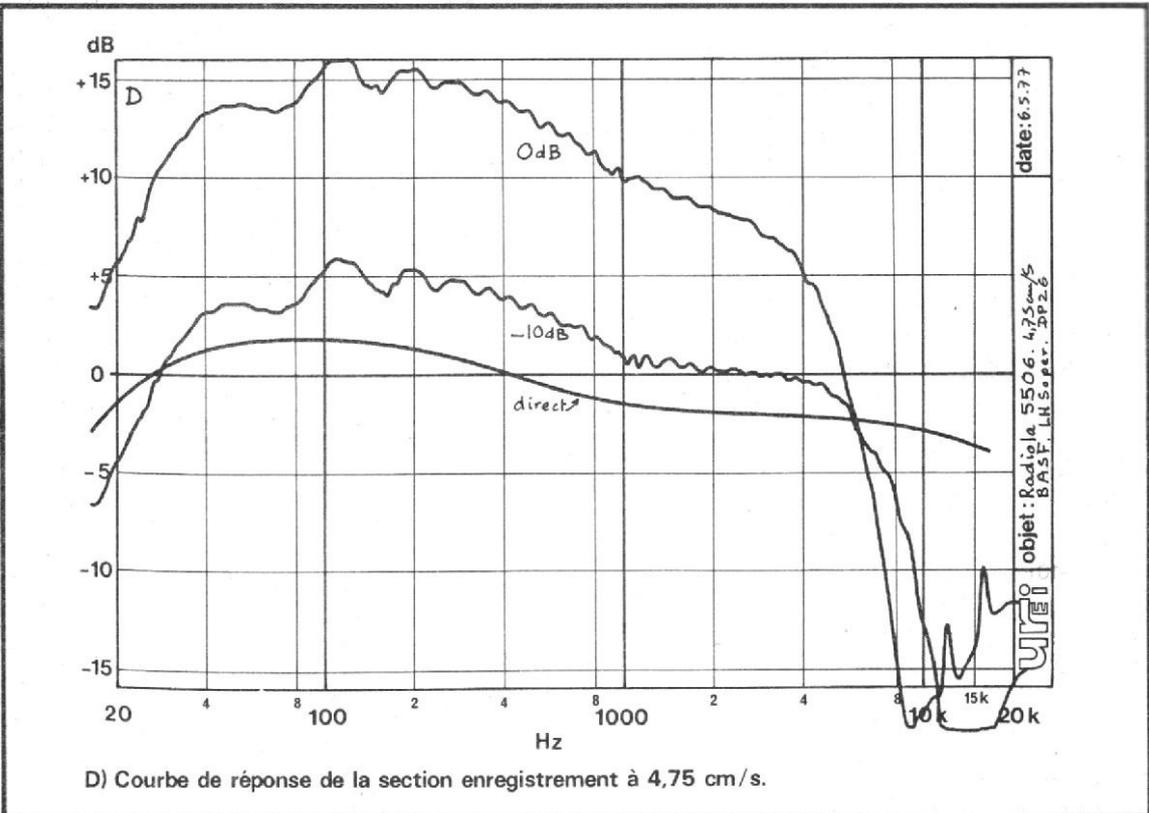


B) courbe de réponse du correcteur d'aigu

santes dimensions de l'ensemble (le 5 506 est plus gros qu'un magnétophone à cassette), ce n'est tout de même pas un monstre. Réalisation à la hauteur des techniques, c'est une expression passe-partout, ici, les techniques sont assez classiques, la réalisation également. Bonne utilisation d'une mécanique à trois moteurs habilement servie par une bonne électronique.

MESURES

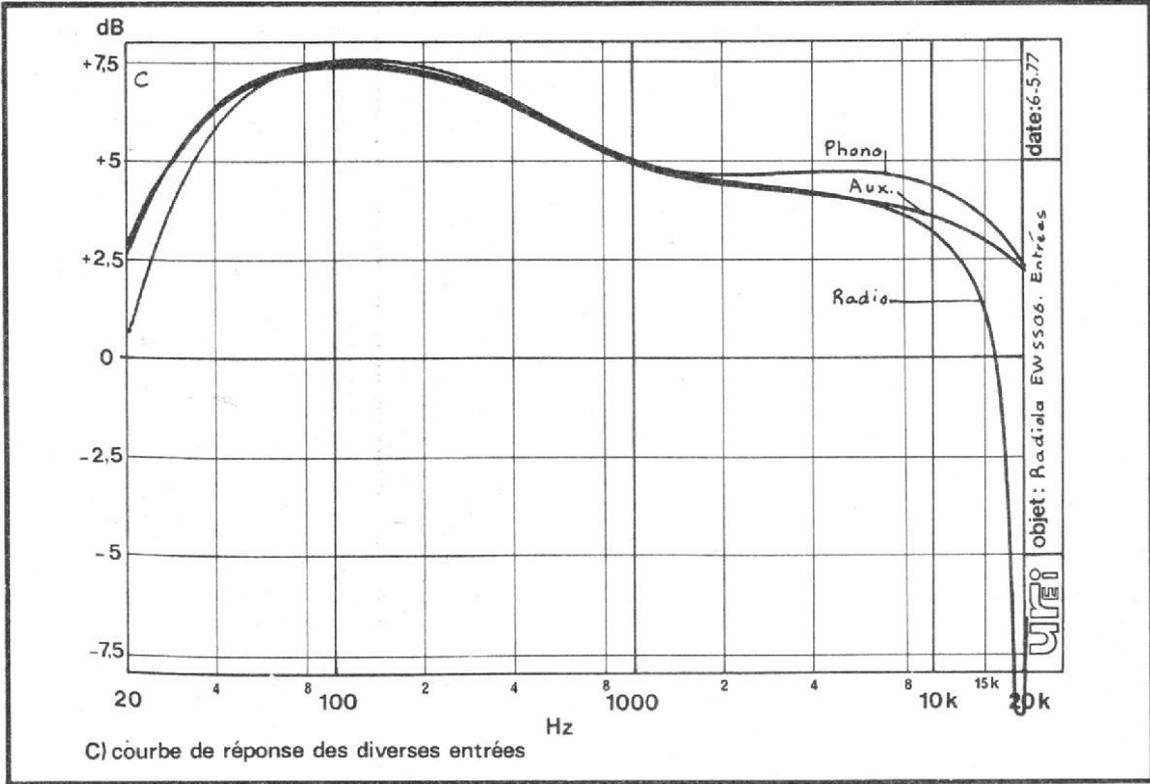
La section préamplificatrice dispose d'entrées nombreuses dont le niveau peut être ajusté. Pour l'entrée phono, la sensibilité maximale est de 1,7 mV. Cette sensibilité est la tension nécessaire pour obtenir la saturation de la sortie, potentiomètre poussé à fond. Pour obtenir une indication de 0 dB au Vumètre, il faut injecter une tension un peu supérieure : 2,4 mV. Lorsque le potentiomètre de sensibilité est poussé au minimum, elle passe à 50 mV. L'indication du Vumètre est indépendante de la position du potentiomètre de niveau, il sera donc

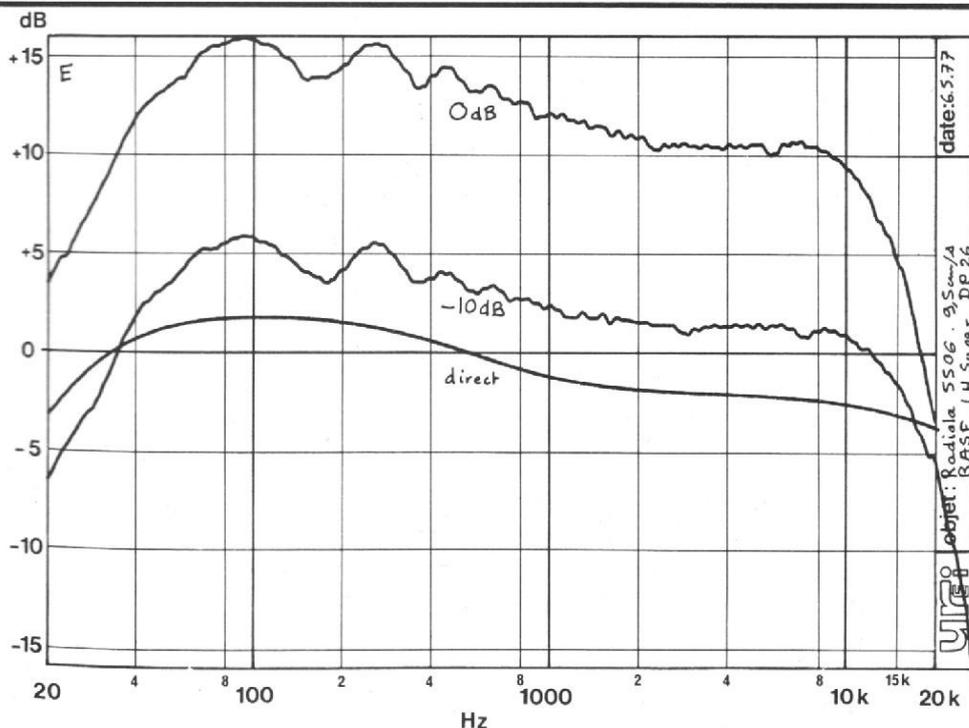


important de surveiller le Vumètre, il donnera des indications précieuses pour le réglage des sensibilités d'entrée. La tension de saturation est de 6,4 mV pour la sensibilité maximale. L'entrée auxiliaire a une sensibilité allant de 190 mV à plus de trois volts avec une tension de saturation de 550 mV pour la sensibilité max.

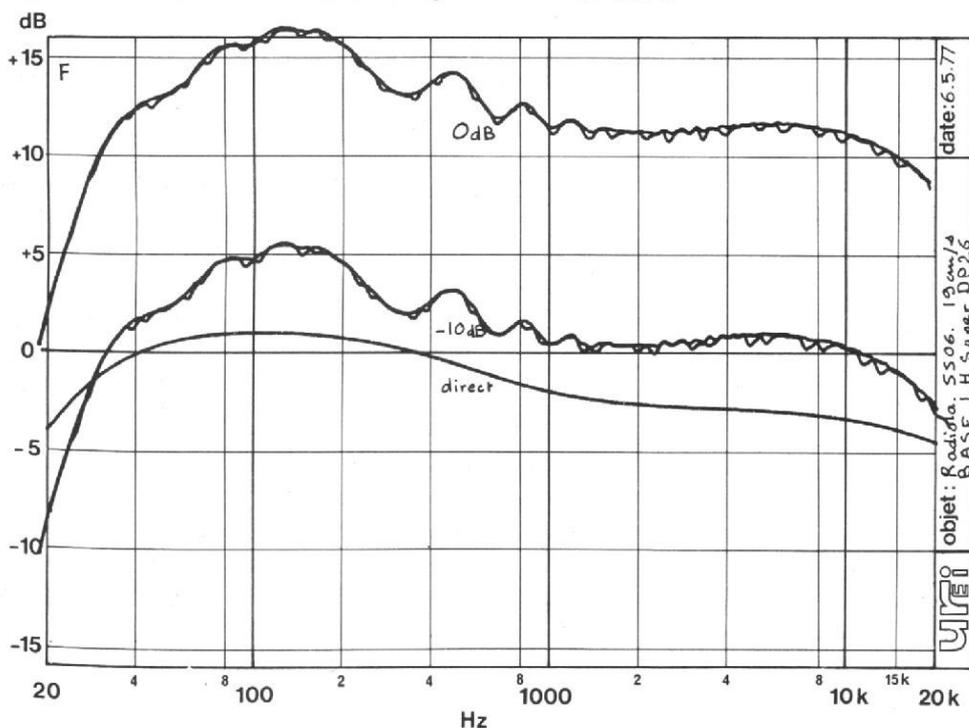
L'entrée micro a une sensibilité de 130 mV, elle passe à 1,3 mV en actionnant le commutateur de sensibilité (20 dB). La tension de saturation est de 5,8 ou de 58 mV, une réserve de dynamique satisfaisante. Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono est de 68 dB, celui de l'entrée auxiliaire de 70 dB, celui de

l'entrée micro de 47 à 63 dB suivant le réglage de sensibilité. Le taux de pleurage et de scintillement est de 0,2 % à 4,75 cm/s en mesure pondérée, il passe à 0,12 % à 9,5 cm/s et à 0,05 % à 19 cm/s, une valeur excellente. Le temps de bobinage d'une bande double durée est de 2 minutes et 45 secondes cette bande assure une lecture d'une heure à 19 cm/s, l'indication du compteur est de 1964, une meilleure utilisation des quatre chiffres aurait pu être envisagée. Les mesures ont été effectuées sur une bande BASF DP 26 LH super. A 19 cm/secondes, le taux de distorsion est de 1,25 % pour 0 dB au Vumètre. Une surmodulation de 3 dB donne les 3 % de distorsion que l'on tolère. Le rapport signal sur bruit pour 0 dB de modulation est de 58 dB sans pondération, 61 dB avec pondération psophométrique. On gagne 1 dB en mettant le DNL en service. Cette amélioration apparemment faible n'est pas à prendre en compte. Le bruit de fond est en effet réduit uniquement aux fréquences très hautes dont on





E) Courbe de réponse de la section enregistrement à 9,5 cm/s.



F) Courbe de réponse de la section enregistrement à 19 cm/s.

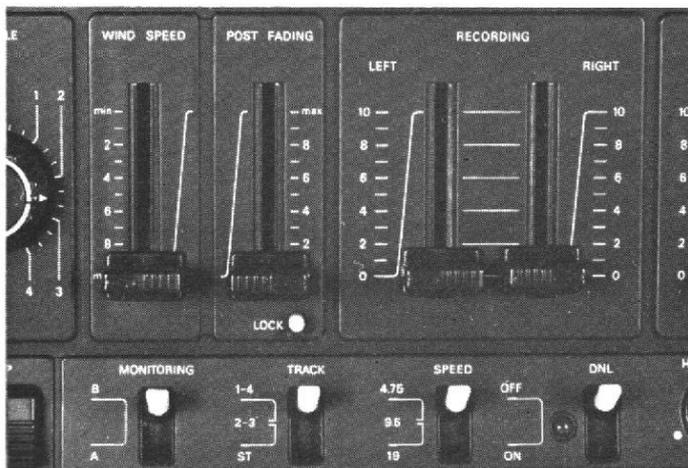


Photo 2. - Des commandes linéaires pour l'enregistrement. Les deux potentiomètres de gauche sont rappelés par ressort vers le bas.

ne tient pas tellement compte au moment de la mesure. Une mesure effectuée avec filtre CCIR nouvelle version donne une amélioration un peu supérieure du rapport signal sur bruit.

La valeur de ces rapports peut être modifiée si on prend pour référence les 3 % de distorsion, afin de mettre toutes les mesures sur un pied d'égalité. On peut ajouter aux chiffres annoncés la surmodulation admise soit 3 dB à 19 cm/s. A 9,5 cm/s, le taux de distorsion est de 1,6 %, la surmodulation de 2,5 % et les rapports signal sur bruit sont les mêmes que les précédents. A 4,75 cm/s, la distorsion est de 1,6 %, la surmodulation de 2,5 % et les rapports signal sur bruit sont, dans le même ordre que précédemment 56 dB, 59 dB et 60 dB.

Les courbes maintenant. La courbe A est celle du correcteur de grave de la section préamplification. La courbe B est celle du correcteur d'aigu. la courbe C est plus intéressante, elle donne la courbe de réponse de toutes les entrées, entrée phono comprise. On note ici que cette courbe de réponse n'est pas linéaire, on retrouvera cette forme tout au long des relevés de bande passante. La courbe de réponse tuner est intéressante car elle montre l'efficacité du filtre anti-pilote multiplex.

Les courbes D, E, F, sont les courbes de réponses relevées aux niveaux 0 et -10 dB avec filtre de désaccentuation réduisant progressivement le niveau des aigus. On note à 4,75 centimètres par seconde une atténuation importante aux fréquences hautes et qui n'existe pas aux fréquences basses.

La courbe « direct » est celle mesurée avant enregistrement, les autres après. On peut aussi constater ici une différence de niveau avant et après enregistrement, la bande LH super est une bande à niveau de sortie élevée.

La différence est évidente lorsqu'on consulte la courbe G pour laquelle le niveau est sen-

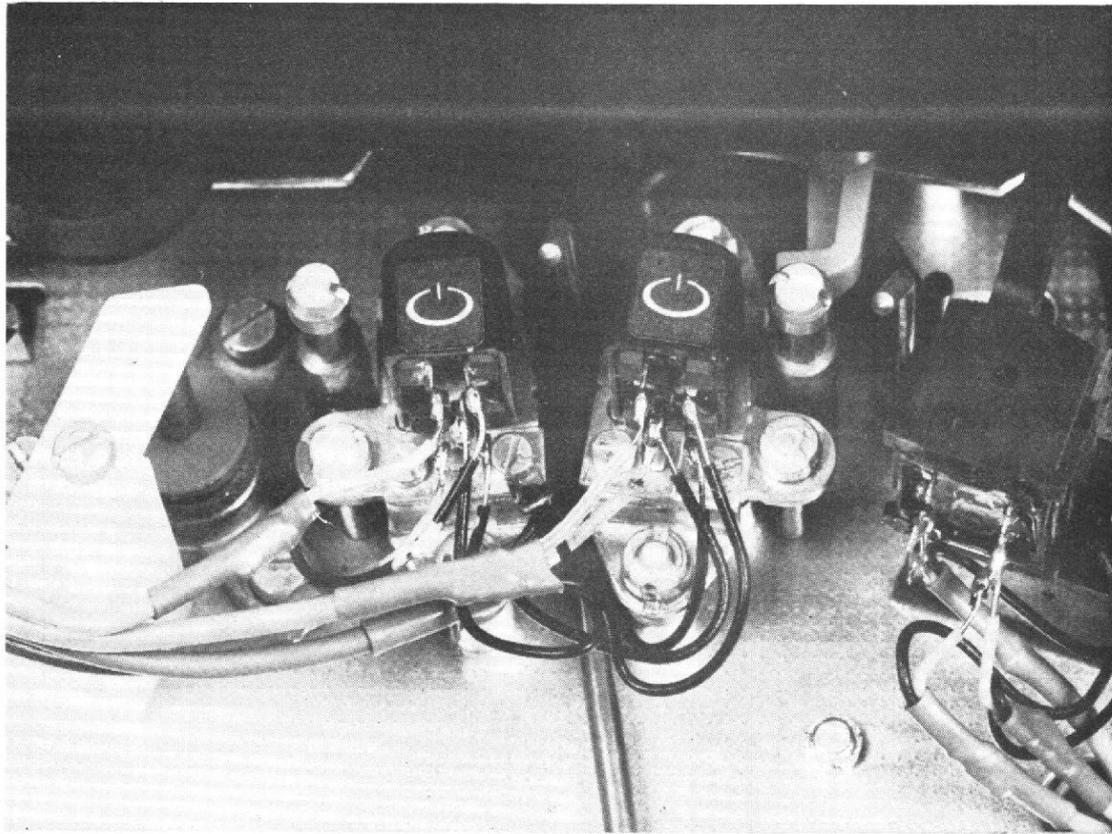
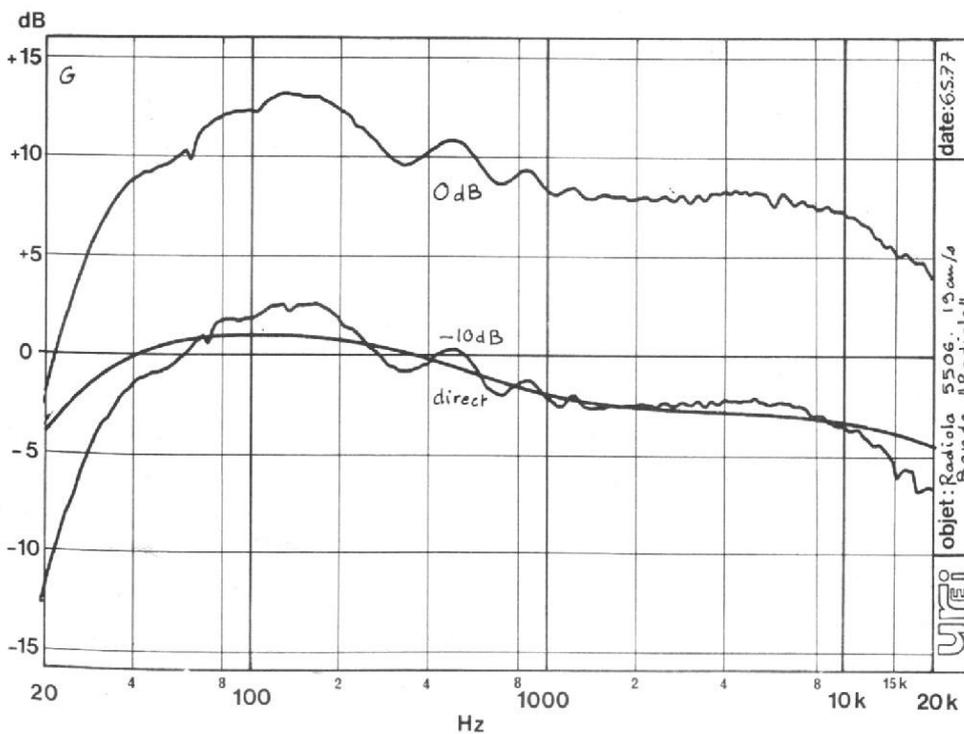


Photo 3. - 3 têtes, une pour l'effacement, une pour l'enregistrement, une pour la lecture.



G) courbe de réponse avec bande « Radiola » à 19 cm/s.

siblement le même avant et après enregistrement.

On note pour la bande BASF super un niveau de sortie supérieur aux fréquences hautes.

CONCLUSIONS

Hormis l'accident aux fréquences basses de la courbe de réponse relevée sur les sorties MFB, nous avons des performances correspondant à celles indiquées par le constructeur. Le 5 506 se montre particulièrement intéressant, compte tenu de son prix si on désire posséder un appareil qui soit un peu plus qu'un magnétophone.

les décades et les circuits associés

DANS un précédent volet de cette étude (le Haut-Parleur N° 1589), nous avons traité du problème des portes NAND, et de leurs applications. Parmi les circuits intégrés aux utilisations multiples, qui méritent une analyse détaillée, nous retiendrons aujourd'hui les décades. On les retrouve dans tous les ensembles de comptage, et pour la solution des problèmes de division de fréquence.

Qui dit comptage, suppose également affichage. Nous serons donc conduits à évoquer, parallèlement aux décades, les circuits qui leur sont souvent associés : décodeurs pour le passage de la numération binaire à la numération décimale, et afficheurs.

Selon la philosophie précé-

demment définie, notre démarche restera toujours essentiellement pragmatique. On ne s'étonnera donc pas de voir traiter l'explication du mode de fonctionnement d'une décade, par exemple, avec des raccourcis qui choqueraient certains puristes. Ceux qu'une analyse plus complète intéresse, trouveront à assouvir leur curiosité dans la multitude des publications techniques consacrées aux circuits logiques.

A - STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT D'UNE DÉCADE

La logique électronique ne s'accommode que des dispositifs à deux états : présence ou

absence de tension, haut ou bas, 1 ou 0. Tout circuit complexe ne résulte donc que du rassemblement, avec les interconnexions convenables, de ces dispositifs à deux états. Ainsi, une décade est formée, pour l'essentiel, de quatre bascules bistables.

I - Division par deux à l'aide d'une bascule :

Là encore, nous n'entrerons pas dans le détail, et envisagerons la bascule comme une boîte noire, munie d'une entrée et d'une sortie (fig. 1). L'entrée est ici notée E, et la sortie A, pour des raisons qui apparaîtront plus loin.

Les signaux appliqués à l'entrée, comme ceux recueillis à la sortie, sont des créneaux aux normes des circuits TTL : leur niveau haut est

donc voisin de 5 volts, et leur niveau bas de 0, avec les tolérances que nous avons indiquées dans l'article consacré aux NAND.

Il importe peu que les signaux de commande soient symétriques ou non : dans l'exemple de la figure 1, la durée t des impulsions négatives est inférieure à la moitié de la période T ; elle pourrait, sans inconvénient, lui être égale ou supérieure.

On peut décrire le fonctionnement de cette bascule, par son tableau de vérité, représenté à la figure 2. Dans ce tableau, n représente le rang de l'impulsion négative appliquée sur l'entrée, et les états successifs de la sortie A sont repérés dans la colonne de droite. Il revient au même de décrire le fonctionnement par

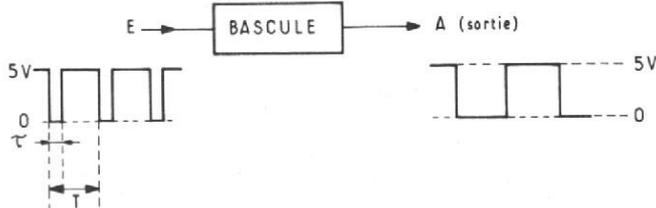


Fig. 1

n	A
0	0
1	1
2	0
3	1
4	0
...	...

Fig. 2

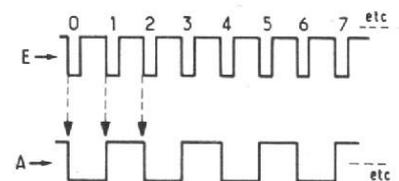


Fig. 3

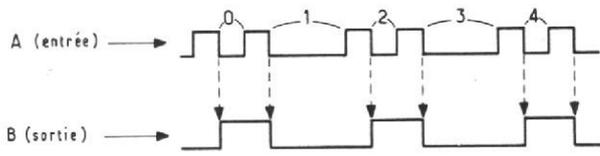


Fig. 4

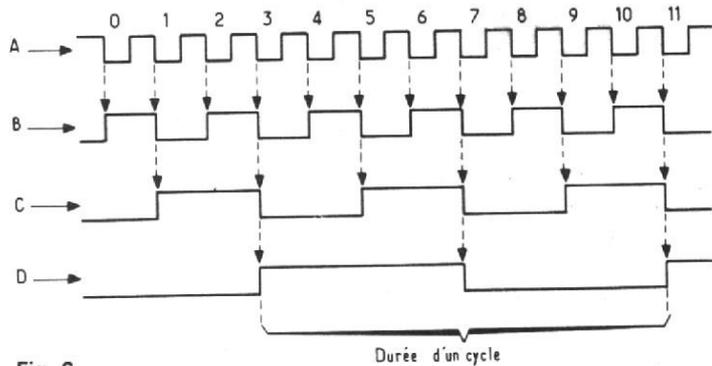


Fig. 6

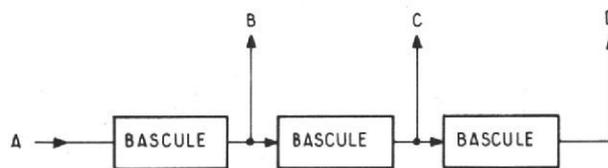


Fig. 5

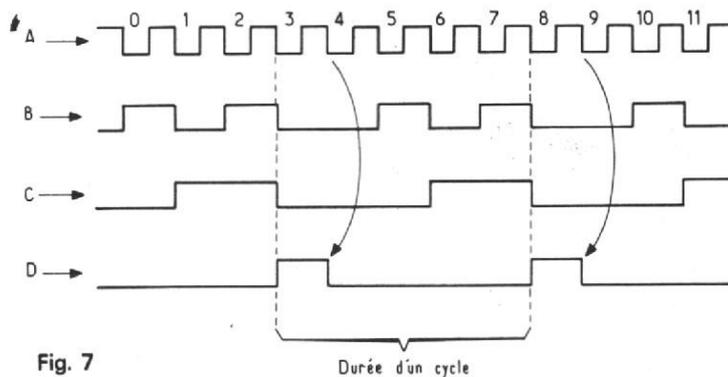


Fig. 7

la représentation des signaux eux-mêmes, comme à la figure 3, ou la ligne supérieure montre les impulsions négatives appliquées sur E (et numérotées), tandis que la ligne inférieure matérialise les états de la sortie.

On remarquera (c'est ce que mettent en évidence les flèches verticales) que chacune transition soit de l'état 0 vers l'état 1, soit de l'état 1 vers l'état 0, pour la sortie A, correspond au passage de l'état 1 vers l'état 0, donc à un flanc descendant, de l'entrée E. Il se pourrait, et nous en trouverons plus loin des exemples, que le signal d'entrée n'ait pas la parfaite régularité de celui qu'illustre la figure 3. C'est le cas de la figure 4, où, pour des raisons qui encoré une fois apparaîtront plus loin, l'entrée est notée B, et la sortie C. Là aussi, les flèches verticales montrent que les transitions de la sortie correspondent aux flancs descendants de l'entrée. Naturellement, la table de vérité reste celle de la figure 2 : on le vérifiera en suivant la numérotation des impulsions d'entrée de la figure 4.

II - Le comptage par cinq :

Par un agencement convenable, mais que nous n'expli-

citerons toujours pas, de trois bascules bistables, il est possible de construire un dispositif qui donne une impulsion négative sur sa sortie, chaque fois qu'une série de 5 impulsions négatives se sont succédées sur son entrée. Les trois bascules se succèdent, comme l'indique la figure 5.

Supposons d'abord qu'il n'y ait aucune autre liaison que celles indiquées dans cette figure. Nous noterons A l'entrée de la première bascule, B celle de la deuxième, C celle de la troisième, et D la sortie. En se référant aux précédentes explications, il est facile de représenter, comme sur la figure 6, les états successifs des points A, B, C et D : on fera basculer chaque sortie au moment du flanc descendant du signal d'entrée de la bascule considérée (flèches verticales).

Finalement, on voit que la durée d'un cycle, pour la sortie D, s'étend sur 8 périodes de l'entrée A. En d'autres termes, le circuit de la figure 5 constitue un diviseur de fréquence, par 8. Pour diviser par 5, puisque c'est notre but, l'astuce consiste à établir entre la sortie et l'entrée du système, un couplage qui oblige le dernier basculeur à retourner à l'état 0 lors du flanc descen-

dant de la cinquième impulsion appliquée en A, et qui interdit en même temps la transition de l'état 0 vers l'état 1, de la sortie B. Le nouveau cycle de fonctionnement ainsi obtenu, est illustré par la figure 7. On voit qu'une période de la sortie D correspond maintenant à 5 périodes de l'entrée A.

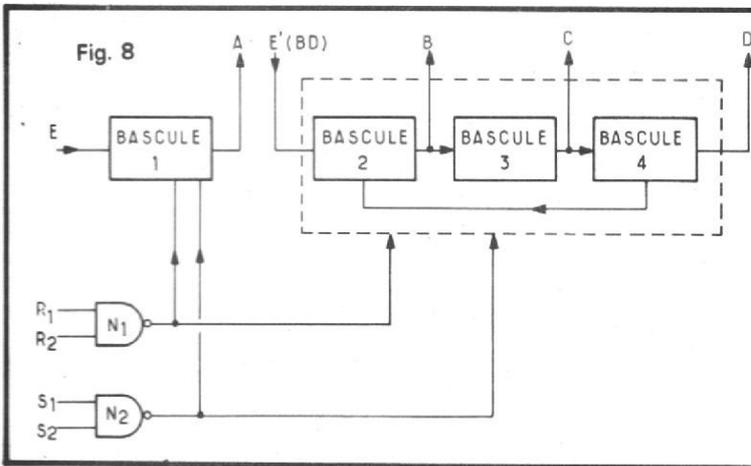
III - Structure d'une décade :

Une simple bascule effectue la division par 2. Le montage à trois bascules, que nous venons d'étudier, divise par 5. Pour effectuer une division par 10, il suffit donc de monter en cascade ces deux circuits. On aboutit alors à la structure de la figure 8, où la présence de certains éléments nouveaux, sera expliquée ultérieurement.

Dans la réalisation pratique, la sortie A de la première bascule, et l'entrée E' du groupe de division par 5, ne sont pas connectées intérieurement au boîtier. On dispose ainsi d'une plus grande souplesse d'utilisation, permettant certains branchements que nous examinerons plus loin. Il sera facile au lecteur de construire graphiquement, en regroupant les figures 3 et 7, les formes des signaux disponibles sur les quatre sorties A, B, C, D, en

correspondance avec les impulsions appliquées en A. Nous nous contenterons de donner l'équivalent de ce graphique, sous forme du tableau de vérité de la figure 9 ; rappelons que, dans la colonne de gauche, le nombre n désigne le rang de l'impulsion de commande.

L'ordre dans lequel nous avons rangé les sorties (D C B A), permet, dans chaque ligne de ce tableau, de lire, en base 2, le nombre qui correspond au rang de l'impulsion, et qui est écrit en base 10 dans la première colonne. Ainsi, le nombre 3, qui comporte une unité et une « deuzaine », s'écrit 11 en base 2 ; le nombre 5, qui comporte une unité, pas de « deuzaine », et une « quatraine », s'écrit 101. Si, par les sorties D C B A de la décade, rangées dans cet ordre, on commandait des voyants, éteints dans l'état 0 et allumés dans l'état 1, cette succession de voyants matérialiserait directement l'écriture binaire du rang de l'impulsion d'entrée. Comme nous ne sommes pas habitués à cette écriture, il a fallu créer des circuits décodeurs, qui retranscrivent le même nombre sous forme décimale, lue sur un afficheur à 7 segments par exemple.



n	D	C	B	A
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

Fig. 9

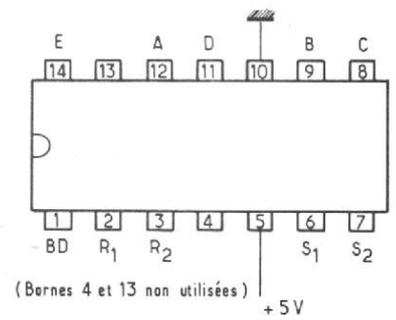


Fig. 10

La décade que nous venons de décrire se trouve chez tous les constructeurs de circuits intégrés, sous différentes désignations : SFC 490, SN 7490, etc. Elle est offerte en boîtier à 14 broches, dont la distribution, vue par la face supérieure, est indiquée dans la figure 10. L'orientation est repérée par une encoche. L'entrée notée E' dans la figure 8, est traditionnellement référencée BD.

IV - Remises à rézo et à neuf :

A n'importe quelle étape du cycle de comptage, il peut être nécessaire de remettre simultanément dans l'état 0, par une simple impulsion de commande, toutes les sorties de la décade. C'est à quoi servent les entrées R₁ et R₂ du NAND N₁ (fig. 8). Pour un comptage normal, l'une au

moins (ou les deux) de ces entrées, est reliée à la masse, donc placée à l'état 0 : la sortie de N₁ se trouve donc dans l'état 1. Par une impulsion positive, portons momentanément R₁ et R₂ à l'état 1 : une impulsion positive apparaît sur la sortie de N₁ et, envoyée sur des entrées convenables des 4 bascules, les replace toutes dans l'état 0.

Un mécanisme analogue permet, par l'envoi d'une impulsion positive sur les entrées S₁ et S₂ normalement reliées à la masse, de placer les sorties A et D dans l'état 1, en même temps que B et C passent à 0. Ceci revient à afficher le nombre 9 sur l'ensemble des sorties.

Les entrées R₁ et R₂ d'une part, S₁ et S₂ d'autre part, sont respectivement désignées sous l'appellation « remise à zéro », et « remise à neuf ».

V - Analyse oscilloscopique du fonctionnement :

Nous avons pris quelques clichés qui illustrent le fonctionnement d'une décade. A chaque fois, la trace supérieure représente les impulsions de commande appliquées à l'entrée E. La sortie A était reliée à l'entrée BD (ou E'), pour un fonctionnement normal.

La figure 11 montre alors les états successifs de la sortie A. On la rapprochera de la figure 3. La figure 12 correspond aux états successifs de la sortie B, tandis que les sorties C et D sont illustrées respectivement par les oscillogrammes des figures 13 et 14. Cette dernière figure montre que la décade complète réalise une division de fréquence par 10, puisqu'à 10 impulsions d'entrée, ne correspond qu'une impulsion de sortie.

On pourrait d'ailleurs, par une différenciation des flancs descendant, recueillir sur D de fines impulsions en lancée négative, comme à la figure 15.

B - LA DIVISION DE FRÉQUENCE

Nous venons déjà de voir, notamment sur le dernier exemple (fig. 14 et 15), qu'une décade était susceptible d'effectuer une division de fréquence. Cette application importante mérite un examen plus approfondi.

I - La division par dix :

Elle est directement réalisée sur la sortie D, qui délivre une impulsion toutes les 10 impulsions d'entrée. Pour cer-

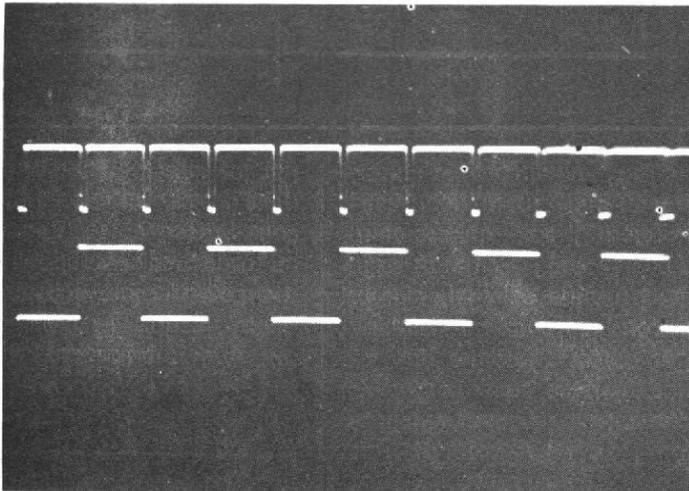


Fig. 11

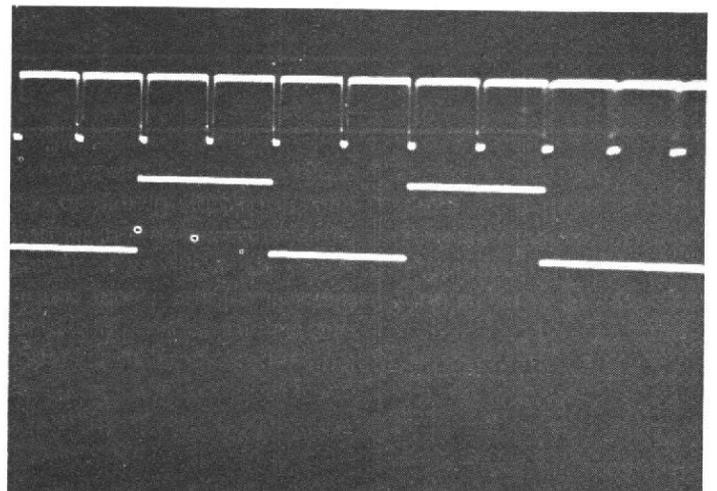


Fig. 12

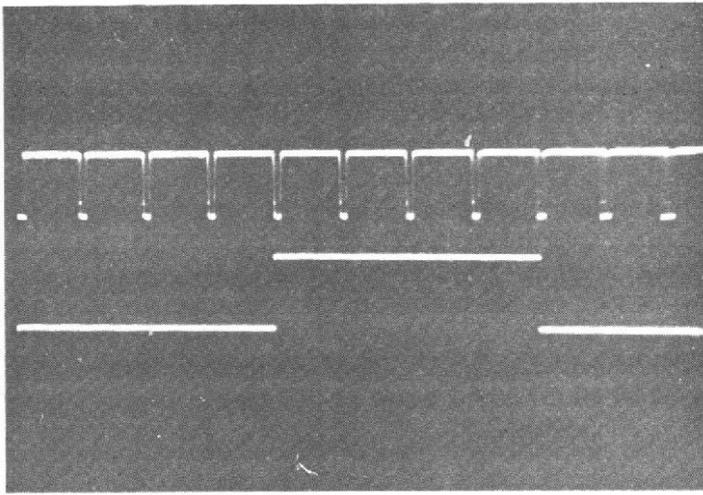


Fig. 13

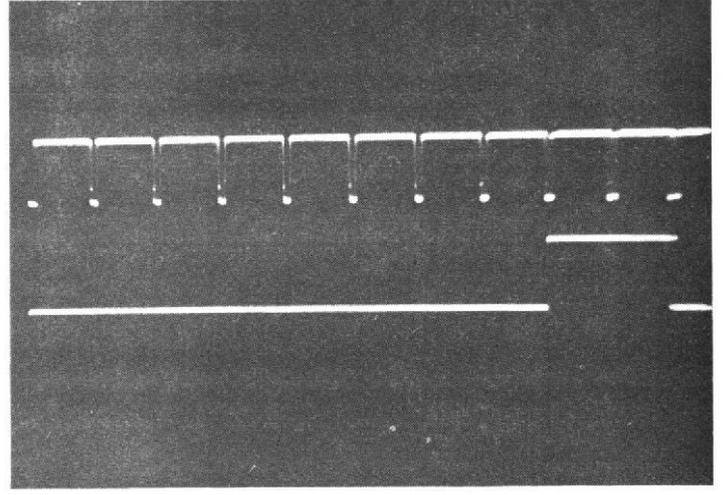


Fig. 14

taines applications, on pourrait toutefois souhaiter que les créneaux de sortie fussent symétriques, ce qui n'est pas le cas de la figure 14. On y parvient par le branchement indiqué à la figure 16. La sortie D est maintenant reliée à l'entrée E de la première bascule, tandis que les impulsions négatives parviennent sur l'entrée BD. On recueille alors, sur la sortie A, des créneaux symétriques, comme le montre la table de vérité de la figure 17.

II - La division par un nombre quelconque :

Nous examinerons le cas, pour l'instant, des nombres compris entre 2 et 9. Nous savons qu'une décade peut, à n'importe quelle étape de son cycle, être ramenée au zéro par l'envoi d'un niveau logi-

que 1 sur les entrées R_1 et R_2 . C'est cette possibilité qu'on exploite, pour faire recycler la décade au bout du nombre d'impulsions de commande choisi. Dans tous ces cas l'entrée s'effectue en E, et les créneaux de sortie sont recueillis en D.

La division par 2 n'offre guère d'intérêt pratique, puisqu'une simple bascule y suffit. On l'obtiendrait cependant en reliant la sortie B aux deux entrées R_1 et R_2 . Ainsi, à l'impulsion de rang 2 (revoir la table de vérité de la figure 9), la décade est remise à zéro, et commence un nouveau cycle de comptage.

Pour recycler à 3, ce sont les sorties A et B qui seront respectivement reliées à R_1 et à R_2 . Le recyclage à 4 s'obtient en reliant simultanément R_1 et R_2 à la sortie C, et le comp-

tage par 5 en reliant R_1 à A et R_2 à C. Si R_1 et R_2 sont respectivement connectés à B et C, on divise par 6. Les divisions par 8 et 9 sont obtenues en reliant R_1 et R_2 à D, puis R_1 à A et R_2 à D.

Nous avons sauté le cas du 7, qui est plus compliqué. En effet, comme le montre la table de vérité, trois sorties s'y trouvent simultanément au niveau 1. On utilise alors la remise à 9, en reliant B et C respectivement aux entrées S_1 et S_2 . Les entrées R_1 et R_2 , elles, restent au niveau zéro (elles sont donc reliées à la masse). Dans ces conditions, le comptage se poursuit normalement jusqu'à l'impulsion de rang 5. Par contre, à l'arrivée de l'impulsion de rang 6, la décade saute directement à 9. Finalement, elle décrit le cycle 0, 1, 2, 3, 4, 5, 9 et à nou-

veau 0, etc., ce qui correspond bien à 7 états entre deux recyclages.

III - Utilisation de plusieurs décades :

Une seule décade ne permet que de compter de 0 à 9, ou d'effectuer une division de fréquence par un nombre compris entre 2 et 9. On peut évidemment dépasser cette limite, par le branchement en cascade de plusieurs décades.

La division par une puissance n° de 10 s'obtient très simplement en connectant la sortie D de chaque décade, branchée pour un comptage décimal, sur l'entrée E de la suivante, ceci à l'aide de n décades. Pour d'autres combinaisons, on devra compliquer le branchement. Examinons par exemple le cas de la division par 24, qui se pose dans

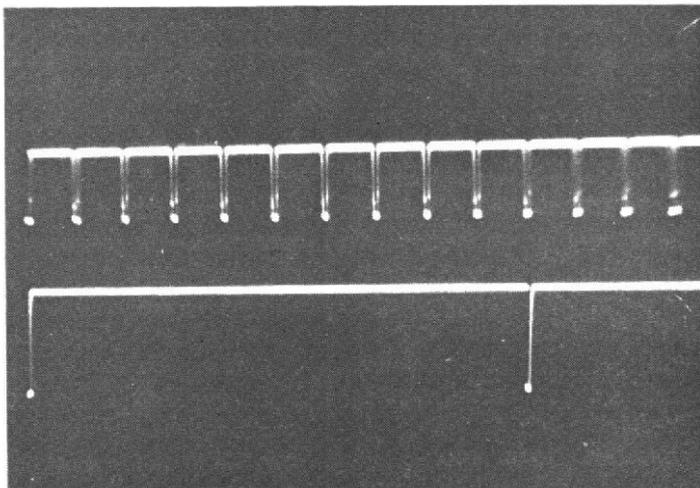


Fig. 15

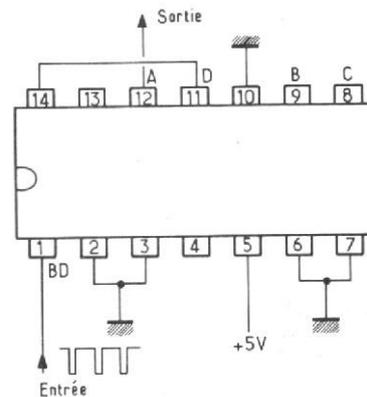


Fig. 16

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	0
5	0	0	1	1
6	0	0	0	1
7	0	1	1	1
8	0	1	0	1
9	1	0	1	1

Fig. 17

les horloges à affichage digital.

On réalisera alors le circuit de la figure 18. La sortie B de la décade des dizaines, commande les entrées R₁ de chacune des deux décades ; la sortie C de la décade des unités, commande les entrées R₂. Jusqu'à l'impulsion de rang 20, les décades comptent donc normalement, puisque les entrées R₁ sont maintenues au niveau 0. Par contre, à la 20^e impulsion, les entrées R₁ passent au niveau 1. Comme les entrées R₂ sont alors à 0, la décade des unités compte encore trois impulsions. Mais à la 24^e, il y a 1 sur toutes les entrées R₁ et R₂, et les deux décades sont remises à zéro.

C - DÉCODAGE ET AFFICHAGE

Il existe différentes techniques, applicables à l'affichage lumineux des nombres décimaux. Les afficheurs 7 segments, à diodes électroluminescentes, sont les plus répandus, et nous y limiterons notre propos.

I - Structure d'un afficheur à sept segments :

Les sept segments d'un afficheur (fig. 19), sont constitués

chacun d'une diode électroluminescente, dont la source ponctuelle est étalée en forme de bâtonnet, à l'aide d'un diffuseur. Ces segments sont disposés, et traditionnellement numérotés, comme l'indique la figure 11. On peut, en allumant convenablement certains d'entre eux, afficher les dix chiffres, comme le montre la figure 20. Il arrive parfois qu'on omette la barre « a » dans le 6, et la barre « d » dans le 9. Beaucoup d'afficheurs contiennent une septième diode, visible sous forme d'un point, notation américaine de notre virgule.

Les sept (ou huit) diodes ont toutes une électrode commune, le plus souvent l'anode. Les consommations maximales s'établissent généralement au voisinage de 10 à 20 milliampères par segment, pour des afficheurs de taille courante, donnant des chiffres de 7 à 10 mm de hauteur.

II - Les décodeurs B C D / 7 segments :

Rappelons que, dans une décade, les nombres de 0 à 9 sont disponibles en code binaire, sur les quatre sorties D C B A. Le décodeur est un circuit intégré qu'on interpose entre ces sorties, et l'afficheur. Son rôle principal consiste à

transformer le code des quatre tensions binaires (dit, on ne sait pourquoi, code B C D), en signaux de commande d'allumage des segments correspondant à chaque chiffre décimal.

Accessoirement, les décodeurs réalisent d'autres fonctions, énumérées ci-dessous :

- test : par utilisation d'une entrée spéciale, on allume simultanément tous les segments, afin de contrôler leur fonctionnement ;

- extinction : une autre entrée permet d'éteindre tous les segments. Ceci permet d'effacer les zéros situés, dans un nombre, à gauche du premier chiffre significatif. On se sert aussi de cette commande pour moduler la luminosité de l'affichage, à l'aide d'un signal en créneaux, de rapport cyclique variable ;

- détection de zéro : il s'agit d'une sortie, qui fournit un signal lorsque les quatre entrées D C B A sont au zéro. On utilisera ce signal, par exemple, pour commander l'entrée d'extinction précédemment citée.

III - Les décodeurs 7446 et 7447 :

Ces deux circuits décodeurs existent dans la gamme des produits de divers fabricants

de circuits intégrés, où on les retrouvera sous les références SN 7446 et SN 7447, SFC 446 et SFC 447, MIC 7446 et MIC 7447, etc. La série 7446 ne diffère de la série 7447, que par la tension maximale que peuvent piloter les transistors de sortie, soit 30 volts et 15 volts respectivement.

Sans entrer dans le détail des structures internes, indiquons cependant celle de l'étage de sortie, qui conditionne l'utilisation et le choix des afficheurs. Comme le montre la figure 21, l'étage de sortie est un transistor NPN, destiné à fonctionner en commutation, donc soit au blocage, soit à la saturation. A l'intérieur de chaque décodeur, il existe sept transistors de ce genre, tous à collecteur ouvert. Chacun d'entre eux commandera, par son courant de collecteur, une des diodes électroluminescentes de l'afficheur, c'est-à-dire un des sept segments. On sait qu'une telle diode, lorsqu'elle est allumée, offre à ses bornes une différence de potentiel voisine de 1,5 volt. Pour limiter le courant qui la traverse, il faut interposer, sur chaque sortie, une résistance, ainsi que le montre la figure 22. On obtiendra une intensité de 10 mA, avec des résistances

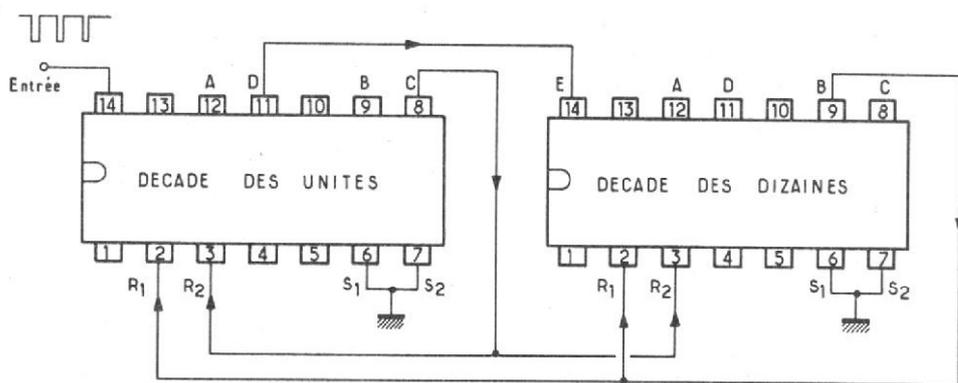


Fig. 18

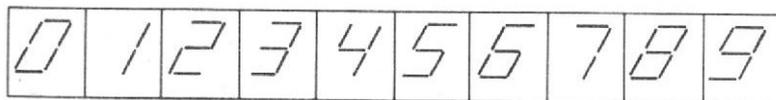


Fig. 20

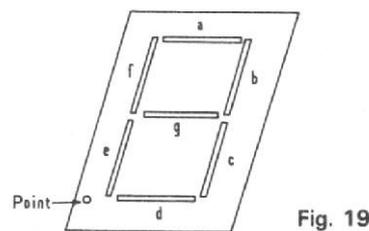


Fig. 19

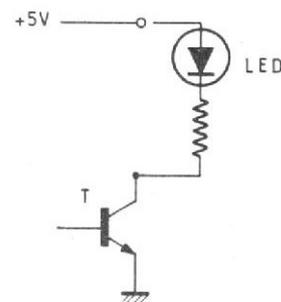


Fig. 22

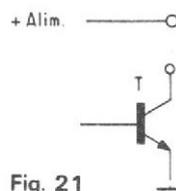


Fig. 21

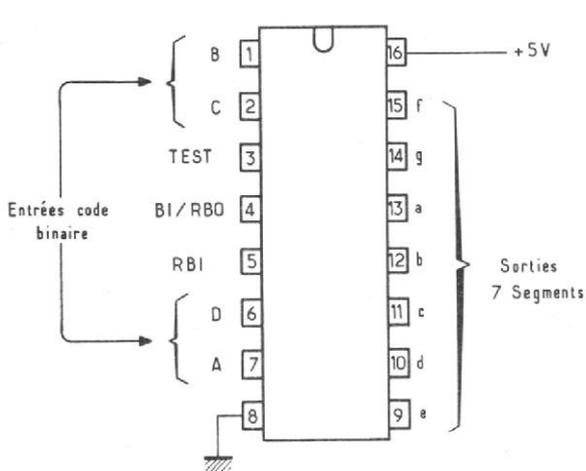


Fig. 23

Nombre affiché ou fonction	Entrées						Sorties							
	test	RBI	D	C	B	A	BI/RBO	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	1	X	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
2	1	X	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	1	X	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
4	1	X	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
5	1	X	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0
6	1	X	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
7	1	X	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
8	1	X	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
9	1	X	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0
BI	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1	1	1	1	1
RB	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
TEST	0	X	X	X	X	X	1	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 24

de 330 Ω. Remarquons que ce décodeur est prévu pour commander des afficheurs à anode commune.

Le brochage, toujours vu par la face supérieure, est indiqué à la figure 23. Trois bornes reçoivent les signaux des sorties D C B A de la décade. Les sept sorties pilotent chacune un segment, référencé par l'une des lettres a à g (voir figure 19) de l'afficheur. Nous reviendrons plus loin sur le rôle des autres bornes.

Amorçons dès maintenant l'étude de la table de vérité, donnée à la figure 24. Les dix premières lignes de la colonne de gauche, indiquent les dix chiffres, de 0 à 9, qu'on lira sur l'afficheur, en fonction de l'état des diverses entrées du décodeur. Ces entrées sont au nombre de sept : quatre entrées D C B A, une entrée « test », une entrée notée R B I, et une entrée notée B I. Leur état est noté 0 quand la tension est nulle, 1 quand elle est maximale (soit environ 5 volts). La présence d'une croix indique que l'état peut être indifféremment 0 ou 1, sans que cela influe sur les sorties.

Supposons donc pour l'instant les trois entrées test, RBI et BI, dans l'état 1. Les états des sorties a à g, ne dépendent alors que de ceux des entrées D C B A. Par exemple, lorsque D = 0, C = 1, B = 0 et A

= 1 (ligne 5 de la table), on voit que les sorties donnent a = 0, b = 1, c = d = 0, e = 1, f = g = 0. Pour a, c, d, f et g, les collecteurs des transistors T (fig. 22) sont donc au potentiel de la masse, ce qui signifie que ces transistors conduisent : les segments correspondants sont allumés, tandis que les autres, b et e, restent éteints. En se reportant à la figure 19, on vérifie que l'afficheur inscrit bien un 5.

Examinons maintenant l'action de l'entrée « test ». La dernière ligne de la table de vérité de la figure 24 nous montre que, quels que soient les états des diverses entrées D C B A, en portant au niveau 0 l'entrée test, qui se trouve normalement au niveau 1, on allume tous les segments de l'afficheur. Cette entrée répond donc bien au besoin de vérification du fonctionnement des afficheurs.

Les sigles R B I et R B O proviennent des appellations anglosaxonnes « Ripple Blanking Input » et « Ripple Blanking Output », qui signifient « entrée d'effacement en série », et « sortie d'effacement en série ». BI indique seulement « entrée d'effacement ».

Lorsqu'on porte à l'état 1 la borne B I / R B O, qui apparaît à la fois comme une entrée et une sortie (nous y reviendrons), l'affichage s'effectue normalement. Par contre, si cette entrée se trouve dans l'état 0, la table de vérité nous montre que tous les segments sont éteints. On peut se servir de cette entrée, comme nous l'avons déjà dit, pour moduler la luminosité des segments à l'aide de créneaux de rapport cyclique variable. En effet, il y a alors extinction et allumage périodiques. Si on choisit une fréquence suffisamment éle-

vé (au moins 25 Hz), la persistance rétinienne donnera l'impression d'un allumage continu, plus ou moins intense selon le rapport cyclique choisi.

Si on porte maintenant l'entrée R B I au niveau 0, on voit (ligne 11 de la table de vérité), que l'afficheur s'éteint complètement, uniquement dans le cas où D = C = B = A = 0. On réalise donc une extinction des zéros, à condition que B I / R B O soit aussi à l'état 0. Examinons alors l'ensemble de comptage de la figure 25, qui comporte n décades, pilotant chacune un décodeur et un afficheur.

Nous ne considérerons que les décades de rangs n et n-1. Portons à la masse l'entrée R B I du n^e décodeur : l'afficheur correspondant restera éteint tant qu'il ne devrait afficher qu'un zéro, mais s'allumera pour tout autre chiffre. Si nous reions aussi la sortie B I / R B O du n^e décodeur à l'entrée R B I du (n-1)^e, comme cette sortie est à l'état 0 tant que l'afficheur n indique zéro, le zéro de l'afficheur n-1 sera également effacé. De proche en proche, on voit ainsi qu'on efface tous les zéros situés à gauche du premier chiffre significatif, ce qui permet une lecture plus agréable, et plus facile, des nombres affichés.

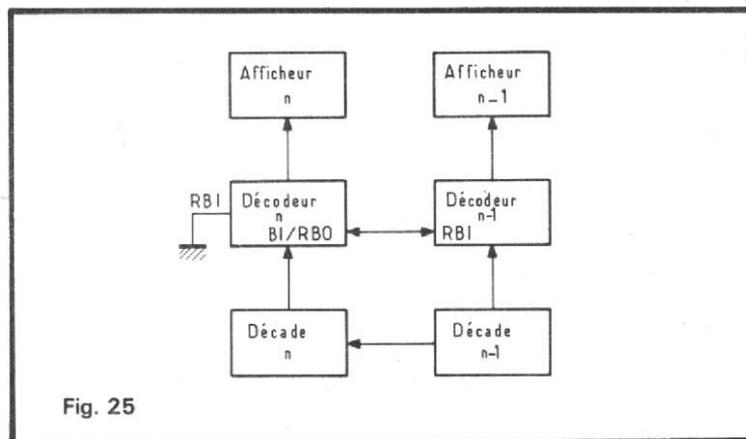
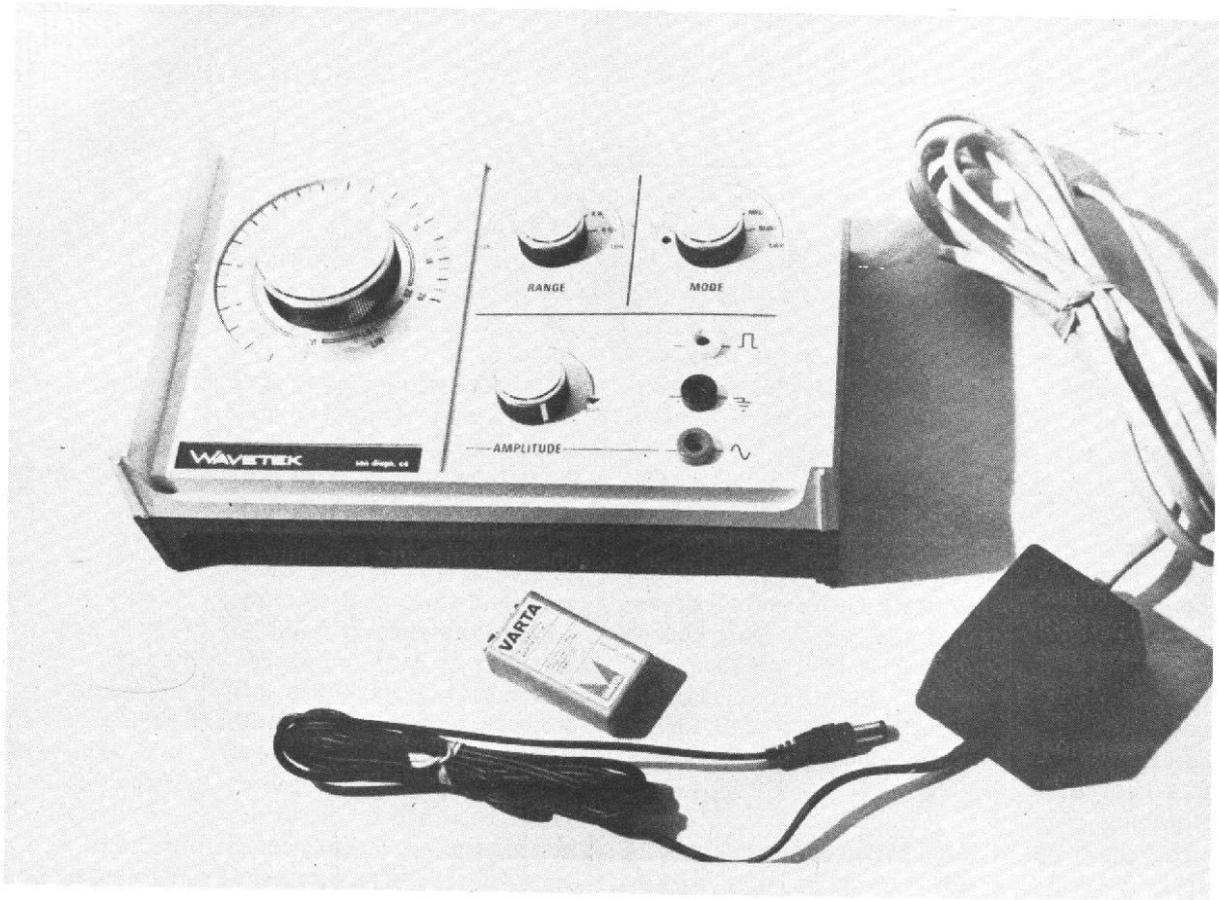


Fig. 25

Le générateur de fonctions



WAVETEK 30

LES générateurs de fonctions supplantent chaque jour davantage les classiques oscillateurs à ponts de Wien, dont les origines remontent aux lointaines heures de gloire de la triode. On peut expliquer doublement cette évolution : d'une part, par l'éventail des prouesses techniques de cette nouvelle génération d'appareils ; d'autre part, par l'évolution technologique des circuits

intégrés, qui facilite leur réalisation.

Le plus souvent, les générateurs de fonctions demeurent cependant des engins coûteux. Nous ne pouvons donc que saluer l'effort des établissements Wavetek (importateur pour la France : Elexo), qui, avec leur modèle 30, proposent à prix modeste un générateur de fonctions volontairement simple, mais complet.

Nous profiterons de cet

essai pour rappeler, brièvement, le principe de fonctionnement, et les possibilités, des générateurs de fonctions.

I - POURQUOI UN GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS ?

Les oscillateurs à pont de Wien élaborent aisément, en

exploitant des circuits simples donc économiques, des tensions sinusoïdales dans la gamme des audio-fréquences (20 Hz à 20 kHz), et même dans la gamme élargie des basses fréquences (10 Hz à 1 MHz). Il est facile de leur adjoindre une bascule de Schmidt, donc de disposer, pour ces mêmes fréquences, de signaux rectangulaires. Quels arguments, alors, militent-ils en faveur des générateurs de

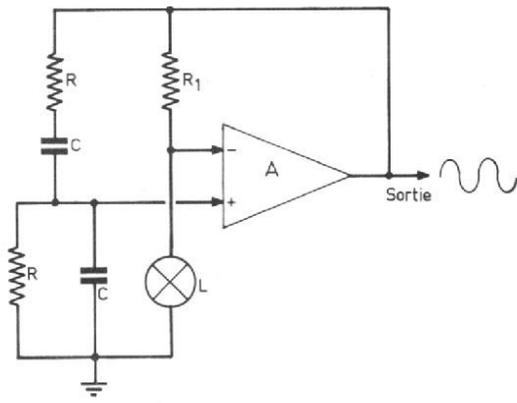


Fig. 1

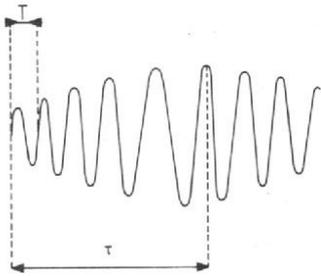


Fig. 2

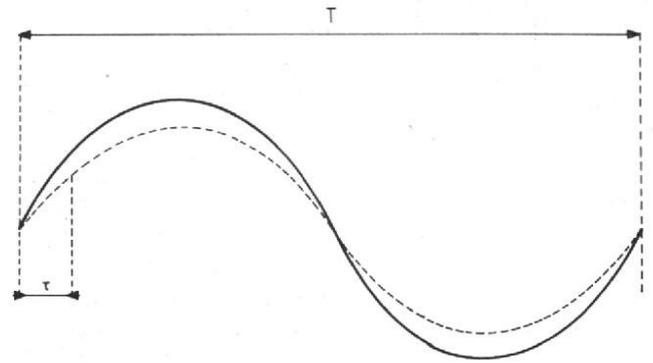


Fig. 3

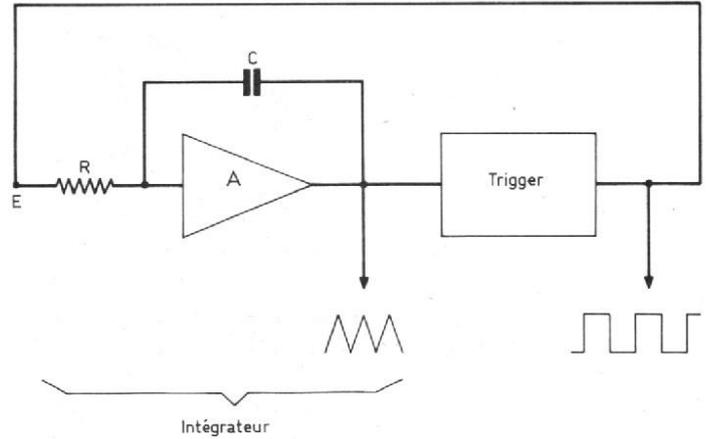


Fig. 4

fonctions ? Nous en distinguons trois :

1) L'accès aux très basses fréquences :

Tout oscillateur à pont de Wien comporte à la fois une boucle de réaction positive (sans laquelle il n'y aurait pas oscillation) et une boucle, aperiodique, de réaction négative, dont le taux varie en sens inverse de l'amplitude de sortie. La constante de cette dernière en dépend, à tel point qu'en l'absence d'une telle CAG, un oscillateur ne pourrait qu'évoluer entre le silence, et la fabrication de signaux horriblement distordus par écrêtage.

Tous les dispositifs de régulation automatique de l'amplitude sont affectés d'une constante de temps, indispensable à leur fonctionnement correct. Précisons cette notion sur l'exemple pratique de la figure 1, où l'élément régulateur est le filament de la lampe à incandescence L, associé à la résistance R_1 . Lorsque croît

l'amplitude des sinusoïdes de sortie, la lampe L s'échauffe, et la résistance de son filament augmente : il en résulte une augmentation d'amplitude des tensions de contre-réaction ramenée sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur A, d'où découle la stabilisation cherchée.

La figure 2 montre que la stabilisation n'entraîne qu'une distorsion négligeable si la constante de temps t de la boucle de contre-réaction, excède largement la durée T d'une période du signal. Supposons qu'il n'en soit pas ainsi, ce qu'illustre la figure 3, où nous avons représenté en trait plein la sinusoïde idéale, et en pointillés le signal réellement délivré par l'oscillateur. La résistance de L variant pendant la durée d'une période, la « régulation » conduit à un écrasement des sommets de la sinusoïde, donc à une forte distorsion. Comme il est difficile d'admettre des délais de régulation supérieurs à la

seconde, on comprend que les oscillateurs à pont de Wien ne puissent guère descendre au-dessous de 10 Hz. Le moindre générateur de fonctions, lui, atteint aisément 0,01 Hz.

2) Les rampes et les triangles :

Tous ces générateurs procèdent de la genèse simultanée de tensions triangulairement et rectangulairement variables en fonction du temps : nous y reviendrons, techniquement, plus loin. Par contre, s'il est facile de transformer des sinusoïdes en créneaux, le passage aux triangles ou aux rampes exigerait des circuits sinon irréalisables, du moins inacceptablement complexes.

Or seuls les triangles et les rampes, donc une succession périodique de tensions linéairement variables avec le temps, permettent le contrôle rapide de la linéarité de réponse d'un amplificateur. Tous ceux qu'intéressent (et ce n'est qu'un exemple parmi d'autres) les problèmes de la

haute fidélité, savent la nécessité de ce type de mesures.

3) La vobulation :

Dans la rubrique « Sachons utiliser notre oscilloscope », publiée dans cette même revue, on aura pu lire, ou on pourra lire bientôt, un article consacré aux méthodes de relevé automatique des courbes de réponse. Sa lecture convaincra sans doute de l'agrément d'une modulation en fréquence à large excursion, autorisant par exemple l'observation oscilloscopique des courbes de réponse d'un amplificateur BF, d'un correcteur de tonalité, d'un préamplificateur RIAA, d'un filtre LC, etc.

II - LE MÉCANISME DE LA GÉNÉRATION DE FONCTIONS

Encore qu'on puisse les réunir en une seule théorie générale et synthétique, les techni-

Les mises en œuvre dans l'élaboration conjointe des signaux triangulaires et rectangulaires, se répartissent de prime abord en diverses catégories. Nous ne retiendrons ici que celle qu'exploite Wavetek dans son modèle 30.

Dépouillées à l'extrême, les explications se réfèrent aux figures 4 et 5. A, dans la figure 4, est un amplificateur opérationnel (très grand gain, très grande impédance d'entrée). Associé à la résistance R et au condensateur C, cet amplificateur se comporte comme un intégrateur, avec inversion de phase. Si on applique à l'entrée E une tension continue positive +v (fig. 5), la tension de sortie est une rampe linéaire décroissante. C'est au contraire une rampe croissante, si la tension en E est continue, mais négative (-v).

Supposons que le trigger suivant cet ampli, bascule pour les seuils +e et -e. En bouclant la sortie du trigger sur l'entrée E, on obtient alors un oscillateur, qui délivre à la

fois des triangles entre les niveaux -e et +e, et des créneaux entre les niveaux +v et -v.

Pour passer aux sinusôides, il faut maintenant soumettre les tensions triangulaires à l'action de diviseurs de tensions non linéaires : le dispositif le plus simple est celui de la figure 6. Les triangles sont appliqués à l'entrée E. Les trois résistances R_1, R_2, R_3 , à travers les diodes D_1, D_2, D_3 sont reliées aux potentiels respectifs E_1, E_2 et E_3 . Considérons alors la demi-alternance positive des triangles ; tant que sa tension n'a pas atteint la valeur E_1 (augmentée du seuil de conduction de D_1), aucune des branches R_1, R_2, R_3 du diviseur n'est conductrice : la tension de sortie reproduit la tension d'entrée, comme sur le segment AB de la figure 7. Entre les tensions E_1 et E_2 , le diviseur met en jeu R et R_1 : on trouve, en S, la tension correspondant au segment BC. En continuant le même raisonnement pour les différents niveaux, on aboutit

à la courbe ABCDE de la figure 7. Compte-tenu de l'entrée en conduction progressive des trois diodes, et moyennant un choix convenable des tensions de coude, on peut finalement disposer en S d'un signal très proche de la sinusôide. Ce que nous venons de dire pour les tensions positives resterait évidemment valable dans le cas des tensions négatives, qui mettent en jeu les résistances R'_1, R'_2 et R'_3 , associées aux diodes D'_1, D'_2 et D'_3 .

III - LES CARACTÉRISTIQUES DU WAVETEK 30

Il délivre les trois formes de signaux que nous venons d'évoquer : triangles, rectangles et sinusôides.

Gammes de fréquences :

Trois gammes, et deux lois de variation, sont disponibles,

et commandées manuellement par un potentiomètre lié au cadran d'affichage (1) (fig. 8). En position « linéaire » du commutateur de gammes (Range, référence 2 de la figure 8), les trois gammes donnent respectivement :

- 20 Hz à 2 kHz (x 100)
- 200 Hz à 20 kHz (x 1 K)
- 2 kHz à 200 kHz (x 10 K).

Dans la position « logarithmique » du même commutateur, les fréquences s'échelonnent de la façon suivante :

- 2 Hz à 2 kHz (x 100)
- 20 Hz à 20 kHz (x 1 K)
- 200 Hz à 200 kHz (x 10 K).

Vobulation :

La commande manuelle des fréquences est obtenue dans la position « dial » des commutateurs de mode de fonctionnement (référence 3, figure 8). Il est possible de vobuler la fréquence, soit linéairement, soit logarithmiquement, par un signal en dents de scie. Dans les trois positions SWP du commutateur de mode, la tension de vobulation est éla-

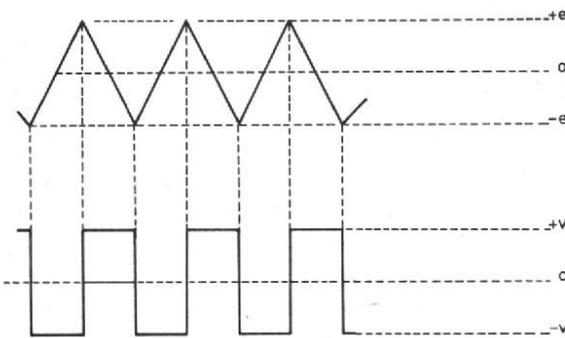


Fig. 5

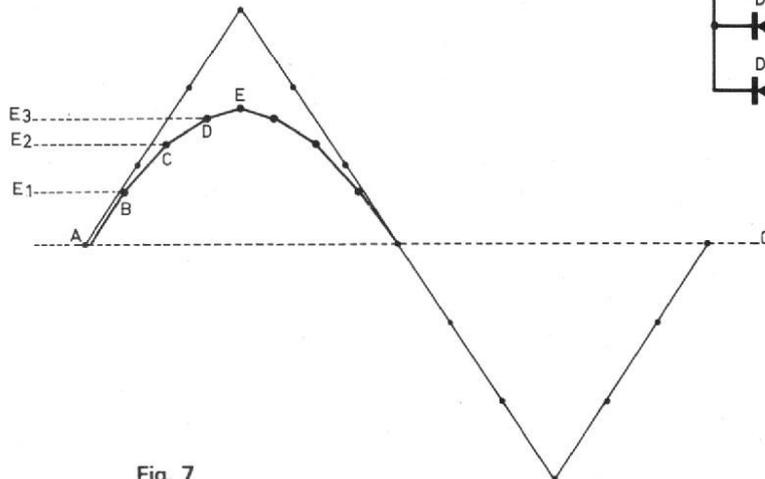


Fig. 7

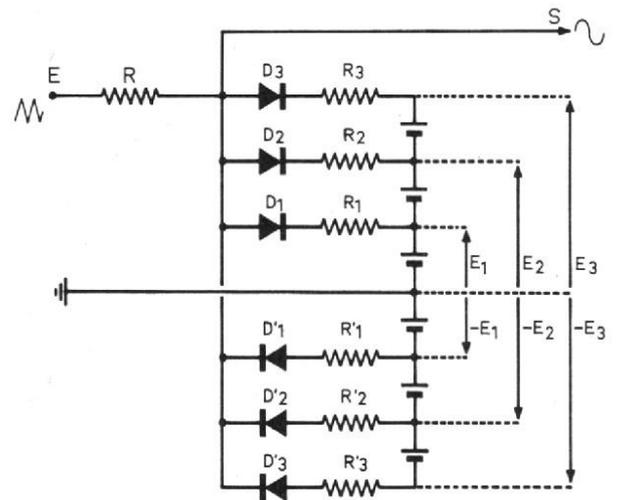


Fig. 6

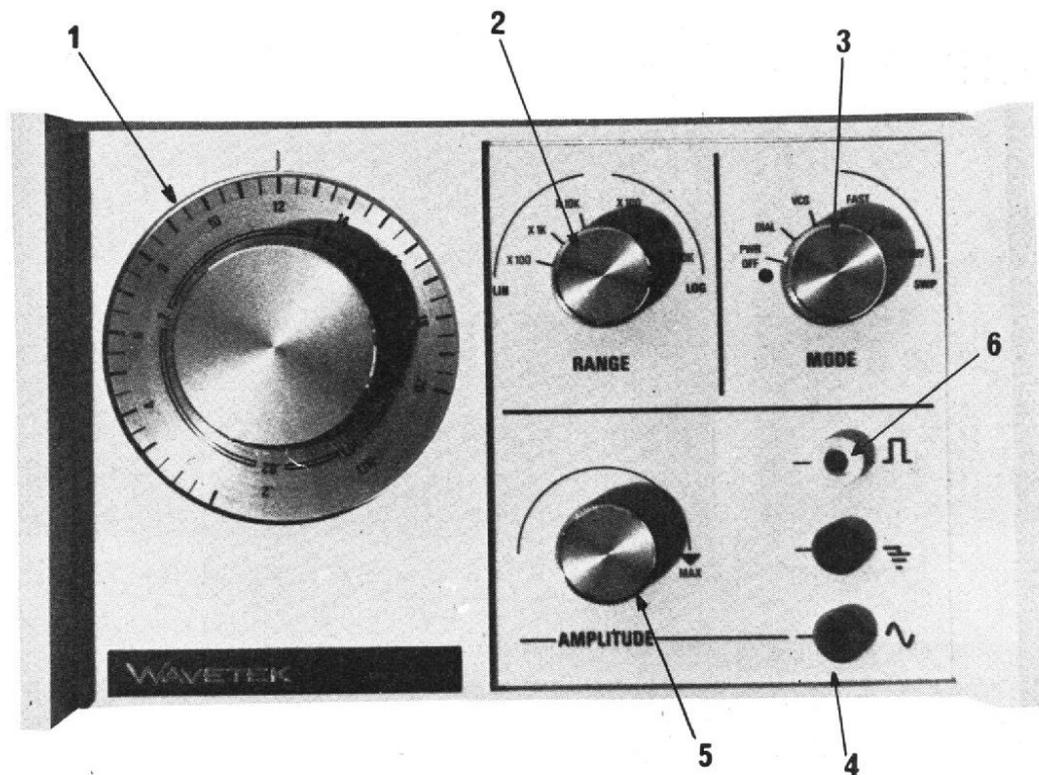


Fig. 8

mandées par le potentiomètre 5 de la face avant) ;
 — sur la borne 4, les dents de scie, linéaires ou logarithmiques, du générateur interne de vobulation ;
 — sur la borne 6, des signaux de synchronisation, correspondant aux impulsions rectangulaires de la face avant ;
 — sur la borne 7, des impulsions positives, synchronisées avec le retour de chaque dent de scie du vobulateur (fig. 12). Elles peuvent servir à commander la synchronisation externe d'un oscilloscope ;
 — sur la borne 10, on sort les tensions triangulaires, dont l'amplitude atteint environ 1 volt crête à crête, symétriquement par rapport au niveau zéro.

Les autres bornes :

— la borne 1 est destinée à l'entrée des tensions externes de vobulation ;
 — entre les bornes 2 et 8, on peut brancher un condensateur d'appoint, qui permet une modification de la vitesse de vobulation en position SWP. Ainsi, en position « slow », et avec une capacité externe de

borée au sein de l'appareil. Trois vitesses peuvent être sélectionnées pour le balayage d'une gamme :
 balayage en 2,5 ms (position fast)
 balayage en 250 ms (position médium)
 balayage en 25 s (position slow)

Enfin, dans la position VCG du commutateur de mode, la vobulation peut être commandée par un signal extérieur. L'excursion dépend de l'amplitude de ce signal : il faut environ 1,8 volt pour balayer toute une gamme, soit un rapport 1 000 en fréquences, pour le régime logarithmique.

Sorties principales :

On dispose, sur la face avant, d'une sortie sinusoïdale (référence 4 de la figure 8), commandée en amplitude par le potentiomètre 5. La tension de sortie maximale atteint près de 4 volts crête à crête sur 600 Ω (le constructeur garantit 1 volt efficace). Une autre borne (référence 6) délivre des créneaux symétriques, de 4 volts crête à crête, en lan-

cée positive (donc compatibles avec les logiques TTL).

Sorties annexes :

L'arrière du générateur est équipé d'un bornier (figure 9),

sur lequel on peut recueillir différents signaux :

— sur la borne 3, des sinusoïdes d'amplitude variable entre 0 et 40 mV crête à crête (com-

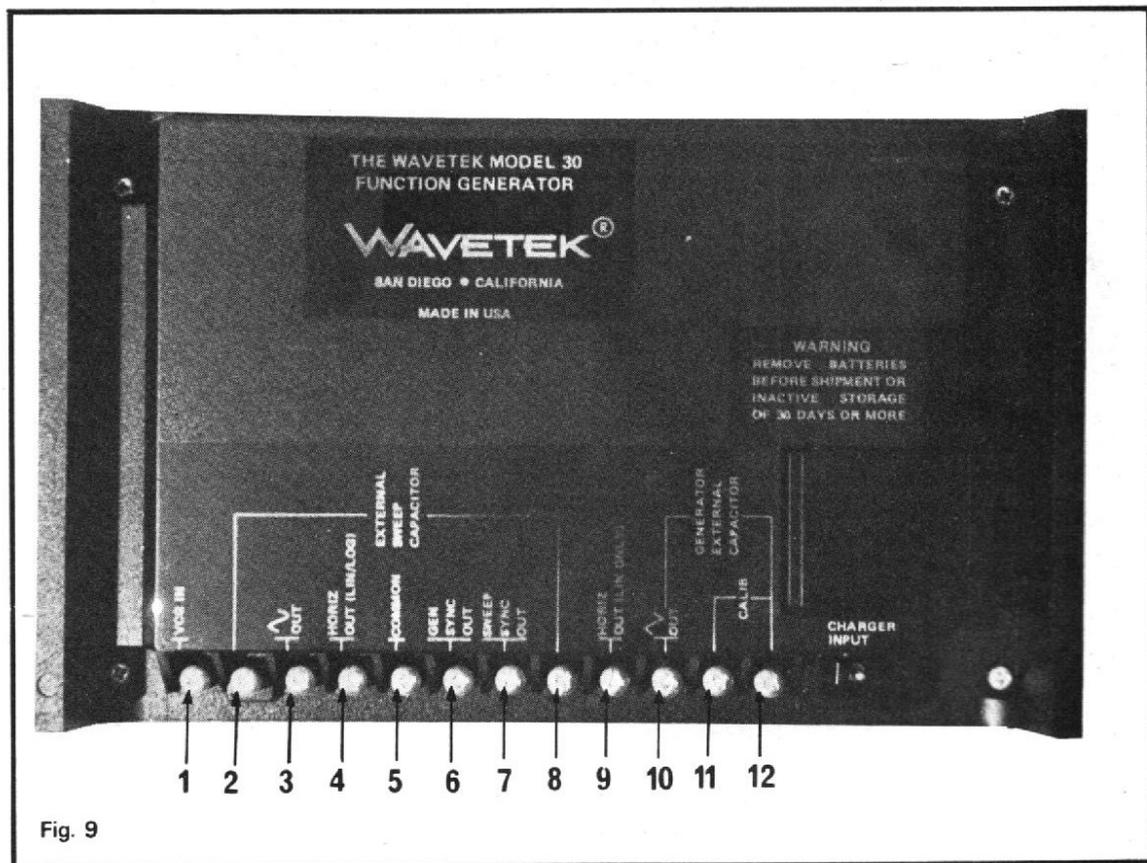


Fig. 9

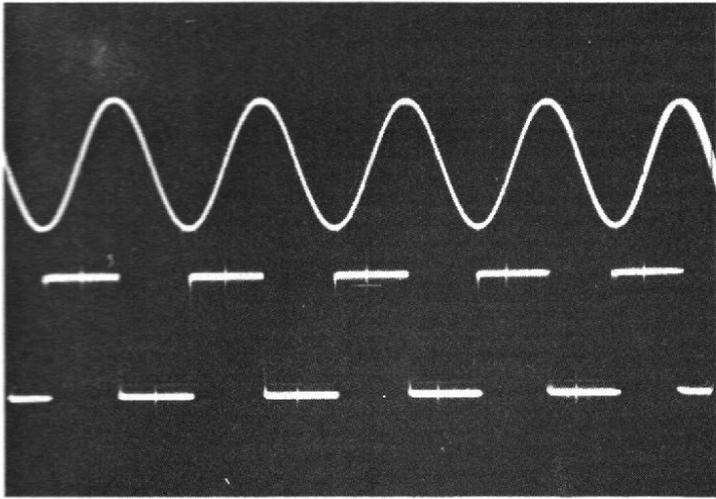


Fig. 10

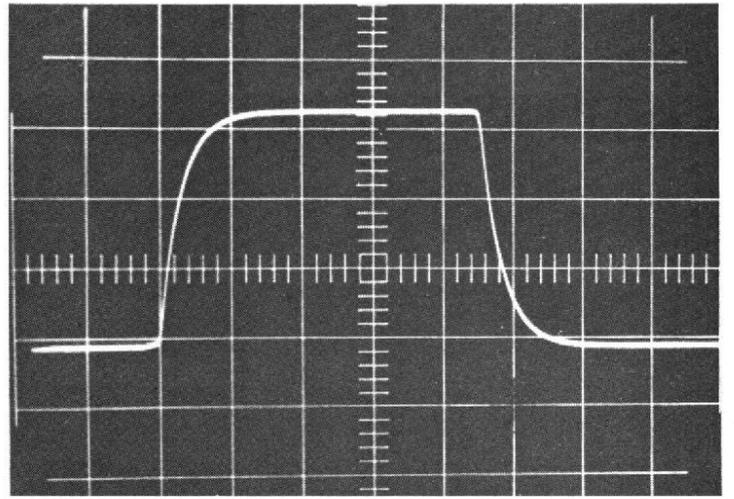


Fig. 13

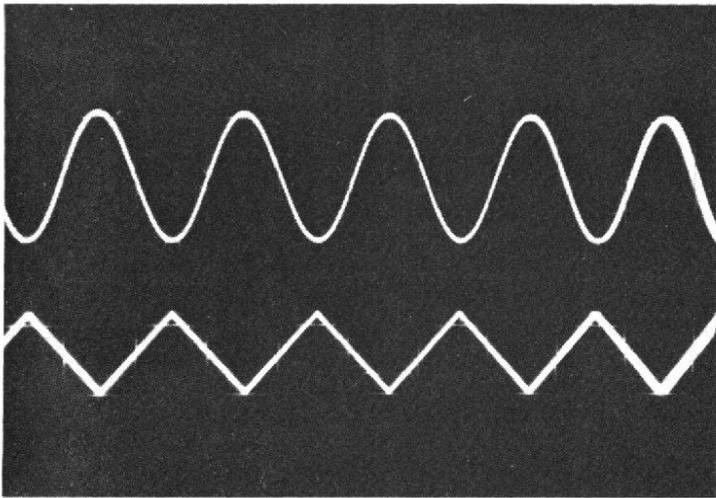


Fig. 11

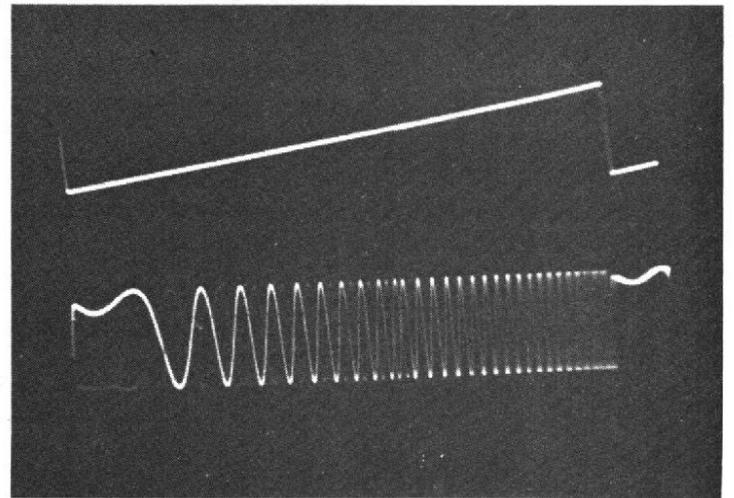


Fig. 14

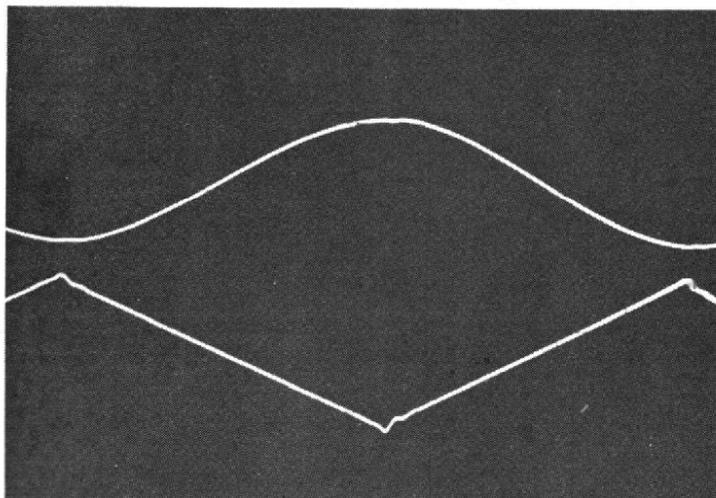


Fig. 12

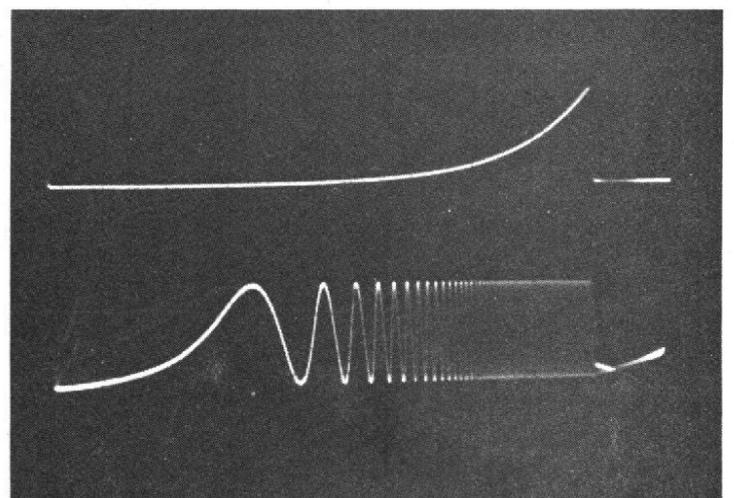


Fig. 15

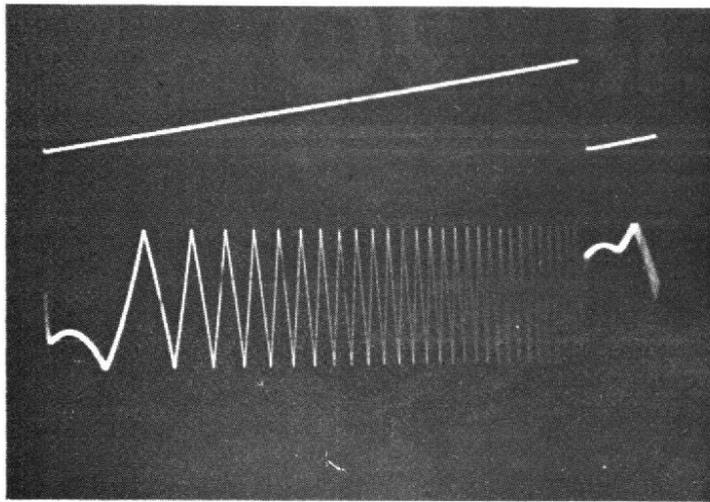


Fig. 16

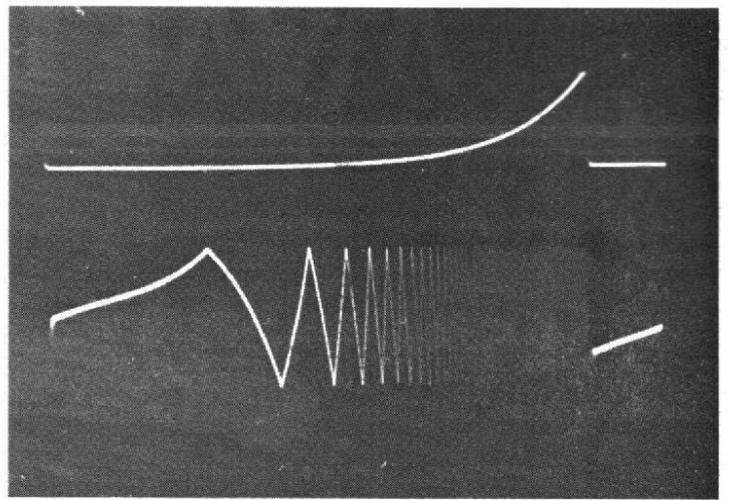


Fig. 17

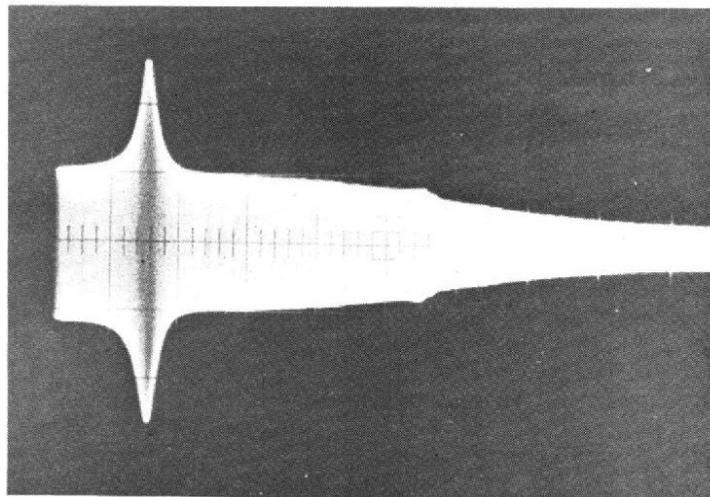


Fig. 18

IV - ETUDE DES SIGNAUX DÉLIVRÉS

Nous avons relevé quelques oscillogrammes, qui illustrent le fonctionnement en générateur. Les premiers, pris à 1 kHz (fig. 10 et 11), montrent la correspondance, d'une part entre les sinusôides et les rectangles, d'autre part entre ces mêmes sinusôides, et les triangles.

A 200 kHz (fig. 12), on peut déceler un défaut de commutation sur les signaux triangulaires. Ces oscillations parasites restent néanmoins suffi-

samment réduites pour ne guère gêner dans les applications courantes. Une mesure des temps de montée et de descente des créneaux, les montre tous les deux voisins de 200 ns (fig. 13).

L'oscillogramme des figures 14 et 15 illustre un exemple de vobulation interne, en position linéaire, puis en position logarithmique. La trace supérieure montre l'évolution de la tension commandant la fréquence. Dans ce mode de fonctionnement, on se rappellera toujours qu'une variation notable pendant la durée d'une période, entraîne une distorsion du signal vobulé. Ce défaut apparaît de façon

évidente avec les signaux triangulaires des figures 16 et 17, pris dans les mêmes conditions que les oscillogrammes des figures 14 et 15.

Dans la pratique, il importe que la fréquence de vobulation soit très inférieure à la fréquence la plus basse de la gamme balayée. C'est uniquement pour mieux analyser le signal, que nous n'avons pas respecté cet impératif dans les exemples des figures 14 à 17. Au contraire, nous l'avons observé dans la figure 18 : il s'agit là d'un exemple d'application de la vobulation, au relevé de la courbe de variation d'impédance d'un haut-parleur.

R.R.

100 μ F, la durée d'un balayage complet est portée à 100 secondes ;

— entre les bornes 10 et 12, le branchement d'un condensateur d'appoint permet d'abaisser la fréquence d'oscillation. Ainsi, avec 10 μ F (condensateur non polarisé), on passe de 20 Hz à 20 mHz, soit une période de 50 s. On atteint 2 minutes avec une centaine de microfarads.

Alimentation :

L'appareil fonctionne sous 9 volts, soit sur pile miniature standard, soit sur batterie. Un chargeur est livré en option ; il permet également le fonctionnement de l'appareil sur le secteur.



qu'est-ce
qu'un
téléviseur

LES téléspectateurs des régions frontalières du nord et de l'est de la France ont la chance de pouvoir capter, en plus des trois chaînes émises en SECAM, les émissions en couleurs utilisant la technique PAL.

La plupart des constructeurs proposent des modèles bi-standard PAL/SECAM. Le procédé PAL dérive du système américain NTSC. Nous commençons donc par donner un court aperçu sur ce dernier qui est à l'origine des systèmes actuels.

SYSTÈME NTSC

Ce procédé NTSC (National Television System Committee), mis au point aux Etats-Unis il y a près de trente ans, est exploité en Amérique du Nord (Etats-Unis et

Canada) ainsi qu'au Japon. Il a de très nombreux points communs avec les autres systèmes modernes en exploitation.

D'abord ce procédé respecte le principe de double compatibilité (possibilité pour un téléviseur monochrome de reproduire - en noir et blanc - une émission émise en couleur. Et inversement : possibilité pour un récepteur couleur de recevoir les émissions en noir et blanc).

D'autre part les téléviseurs NTSC sont 100 % électroniques et utilisent un tube cathodique trichrome, comme le tube à masque perforé ou le co-planaire.

En plus du signal de luminance (signal vidéo des téléviseurs monochromes), l'émetteur NTSC transmet également un signal de chrominance d'une largeur analogue à celle du SECAM (1,3 MHz) et dont la fréquence centrale a

aussi une valeur élevée (3,58 MHz aux Etats-Unis). Ce signal de chrominance, comme dans le cas du SECAM, est composé de signaux de différence de couleur (R-Y) et (B-Y).

Les différences entre les systèmes NTSC et SECAM sont d'abord qu'à l'émission les signaux de différence de couleur modulent **simultanément** (et non séquentiellement) en **amplitude** deux sous-porteuses de même fréquence mais déphasées de 90° . Ensuite, les sous-porteuses sont supprimées à l'émission, et seules les bandes latérales sont transmises. Ceci afin de diminuer sur l'écran la visibilité d'une composante résiduelle parasite.

A la réception, un oscillateur restitue ces porteuses en fournissant deux signaux de même fréquence et décalés de 90° .

Enfin 8 à 12 périodes sont transmises immédiatement après les impulsions de synchronisation ligne, dans le but d'asservir cet oscillateur en fréquence et en phase.

MODULATION EN QUADRATURE

Nous avons dit que les deux signaux de chrominance, l'un fonction de (B-Y), l'autre de (R-Y) modulent deux sous-porteuses de même fréquence mais décalées de 90° . La figure 1 représente de tels signaux. Si on fait varier l'amplitude du premier en fonction de (B-Y), et l'amplitude du second en fonction de (R-Y), on réalise un type de modulation appelé « modulation en quadrature », et qui est utilisé dans les procédés NTSC et PAL. La représenta-

MODULATEUR ET DÉMODULATEUR EN ANNEAU

Un circuit modulateur en anneau se compose essentiellement de quatre diodes montées en pont (figure 5). Le signal modulant est appliqué au primaire du transformateur T_1 . Le signal modulé est recueilli aux bornes du transformateur T_2 . La porteuse est appliquée entre a et b. Le point a est relié à la prise milieu du secondaire de T_1 , et b à celle du primaire de T_2 .

La tension de la porteuse est beaucoup plus élevée que celle de la tension du signal de modulation. C'est donc elle qui détermine la polarité des quatre diodes.

Nous voyons que si a est positif, les diodes D_1 et D_3 conduisent, tandis que D_2 et D_4 sont bloquées. Le signal de modulation est donc transmis directement au transformateur T_2 .

Lorsque a est négatif, D_1 et D_3 sont bloquées, tandis que D_2 et D_4 sont conductrices. Le signal de modulation se trouve également transmis au transformateur T_2 , mais avec une **inversion de polarité**. Les quatre diodes agissent comme un commutateur inversant la polarité du signal de modulation à la fréquence de la porteuse.

Les trois premières formes d'onde de la figure 6 représentent les signaux de modulation (A), de la porteuse (B) et du signal modulé (C). On voit que la forme habituelle de cette dernière est due à l'inversion du premier signal (A) à la fréquence du second (B). Les points marqués 1, 2, 3... sur l'alternance positive du signal de modulation se retrouvent alternativement positifs et négatifs sur le signal modulé.

Le même circuit à quatre diodes peut être utilisé à la réception pour démoduler le signal (C), c'est-à-dire pour retrouver le signal de modulation (A). Le circuit prend alors

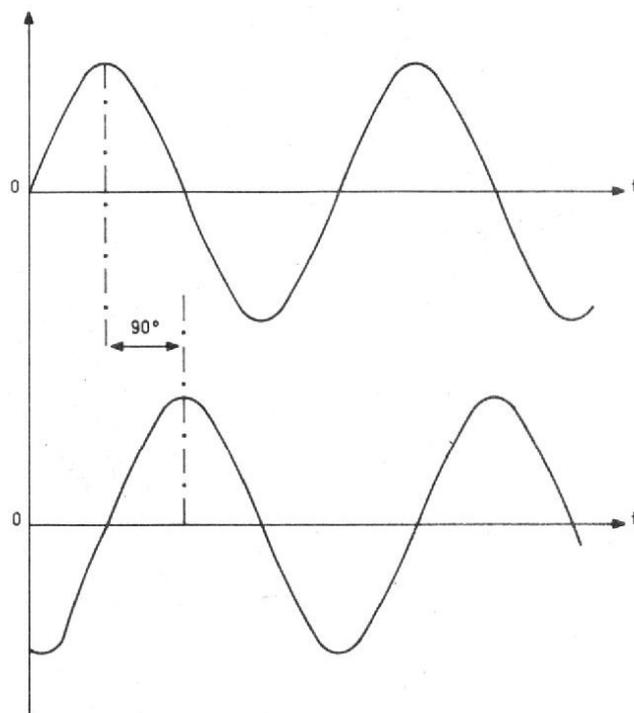


Fig. 1. - Deux signaux de même fréquence décalés de 90° .

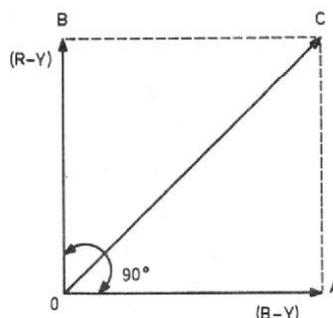


Fig. 2. - Représentation vectorielle des deux signaux de la figure 1.

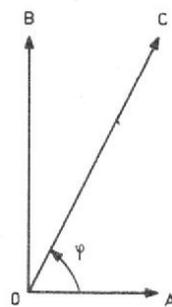


Fig. 3. - La diminution du vecteur OA entraîne une augmentation de la phase

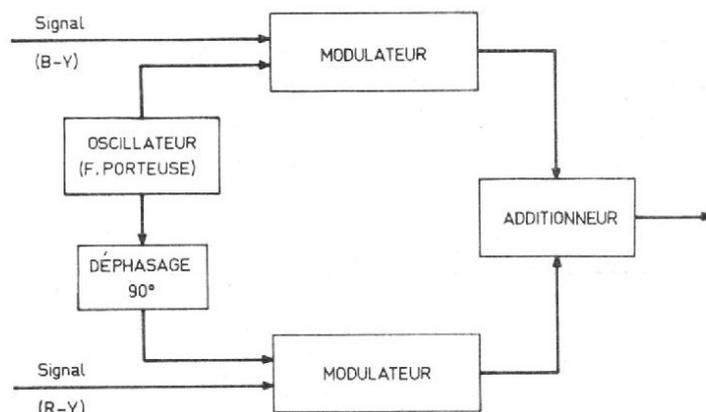


Fig. 4. - Schéma synoptique d'un circuit de modulation en quadrature.

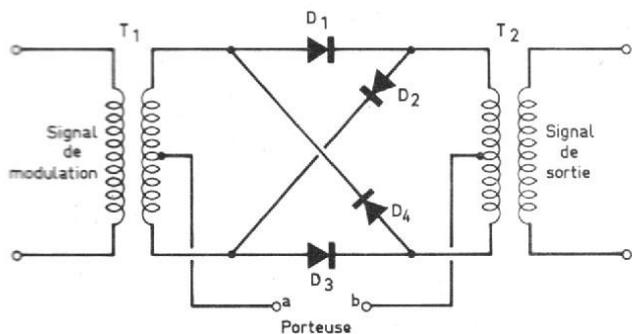


Fig. 5. - Modulateur en anneau.

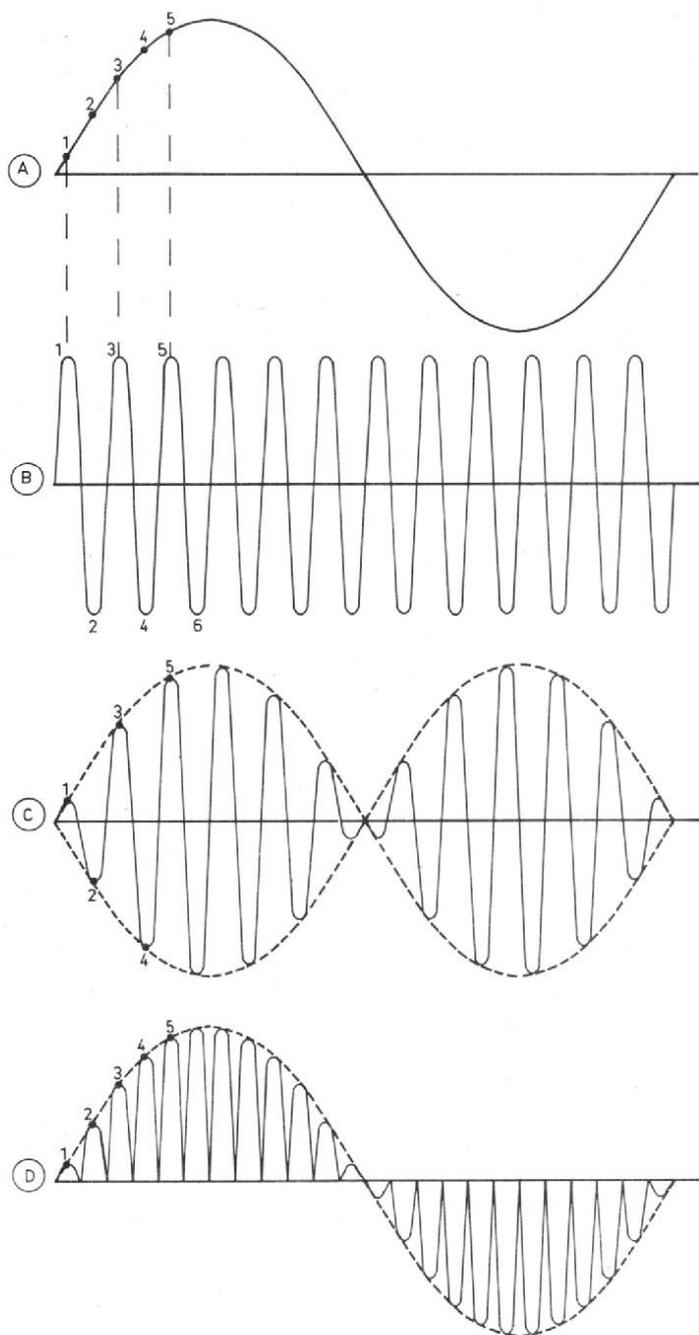


Fig. 6. - Forme des signaux sur un démodulateur en anneau.

le nom de « démodulateur en anneau ».

Le signal à démoduler est appliqué au primaire du transformateur T_1 .

La porteuse est toujours appliquée entre les bornes a et b, ce qui fait qu'à chaque période de l'onde haute-fréquence les ensembles $D_1 D_3$ et $D_2 D_4$ sont alternativement et complémentaires passants et bloqués. Le transformateur T_2 reçoit alors un signal dont la forme est représentée en D sur la figure 6. Il ne reste plus qu'à éliminer, par un filtre passe haut, la composante HF pour retrouver le signal de modulation.

Un autre type de circuit, appelé « démodulateur synchrone » utilise deux diodes (figure 7). Celles-ci sont polarisées par la porteuse. Si par exemple le point a est positif (alternance positive de la porteuse), la diode D_1 est passante et le condensateur C_1 se charge suivant la polarité indiquée. Il existe plusieurs variantes de ce circuit.

En ce qui concerne ces démodulateurs, il est essentiel de remarquer que la phase du signal de la porteuse a une grande importance. Un déphasage de 180° de cette tension entraîne une inversion de polarité du signal démodulé, ce qui serait grave dans le cas de la transmission d'un signal de vidéo-chrominance.

CIRCUITS DE CHROMINANCE D'UN RÉCEPTEUR NTSC

Ces circuits sont représentés sur le schéma synoptique de la figure 9.

A la sortie du détecteur, le signal de vidéo-chrominance dont la bande passante est de 1,3 MHz. Cet amplificateur ne doit pas laisser passer les salves de couleur, c'est-à-dire qu'il doit être bloqué pendant la durée de retour ligne. Il doit être également bloqué lors d'une émission en noir et blanc. Cette tâche incombe au portier (color killer). L'étage « séparation salves de couleur » peut être une bascule commandée par les impulsions de retour ligne fournies par le transformateur THT. Cet étage ne laisse passer que ces salves qui commanderont la phase de l'oscillateur sous-porteuse piloté par quartz. Cet oscillateur local fournit donc les deux sous-porteuses déphasées de 90° qui, ajoutées aux bandes latérales, restituent les deux informations en quadrature, fonction de (R-Y) et (B-Y). Après passage dans les deux détecteurs synchrones, les signaux ajoutés au signal Y restituent les trois informations : rouge, vert et bleu.

PRINCIPE DU PAL

SALVE DE SYNCHRONISATION

Le synchronisme de phase entre les oscillateurs de l'émetteur et du récepteur est obtenu par le « BURST » appelé en français : « salve ». Celle-ci se compose de plusieurs périodes transmises immédiatement après l'impulsion de synchronisation ligne (figure 8).

Le mot PAL est l'abréviation de « Phase Alternation Line ». Sa différence fondamentale avec le NTSC est l'inversion de la phase d'un des signaux de différence de couleur alternativement une ligne sur deux.

Nous avons vu que si la phase du vecteur OC varie (figure 2), il y a une modification de la couleur à transmettre. Pour supprimer l'effet des distorsions de phase, inconvénient majeur du NTSC, les ingénieurs qui ont mis au

point le PAL ont eu l'idée de faire subir, à l'émission, un déphasage de 180° à l'une des composantes, cela à la cadence d'une ligne sur deux.

A la réception, un circuit additionneur recueille les signaux de deux lignes successives, l'un reçu directement, l'autre retardé par son passage dans une ligne à retard de $64 \mu\text{s}$ (durée d'une ligne). Comme nous allons le voir, il résulte de cela que les erreurs de phase, mises en opposition, s'annulent.

La représentation vectorielle permet de comprendre facilement le principe du procédé. Sur la figure 10-a nous retrouvons le vecteur OC avec l'indice 1 car nous supposons qu'il s'agit de la première ligne d'une image uniformément colorée. Si une variation de phase parasite fait passer le vecteur de OC_1 en OC'_1 , nous remarquons que la projection sur l'axe vertical a augmenté puisque ce vecteur vertical passe de OB_1 à OB'_1 . A la ligne suivante, l'émetteur fait subir

à OB un déphasage de 180° (figure 10 b). La variation de phase parasite, que nous supposons constante d'une ligne à l'autre, fait passer le vecteur OC_2 en OC'_2 , ce qui fait que le vecteur vertical diminue de sa valeur. L'augmentation de vecteur à la première ligne est compensée par la diminution de vecteur à la seconde ligne.

De même, nous voyons que la diminution de OA_1 (axe horizontal de la première ligne) est compensé par l'augmentation de OA_2 à la ligne suivante.

Nous concevons que la distance de phase puisse de cette façon être supprimée.

Voyons maintenant, plus en détail, comment sont restitués les signaux (B-Y) et (R-Y).

Le tableau de la figure 11 nous montre les vecteurs de trois lignes successives, repérées par les indices 1, 2 et 3. Dans la colonne I sont représentés les vecteurs pour ces lignes successives, tandis que dans la colonne II nous avons ceux des lignes précédentes

retardées de $64 \mu\text{s}$. Ces derniers sont additionnés aux signaux « frais », ce qui donne les valeurs 2 (B-Y) de la colonne III.

Pour obtenir les signaux de la voie « rouge », il faut inverser de 180° la ligne « fraîche » avant de l'additionner à la ligne retardée. Ceci donne les valeurs 2 (R-Y) qui sont alternativement positives et négatives. Enfin, pour retrouver des signaux 2 (R-Y) toujours positifs, il est nécessaire de les inverser à la cadence d'une ligne sur deux. Ces opérations sont résumées sur le schéma synoptique simplifié d'un décodeur PAL (figure 12).

A la sortie de la détection vidéo, le signal est amplifié par un étage ayant le même rôle que celui se trouvant à l'entrée des platines chroma NTSC. Cet étage n'amplifie que les bandes latérales des signaux de chrominance. Ceux-ci sont envoyés sur les circuits additionneurs, soit directement, soit en subissant un déphasage de 180° , soit encore par l'inter-

médiaire d'une ligne à retard de $64 \mu\text{s}$. Le signal « bleu » est dirigé vers le démodulateur synchrone où la fréquence porteuse restituée est nécessaire pour obtenir la vidéo-chrominance.

Le signal « rouge » devra passer, toutes les deux lignes, dans un circuit déphaseur. A la sortie des deux démodulateurs, la vidéo-chrominance est envoyée à un circuit de matricage, comme dans les téléviseurs couleur de n'importe quel système, pour retrouver le signal vidéo « vert ».

IDENTIFICATION

Les circuits d'identification ont une importance primordiale. Ils doivent non seulement assurer le synchronisme en fréquence et en phase de la sous-porteuse reconstituée, mais ils servent aussi à identifier les lignes inversées.

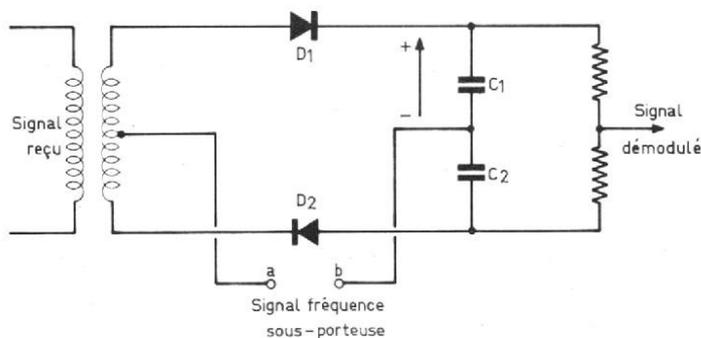


Fig. 7. - Démodulateur synchrone.

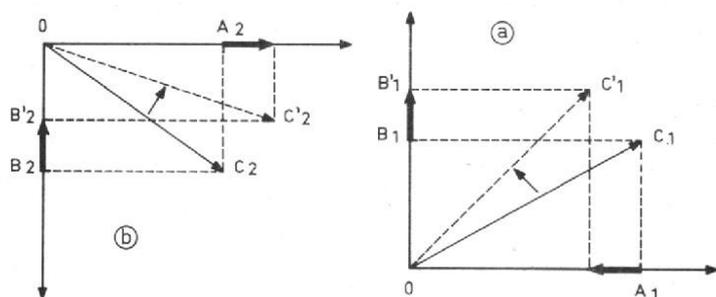


Fig. 10. - L'inversion de la phase à chaque ligne permet de supprimer la distorsion de phase.

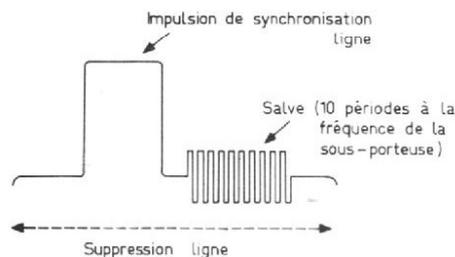


Fig. 8. - Salve de synchronisation.

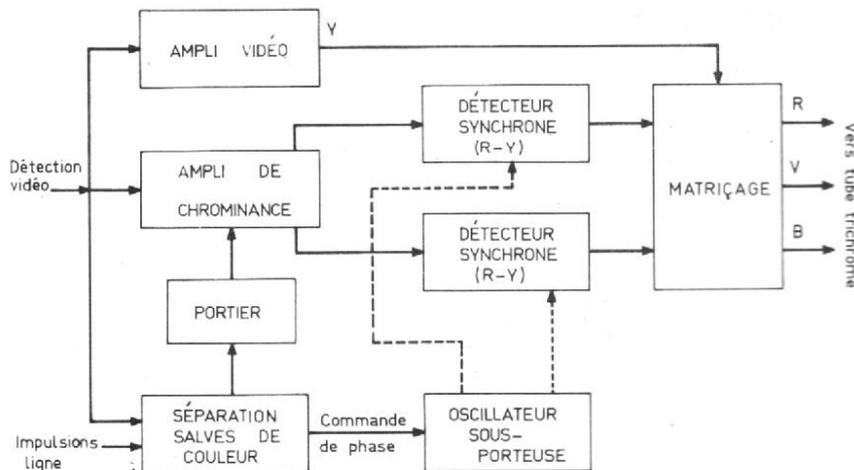


Fig. 9. - Circuits de chrominance d'un récepteur NTSC.

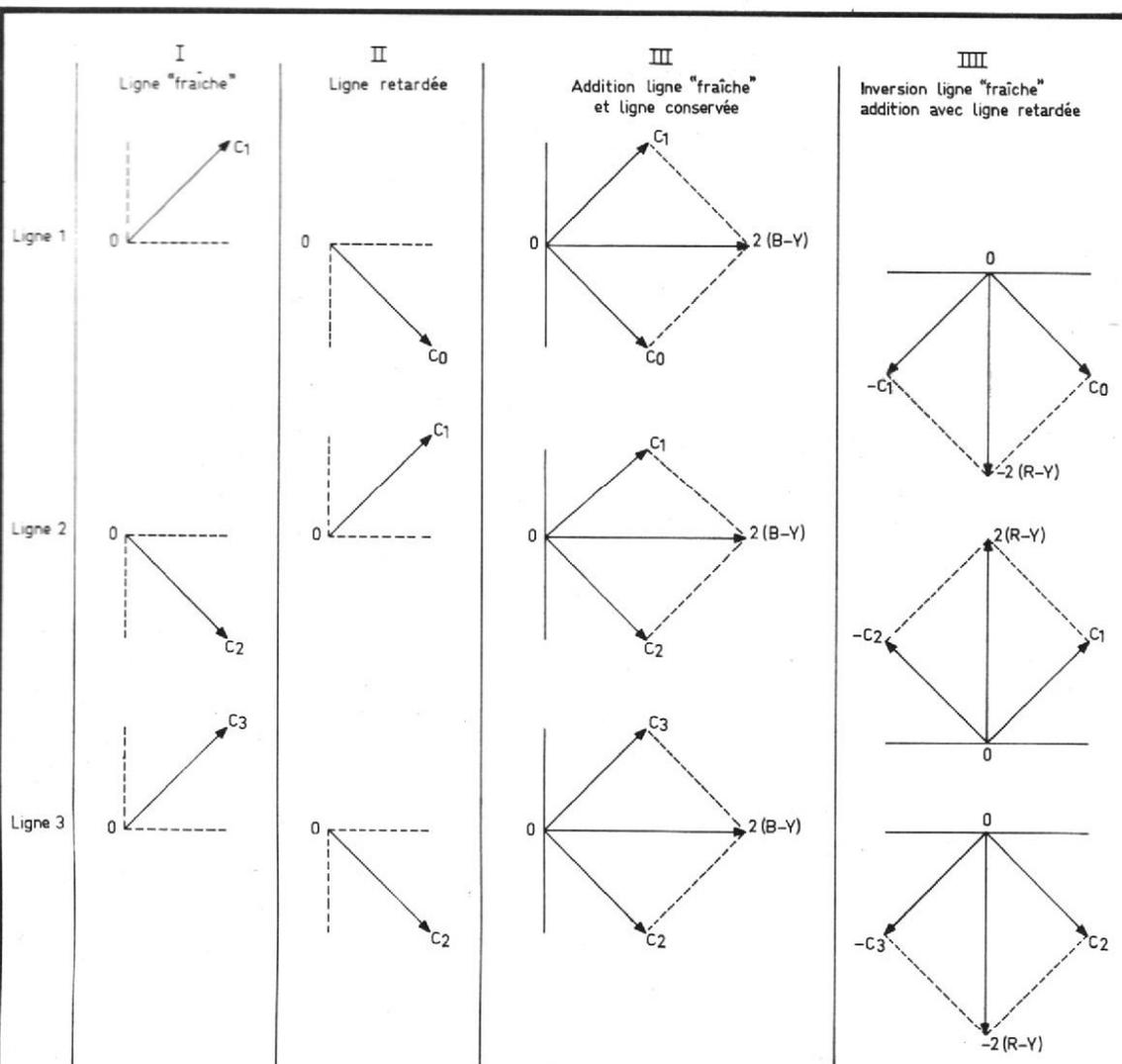


Fig. 11

Dans le NTSC ce synchronisme est réalisé par les salves dont la fréquence est égale à celle de la sous-porteuse. Dans le PAL, les salves existent aussi, mais si leur fréquence est égale à celle de la sous-porteuse, la phase de ces oscillations est différente une ligne sur deux. C'est un démodulateur synchrone qui effectue le décodage de ces salves. A sa sortie on a des impulsions alternativement positives et négatives et dont la durée est égale à celle des salves.

A ce propos, notons que la détection des salves donne une tension continue pouvant servir de C.A.G. à l'amplificateur de chrominance.

TÉLÉVISEURS PAL-SECAM

Une platine de chrominance PAL a beaucoup de points communs avec celle étudiée pour le SECAM.

Leurs circuits d'entrée n'ont pas de différences majeures, ils comportent tous les deux un circuit cloche accordé sur la même fréquence. La ligne à retard a également la même valeur. Les deux platines emploient une bascule, pour le permuteur du SECAM, et pour la commutation de phase de la porteuse de référence dans le PAL. Les deux circuits utilisent aussi un portier. Les étages de sortie peuvent être communs pour les deux techniques. La différence principale est au niveau démodulation : limiteur et discriminateur pour le SECAM, démodulateurs synchrones pour le PAL. Pour celui-ci il faut ajouter l'oscillateur de 4,43 MHz pouvant être piloté par quartz, ainsi que plusieurs circuits inverseurs. L'inversion de 180° peut être réalisée avec un transformateur à point milieu. Les circuits additionneurs sont des circuits résistifs.

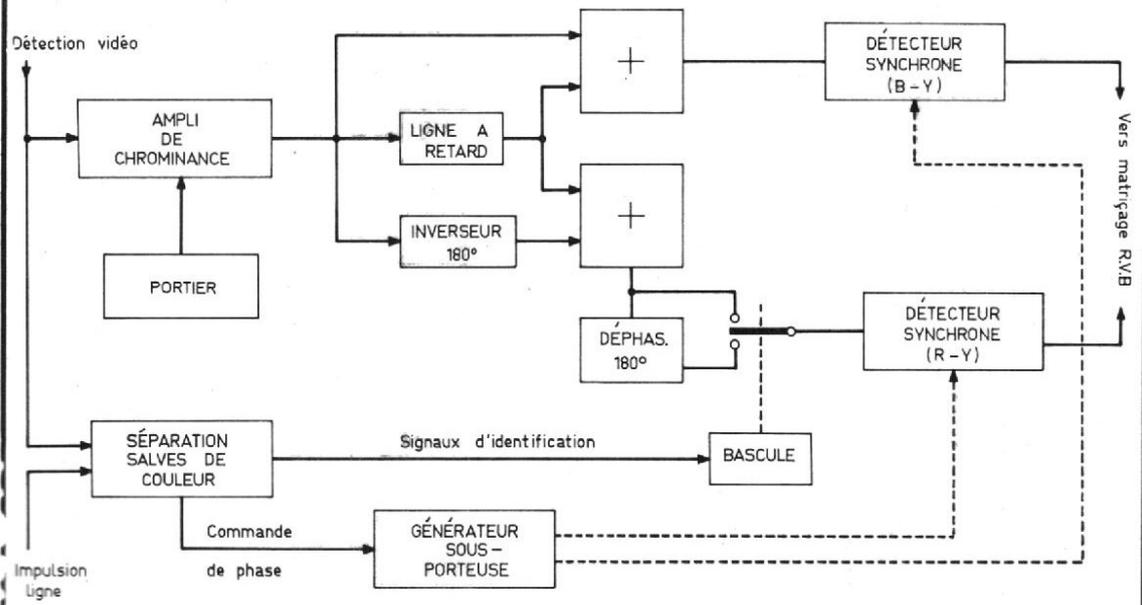
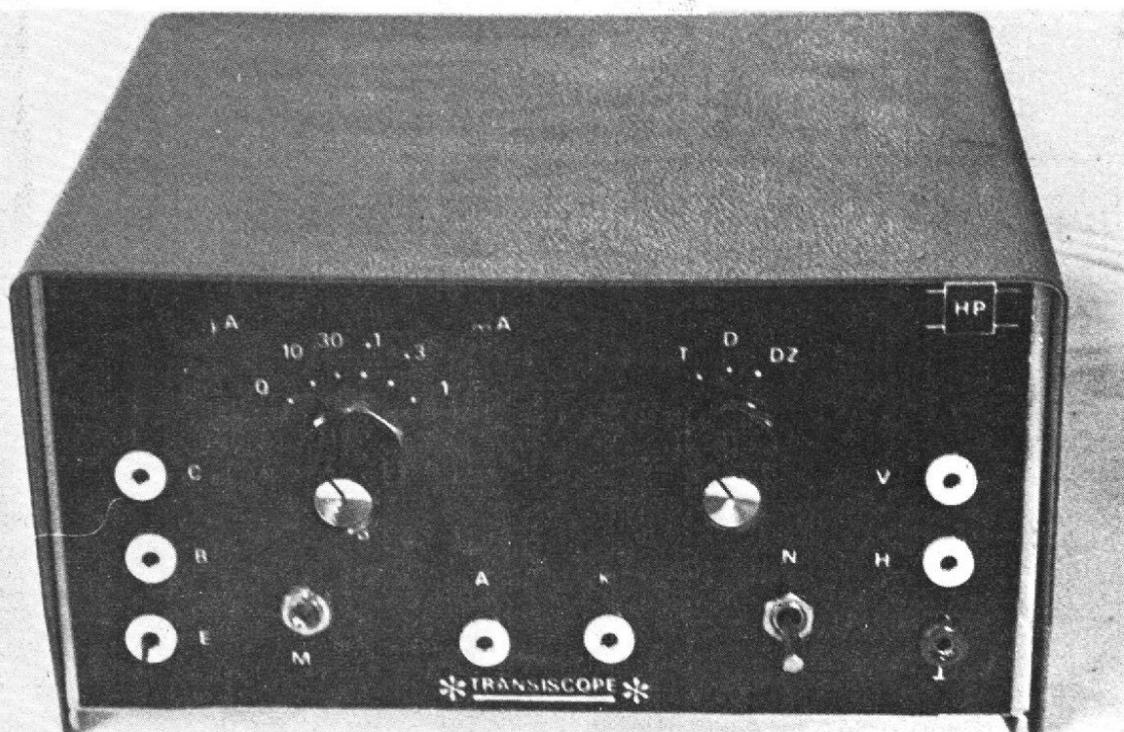


Fig. 12. - Circuits de chrominance d'un récepteur PAL.

réalisez ce



TRANSISCOPE

ADAPTATEUR pour la visualisation, sur oscilloscope, des caractéristiques des transistors, diodes, diodes zéner.

On peut relever point par point, en utilisant un voltmètre, un milliampèremètre, et quelques résistances variables, la caractéristique d'une diode de redressement ou celle d'une diode zéner, ainsi que les réseaux de caractéristiques d'un transistor. A l'autre extrémité de l'échelle des techniques, il existe des traceurs de caractéristiques qui, en une seule opération, visualisent tout un réseau de courbes.

L'appareil décrit ci-dessous permet d'afficher ces caractéristiques sur l'écran d'un oscilloscope courant. Sans ambition démesurée, et très simple à réaliser, il se limite à l'affichage d'une seule caractéristi-

que par opération. Dans le cas des transistors, la manœuvre d'un commutateur sélectionne différents courants de base, et permet donc d'observer, les unes après les autres, six caractéristiques régulièrement échelonnées.

I - UN TOUT PETIT PEU DE THEORIE

Nous ne rappellerons que très brièvement, car elles sont généralement connues, quel-

ques notions théoriques nécessaires à l'interprétation des caractéristiques d'un semi-conducteur.

Dans une diode de détection ou de redressement, on trace les variations du courant I qui circule de l'anode vers la cathode, en fonction de la différence de potentiel V entre cathode et anode (fig. 1). Le cartouche de cette même figure rappelle les conventions de signe sur V et I .

Toutes les caractéristiques ont la même allure. Pour une polarisation inverse (V négatif), le courant reste très faible, tant que n'est pas atteinte la tension de claquage. Dans le sens direct, il ne devient notable qu'à partir de la tension de seuil V_s , qui dépend du matériau utilisé : 0,3 V pour le germanium, et 0,6 V pour le silicium, environ. A chaque tension V_0 donnée, l'intensité cor-

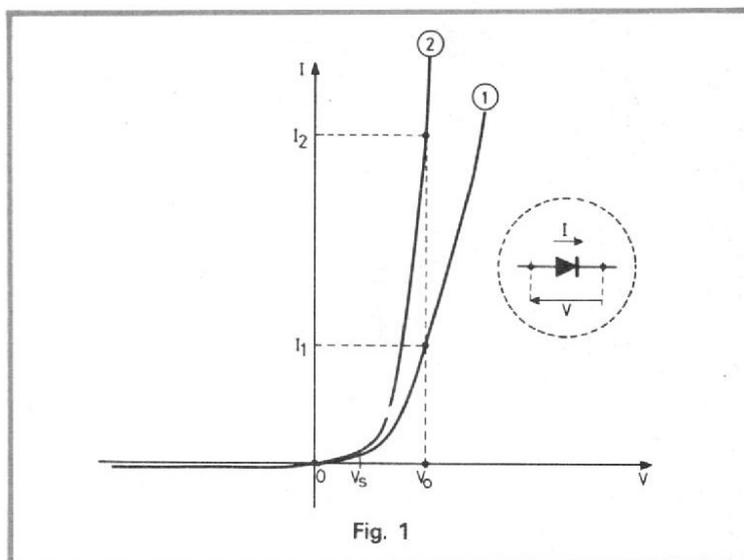


Fig. 1

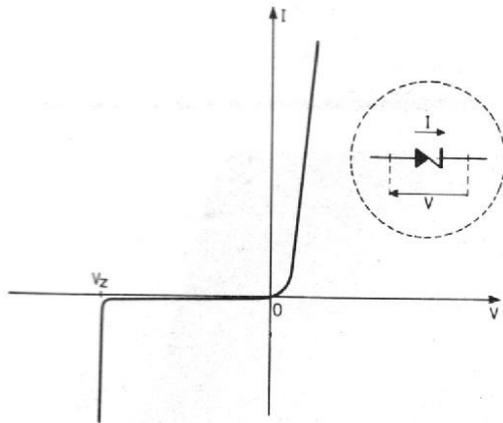


Fig. 2

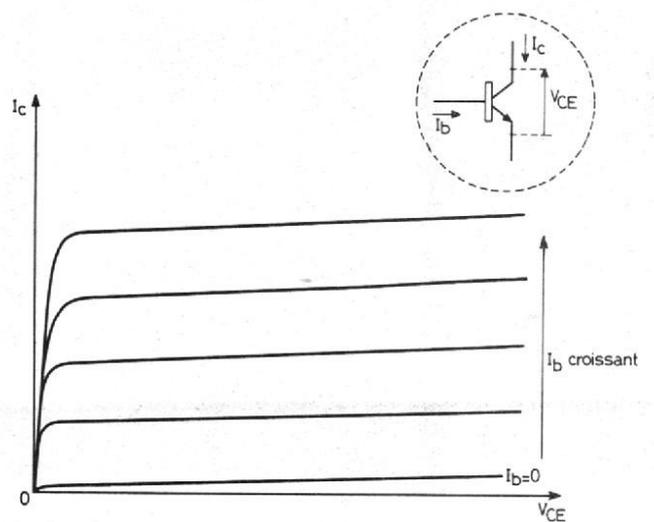


Fig. 3

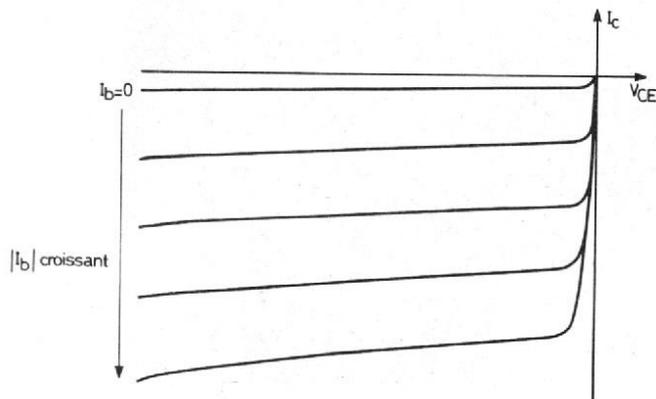


Fig. 4

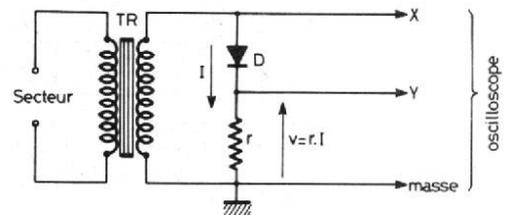


Fig. 5

respondante dépend des dimensions géométriques de la diode : pour une jonction de faible surface (diodes de petites puissances), l'intensité I_1 est faible ; en augmentant la surface de la jonction, on accroît cette intensité : la courbe (2) de la figure 1 correspond au cas d'une diode de puissance.

Les diodes zéner sont étudiées pour offrir une tension inverse de claquage, V_z , relativement faible, de quelques volts à quelques dizaines de volts, et pour fonctionner sans danger à ce régime. Leur caractéristique prend alors l'allure de la figure 2, où la courbe directe est la même que celle d'une diode de redressement classique. Là encore, le cartouche rappelle les conventions de signe pour V et I . Dans leur zone d'utilisation habituelle, les diodes zéner sont donc polarisées négativement, et traversées par un courant négatif.

La description complète d'un transistor, impose le tracé de plusieurs réseaux de

caractéristiques. Pratiquement, l'un d'entre eux se révèle le plus souvent utile : nous l'avons représenté, dans la figure 3, pour le cas d'un transistor NPN, les conventions de signes étant repérées dans le cartouche. Chaque courbe traduit, pour une valeur donnée et constante du courant de base I_b , les variations du courant de collecteur I_c , en fonction de la différence de potentiel V_{CE} entre émetteur et collecteur.

Dans le cas d'un transistor PNP, tous les paramètres deviennent négatifs, ainsi que le rappelle le réseau de la figure 4.

II - AFFICHAGE OSCILLOSCOPIQUE D'UNE CARACTERISTIQUE

Pour les diodes, on utilise le montage de la figure 5. Le secondaire du transformateur TR délivre une tension de l'ordre de 10 à 15 V efficaces

(30 à 45 V crête à crête). La diode à essayer, D, est connectée en série avec une faible résistance r , qui se trouve donc traversée par la même intensité que D.

La tension recueillie aux bornes de r , soit $v = rI$, est rigoureusement proportionnelle, à chaque instant, au courant traversant la diode. On l'utilise donc pour commander les déviations verticales de l'oscilloscope. Sur l'entrée horizontale de celui-ci, on applique la tension recueillie entre la masse, et l'anode de la diode D. Si on appelle V la tension aux bornes de la diode, le signal qui, à chaque instant, commande la déviation verticale, est donc :

$$V + v$$

On ne peut l'assimiler, sans erreur gênante, à la tension V voulue, que si v , donc r , sont choisis très petits. L'oscillogramme de la figure 6 montre l'erreur fondamentale qu'on commettrait avec une résistance ne répondant pas à cette condition : la caractéristique

directe qui devient une droite, n'est plus celle de la diode, mais celle de la résistance !

Le montage de la figure 7, convient pour le relevé des caractéristiques d'un transistor NPN. Grâce à la diode D_1 , seules les demi-alternances positives de la tension délivrées par le secondaire du transformateur TR, sont appliquées au collecteur du transistor T essayé. Une tension continue annexe E positive permet, à l'aide du commutateur K et du jeu de résistances R_1, R_2, R_3 , etc., d'imposer le courant de base voulu. Par exemple, dans le cas du schéma, et si on peut négliger la tension émetteur-base du transistor T par rapport à E, ce courant a pour intensité :

$$I_b = \frac{E}{R_1}$$

On sait que le courant d'émetteur I_E est très voisin du courant de collecteur I_C . Aux bornes de la résistance r de faible valeur, on recueille donc une tension

$$v = r I_E$$

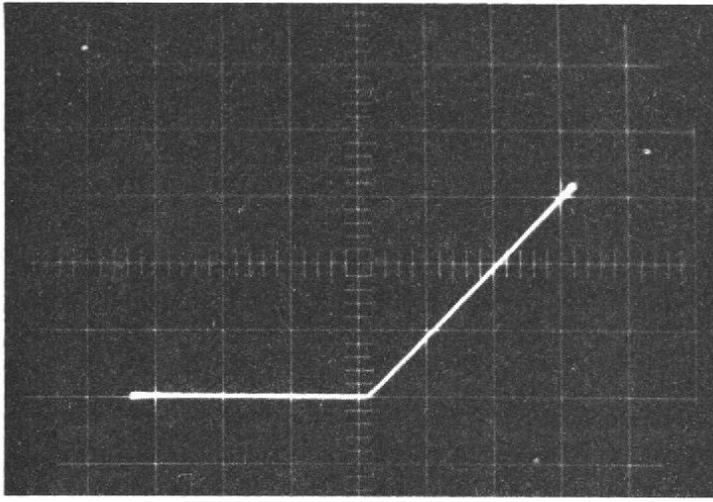


Fig. 6

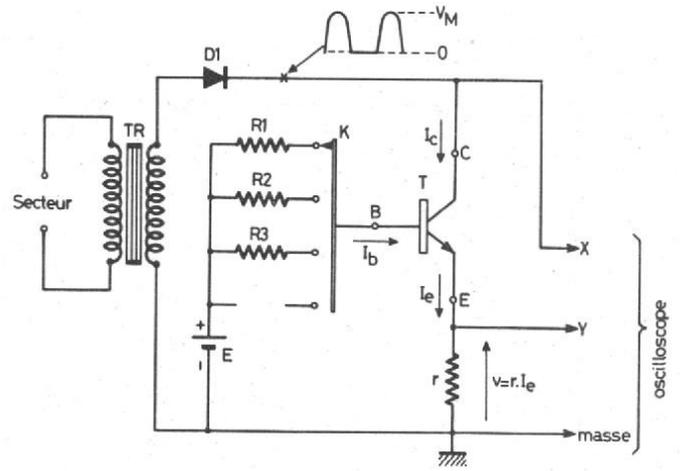


Fig. 7

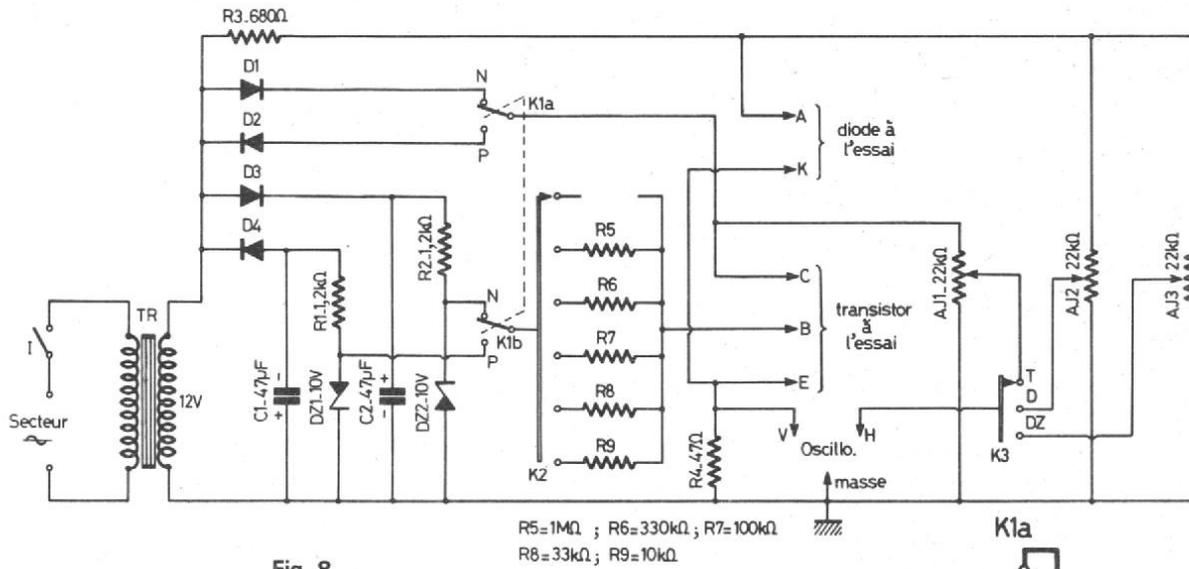


Fig. 8

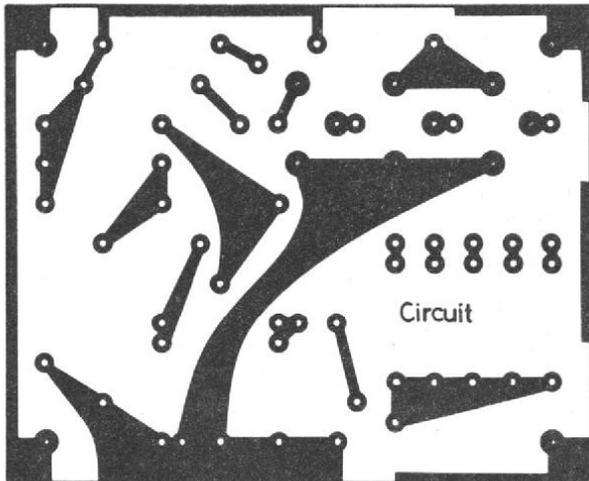


Fig. 9

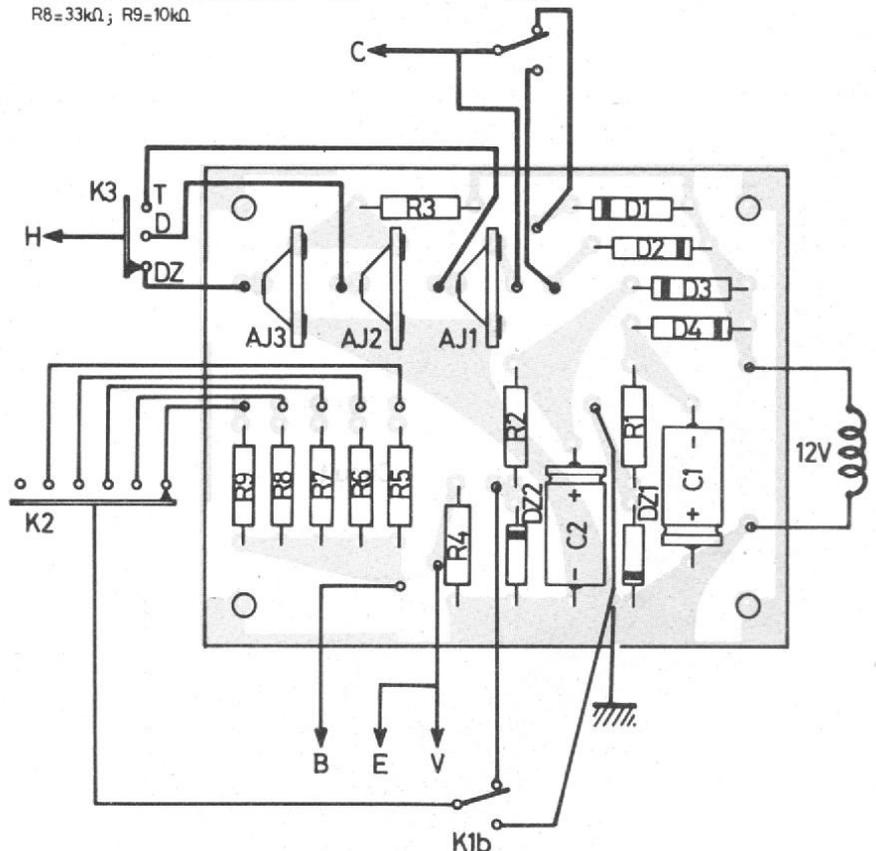


Fig. 10

pratiquement proportionnelle à I_c , et qui sert à commander les déviations verticales de l'oscilloscope. Les déviations horizontales, elles, sont commandées par la tension prise sur le collecteur de T. On ne peut les assimiler à V_{CE} , que si la résistance R est très faible.

Dans le cas d'un transistor PNP, il suffirait de reprendre le même montage, en inversant à la fois le sens de branchement de la diode D_1 , et la polarité de la source E.

III - SCHEMA COMPLET DU TRANSISCOPE

Toutes les notions exposées précédemment sont appliquées à cet appareil. On sera peut-être surpris par certaines des solutions retenues, qui conduisent à un accroissement apparemment inutile du nombre des composants. Ce choix est dicté par de simples considérations d'économie. En effet, l'électronique étant beaucoup moins coûteuse que l'électromécanique, mieux vaut, pour changer une polarité, ajouter une diode plutôt qu'un inverseur.

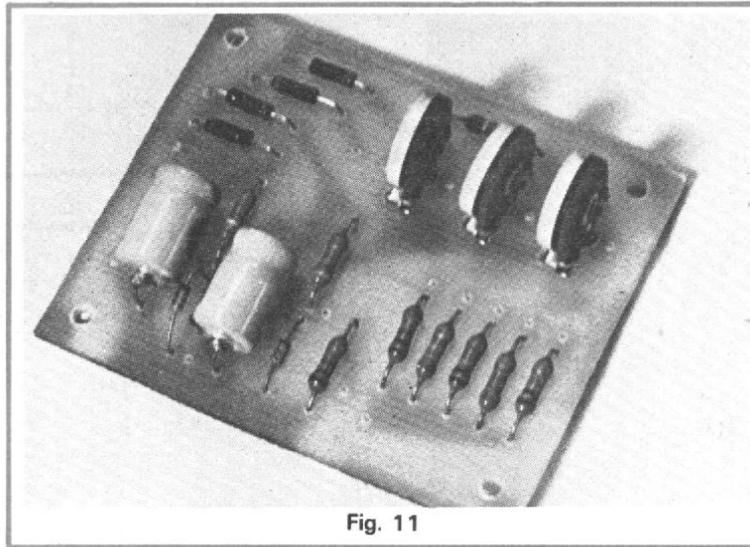


Fig. 11

Le schéma complet est donné à la figure 8. Le transformateur TR, d'une puissance de 5 à 10 VA, délivre une tension secondaire de 12 V efficaces, soit environ 34 V crête à crête, et 17 V d'amplitude. On pourra ainsi essayer tous les types de transistors sans dépasser le V_{CE} autorisé. D'autre part, cette tension suffit pour les diodes zéner jusqu'à 15 V, ce qui recouvre la majorité des cas usuels.

Essai d'une diode

Le même branchement convient pour les diodes de détection ou de redressement,

et les diodes zéner. Elles sont branchées entre la borne A (anode) et la borne K (cathode). La tension alternative leur est appliquée à travers la résistance R_3 de 680 Ω , et la résistance r du schéma théorique de la figure 5 est ici R_4 , de 47 Ω . Le courant direct reste donc limité à 20 mA. Dans le cas d'une diode zéner, l'intensité du courant inverse dépend naturellement de la tension de coude V_z ; ici, c'est la puissance qui reste limitée: elle n'atteint jamais les 400 mW des diodes les plus miniaturisées.

Pour une diode de redressement, le commutateur K_3 est

placé dans la position D. La résistance ajustable AJ_2 permet alors de prélever une fraction variable de la tension, pour étaler la caractéristique directe sur la quasi-totalité de l'écran. Nous y reviendrons lors de la mise au point. Dans le cas d'une diode zéner, c'est la caractéristique inverse qui devient intéressante, et on peut resserrer l'échelle: sur la position Dz de K_3 , la résistance ajustable AJ_3 autorise ce réglage.

Essai d'un transistor NPN

En se reportant au schéma théorique de la figure 7, on verra que la tension variable positive est ici délivrée à travers la diode D_1 , grâce au commutateur K_{1a} . Cette tension est envoyée sur l'entrée horizontale de l'oscilloscope à travers AJ_1 , qui ajuste la sensibilité: le commutateur K_3 se trouve donc sur la position T.

On obtient une tension continue (E de la figure 7), en redressant une alternance sur deux par D_3 . C_2 assure le filtrage, et la diode zéner DZ_2 de 10 V, alimentée à travers R_2 , stabilise la sortie; le commutateur K_{1b} (couplé à K_{1a}), est en position N. Grâce à K_2 , cinq résistances (R_5 à R_9) peuvent être sélectionnées pour imposer

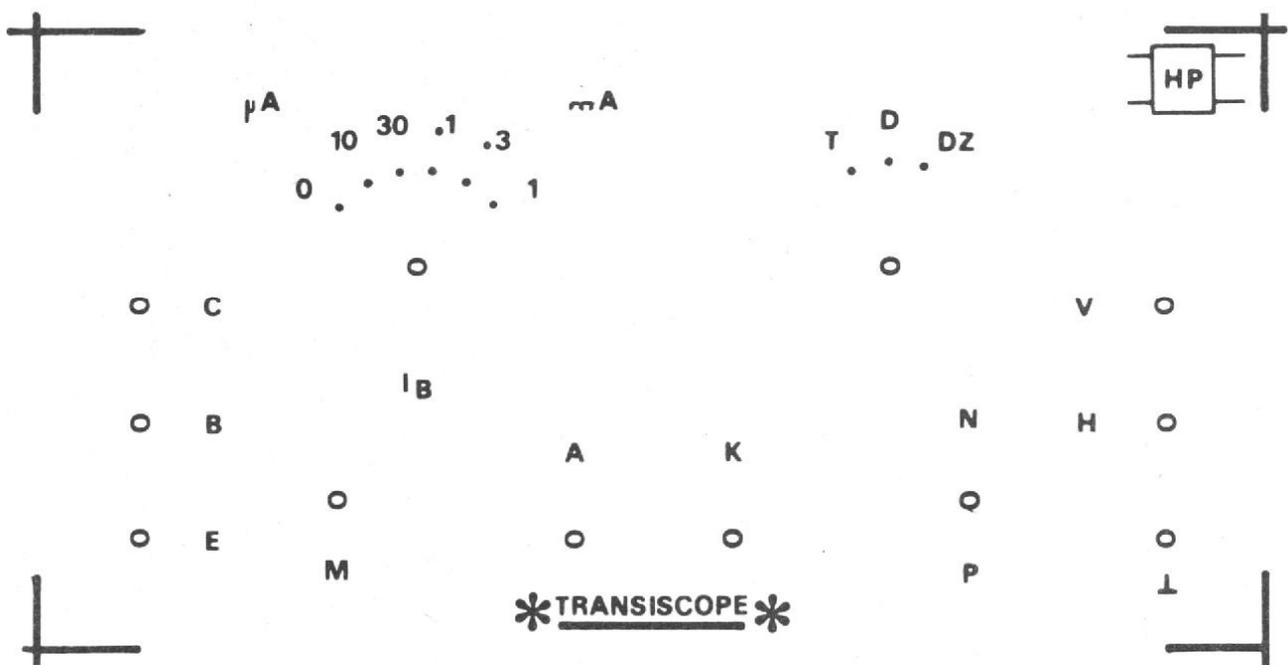


Fig. 12

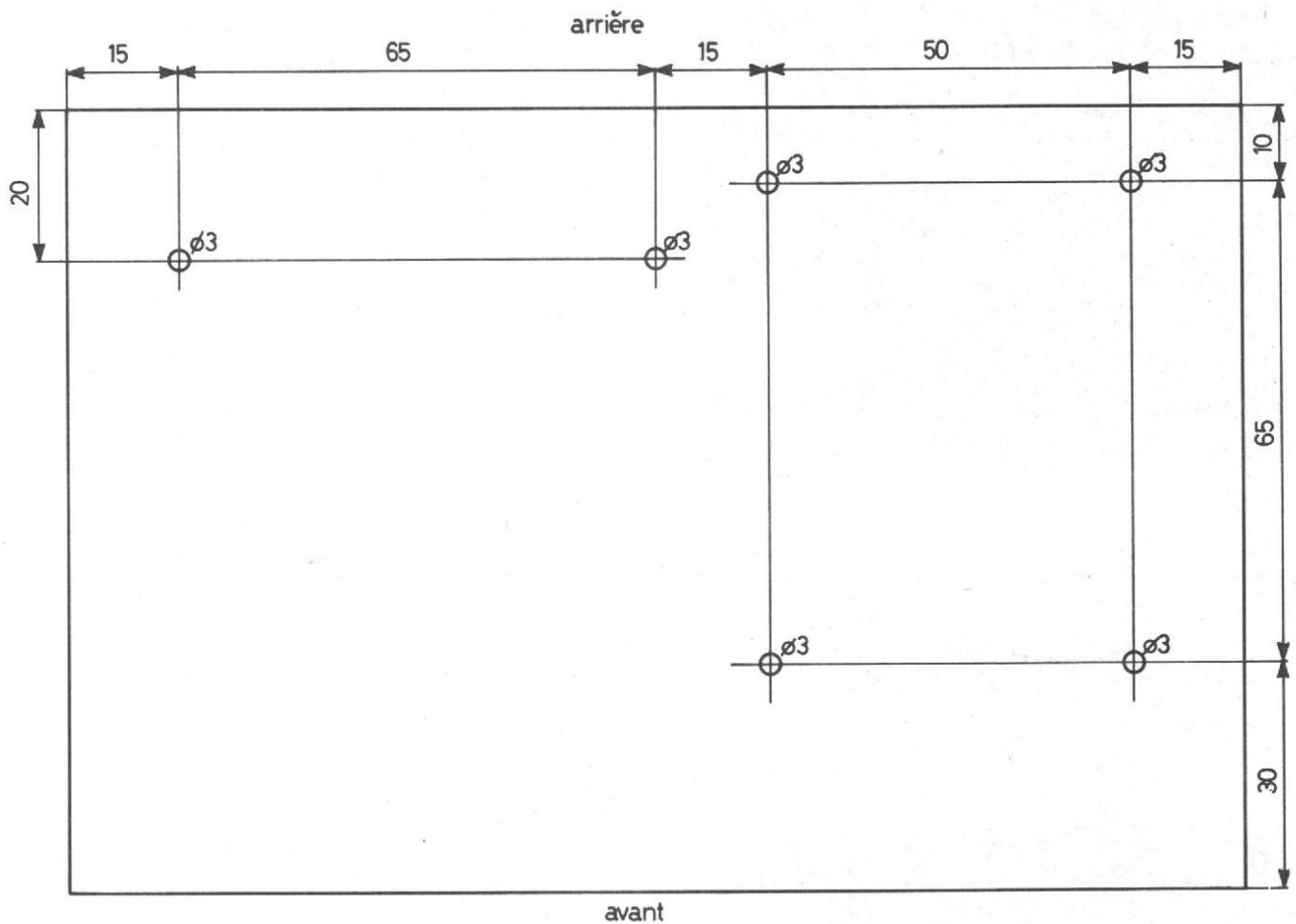


Fig. 13

ser le courant de base. Les valeurs correspondantes de I_b sont respectivement $10 \mu A$, $30 \mu A$, $100 \mu A$, $300 \mu A$ et 1 mA . La sixième position de K_2 correspond, en l'absence de résistance de base, au cas où $I_b = 0$.

Enfin, les déviations verticales de l'oscilloscope, proportionnelles à I_E , donc à I_C , sont commandées par les tensions prélevées aux bornes de la résistance R_4 de 47Ω , comme dans le cas des diodes.

Essai d'un transistor PNP

Nous ne reprendrons pas l'analyse du schéma, qui ne ferait que répéter celle que nous venons de faire. Le commutateur K_1 est maintenant placé dans la position P, ce qui met en jeu D_2 (tension de collecteur variable), puis D_4 , C_1 , DZ_1 et R_1 .

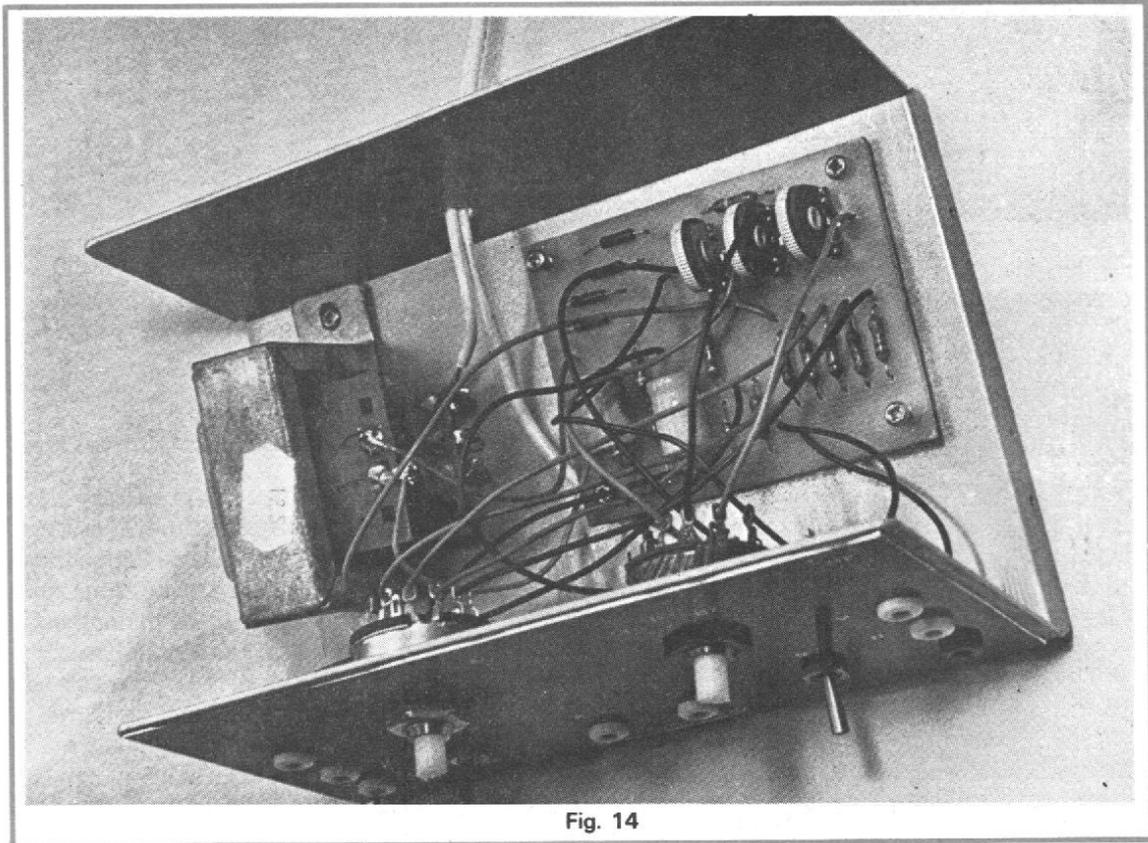


Fig. 14

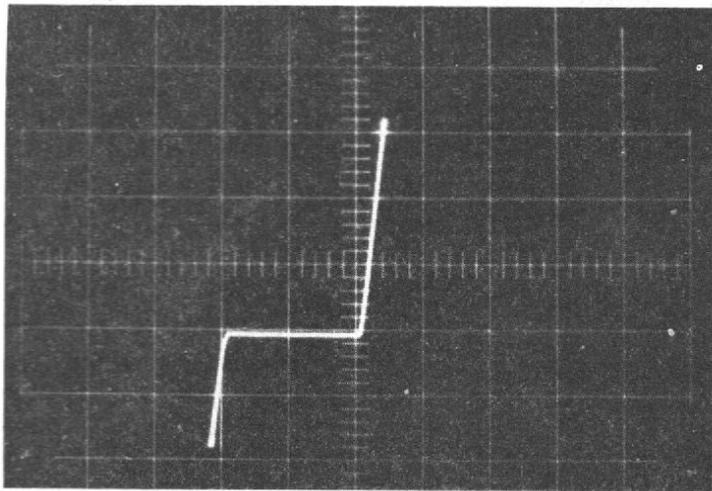


Fig. 15

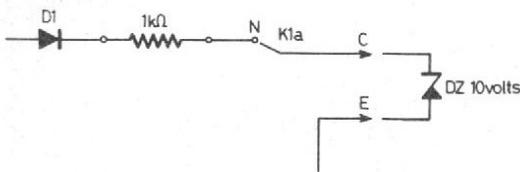


Fig. 16

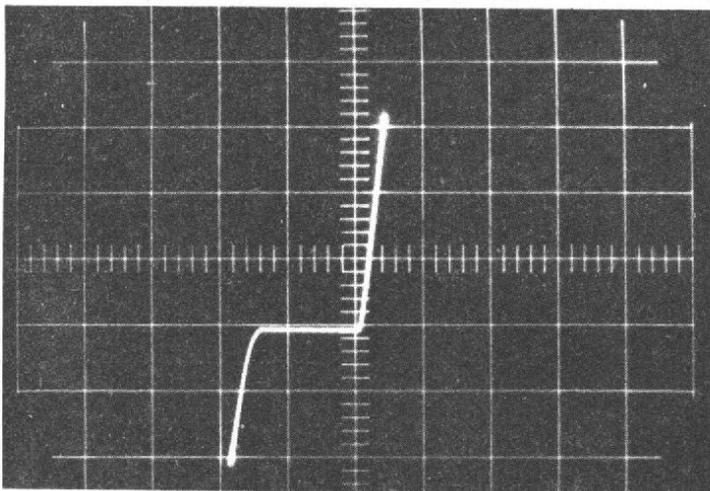


Fig. 17

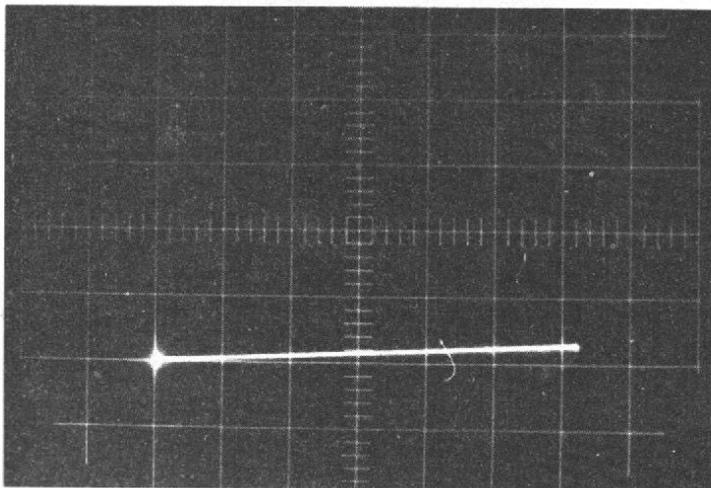


Fig. 18

IV - - LE CIRCUIT IMPRIME

Son dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du stratifié, est donné à la figure 9. On trouvera le plan de câblage à la figure 10, tandis que la photographie de la figure 11 montre les éléments en place.

Si on ne souhaite pas équiper ce circuit de cosses à souder, il convient d'y fixer tous les fils de liaison, avant la mise en place dans le coffret.

V - LE MONTAGE MECANIQUE

Nous avons utilisé un coffret TEK0 de type 353, dont la face avant inclinée forme pupitre. Les cotes, et le dessin, de cette façade, sont indiquées à la figure 12. Il s'agit d'une reproduction du calque qui nous a permis de réaliser une façade par photographie sur plaque d'aluminium, selon le procédé par contact décrit dans un article du précédent numéro. En utilisant le procédé par agrandissement, on aurait naturellement pu opter pour des inscriptions en noir sur fond aluminium.

Le fond du boîtier, qui reçoit le transformateur et le circuit imprimé, sera percé conformément aux cotes de la figure 13. On fera arriver le fil du secteur par la face arrière. Enfin, la figure 14 donne une vue de l'appareil monté, mais non équipé de son capot.

VI - LA MISE AU POINT

Nous supposons que l'oscilloscope utilisé est étalonné pour les déviations verticales. Il ne reste donc qu'à étalonner les déviations horizontales, grâce aux résistances AJ₁, AJ₂ et AJ₃. Pour cela, on se procurera une diode zéner de précision, si possible à 1 % ou 2 %, de 10 V.

Si la sensibilité horizontale de l'oscilloscope est réglable,

on repérera la position utilisée (par exemple le minimum, ou au contraire le maximum). La diode zéner connectée entre les bornes A et K, et le commutateur K₃ placé dans la position DZ, on réglera AJ₂ pour la sensibilité souhaitée. Dans l'exemple de la figure 15, nous avons choisi une sensibilité de 10 V par division.

On connectera ensuite la diode zéner entre les bornes C et E normalement réservées aux transistors, en interposant provisoirement, en série avec D₁, une résistance de 1 kΩ, comme le montre la figure 16. L'atténuateur vertical de l'oscilloscope sera placé sur une sensibilité de 2 V/division, ou 5 V/division (c'est celle qu'on utilisera toujours par la suite). K₃ étant en position T, on réglera alors AJ₂ pour la sensibilité souhaitée, de telle façon que les 10 V de la zéner étalon donnent une déviation commode (2 divisions par exemple, ou 5 divisions, selon les dimensions de l'écran).

Le réglage de AJ₂ est le plus délicat. Personnellement, nous l'avons fait en observant la caractéristique directe d'une diode de redressement, que nous avons déjà relevée point par point à l'aide d'un voltmètre et d'un ampèremètre. On choisira une sensibilité de l'ordre de 1 ou 2 divisions pour 500 millivolts.

VII - QUELQUES RÉSULTATS

Nous avons déjà donné, en cours de texte, des exemples d'oscillogrammes relevés à l'aide du transiscope. La figure 17 montre la caractéristique d'un transistor BC 318 utilisé en diode zéner : on sait que, pour cela, il faut utiliser la jonction émetteur-base polarisée en inverse. Il est même possible d'utiliser l'espace émetteur-collecteur, ce qui revient à ajouter en série la jonction base-collecteur polarisée en direct, et permet sou-

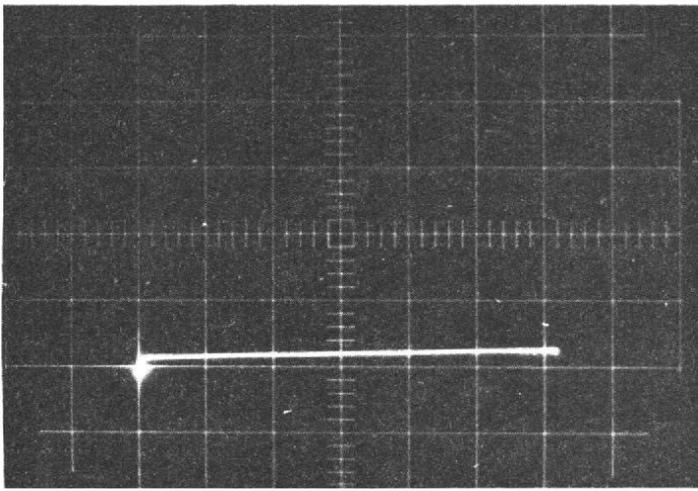


Fig. 19

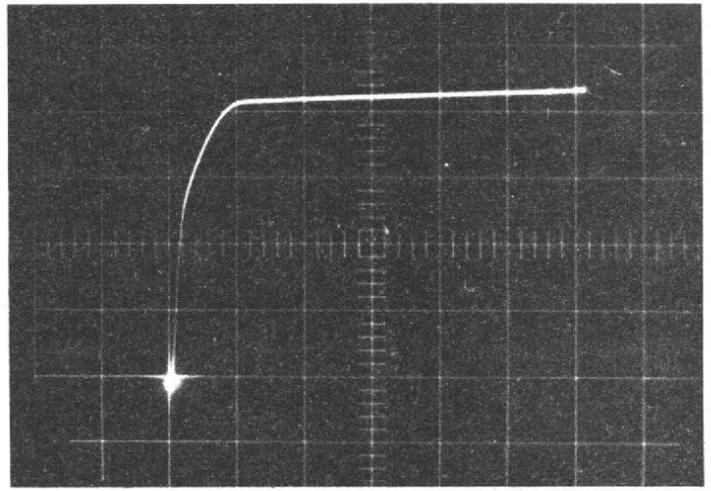


Fig. 21

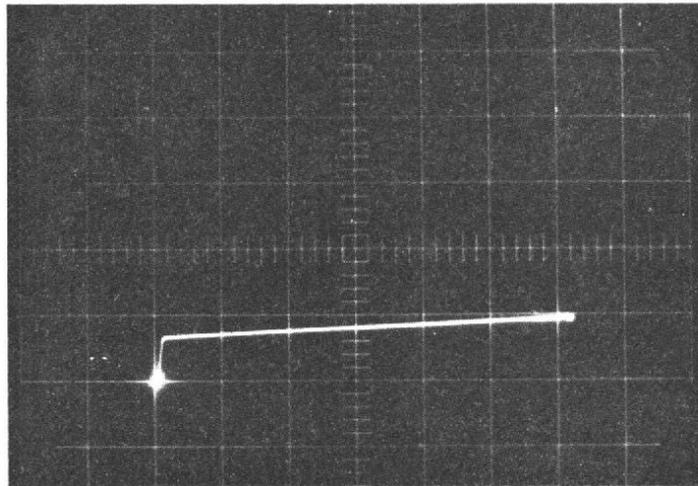


Fig. 20

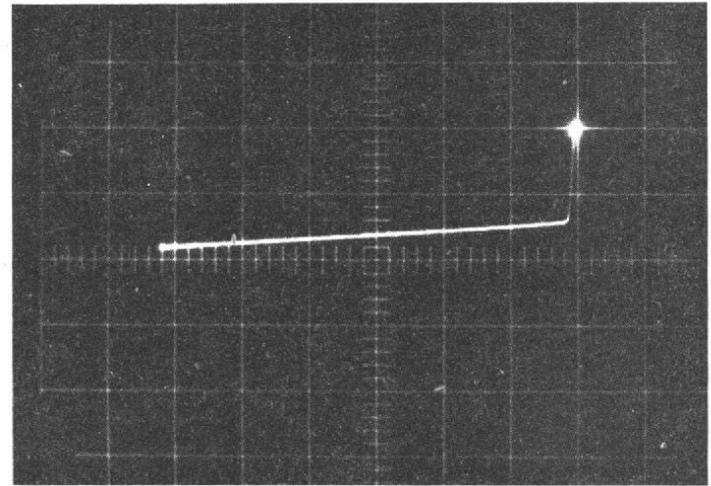


Fig. 22

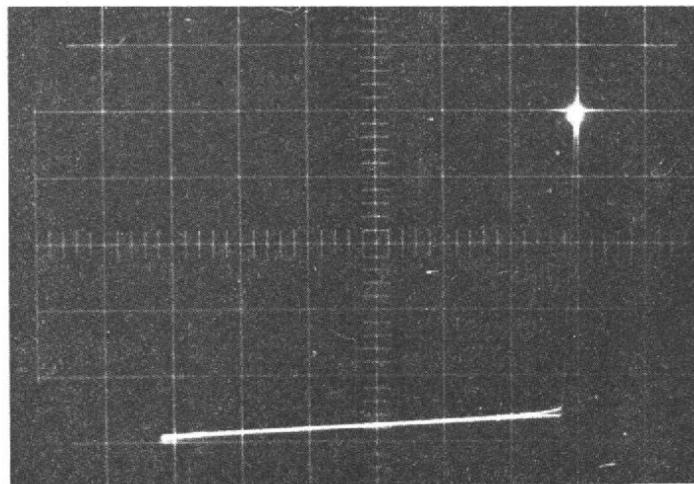


Fig. 23

vent de corriger la dérive thermique. On obtient ainsi des tensions zéner de l'ordre de 7 V, comme le montre la figure 17.

Le même transistor BC 318 nous a servi à relever les caractéristiques des figures 18, 19 et 20, où les courants de base sont respectivement 0 (base en l'air), 10 μA et 30 μA .

La figure 21 représente la caractéristique d'un transistor de puissance de type 2N 3055, avec un courant de base de 1 mA.

Enfin, les figures 22 et 23 se rapportent à un transistor de type PNP, ce qui explique leur orientation. Elles ont été relevées avec des courants de base de 100 μA et 300 μA , respectivement.

LISTE DES COMPOSANTS

Diodes D_1, D_2, D_3, D_4 : tout modèle 50 V, 100 mA

Zéner : DZ_1 et DZ_2 : 10 V, 400 mW

Résistances : R_1 et R_2 : 1,2 k Ω ; R_3 : 680 Ω ; R_4 : 47 Ω

(0,5 W ; 5 %) ; R_5 : 1 M Ω ; R_6 : 330 k Ω ; R_7 : 100 k Ω ; R_8 : 33 k Ω ; R_9 : 10 k Ω ajustables ; AJ_1, AJ_2, AJ_3 : 22 k Ω

Commutateurs : K_1 : inverseur 2 positions, 2 circuits ; K_2 : commutateur 3 positions, 1 circuit.

Condensateurs C_1 et C_2 : électrochimiques 47 μF , 25 V.

Transformateur : secondaire 12 V, 5 à 10 VA.

VISUALISATION sur téléviseur

TRADUCTEUR DE SIGNAUX MORSE

Cet ensemble est destiné à traduire les signaux du code télégraphique Morse en signaux codés ASCII. Ces derniers peuvent être ensuite appliqués à l'entrée d'un ensemble de visualisation, tel que celui décrit dans des articles précédents ; les signaux Morse sont alors directement visibles sur l'écran du tube cathodique ; ils sont traduits sous la forme de certains caractères ASCII. On aura donc, sur l'écran du tube cathodique, une représentation conventionnelle des lettres, chiffres et différentes ponctuations, transmises par l'intermédiaire des signaux Morse. Un réglage manuel de vitesse permet d'ajuster la vitesse de reproduction des caractères à la cadence de l'émetteur.

Il est bien évident que, pour

que la reproduction soit correcte, il faut que la cadence de l'émetteur ne se modifie pas trop dans le temps. Si cela n'était pas le cas, on serait contraint de modifier le réglage manuel de vitesse en cours de réception. De plus, la nécessité de reconnaître les trois signaux de base du Morse (point, trait et espace séparant deux caractères consécutifs) a conduit à adopter les conventions suivantes : si l'on prend comme référence la durée d'un point (Morse), le trait devra présenter une durée au moins trois fois plus élevée, et un espace inter lettres sera au moins égal à la durée de cinq points. Ces conventions peuvent d'ailleurs être modifiées aisément en changeant deux constantes du temps RC du montage.

L'écriture des caractères

sur l'écran du tube cathodique s'effectue au rythme des signaux Morse, à raison de 25 lignes de 40 caractères, puisque c'est le standard adopté pour l'ensemble de visualisation. Les caractères sont inscrits à la suite les uns des autres, sans séparation de mots, car la reconnaissance des espaces inter lettres et des espaces inter mots compliquait quelque peu le montage.

C'est une mémoire morte PROM qui effectue la traduction Morse/ASCII, et c'est là que peuvent se présenter quelques difficultés, car, si se procurer ce genre de composant demeure relativement aisé, il est parfois plus difficile de les faire programmer avec le code indiqué. La description du traducteur de signaux Morse mentionne un type de mémoire MOS ; toutefois, une

légère adaptation du montage est concevable qui permettrait d'utiliser d'autres types de dispositifs (mémoires bipolaires à fusibles par exemple) pourvu que celles-ci possèdent 256 mots de 6 bits au minimum.

Certaines mémoires peuvent être programmées facilement par l'utilisateur sans matériel coûteux. Il est également possible d'associer par exemple deux mémoires de 256 mots de 4 bits pour en faire une équivalente de 256 mots de 8 bits, ou encore prendre deux mémoires de 128 mots de 6 bits pour en faire une équivalente de 256 mots de 6 bits. En tout état de cause, il est prudent d'avoir résolu le problème mémoire avant d'entreprendre la réalisation du traducteur de signaux Morse.

L'entrée des signaux Morse

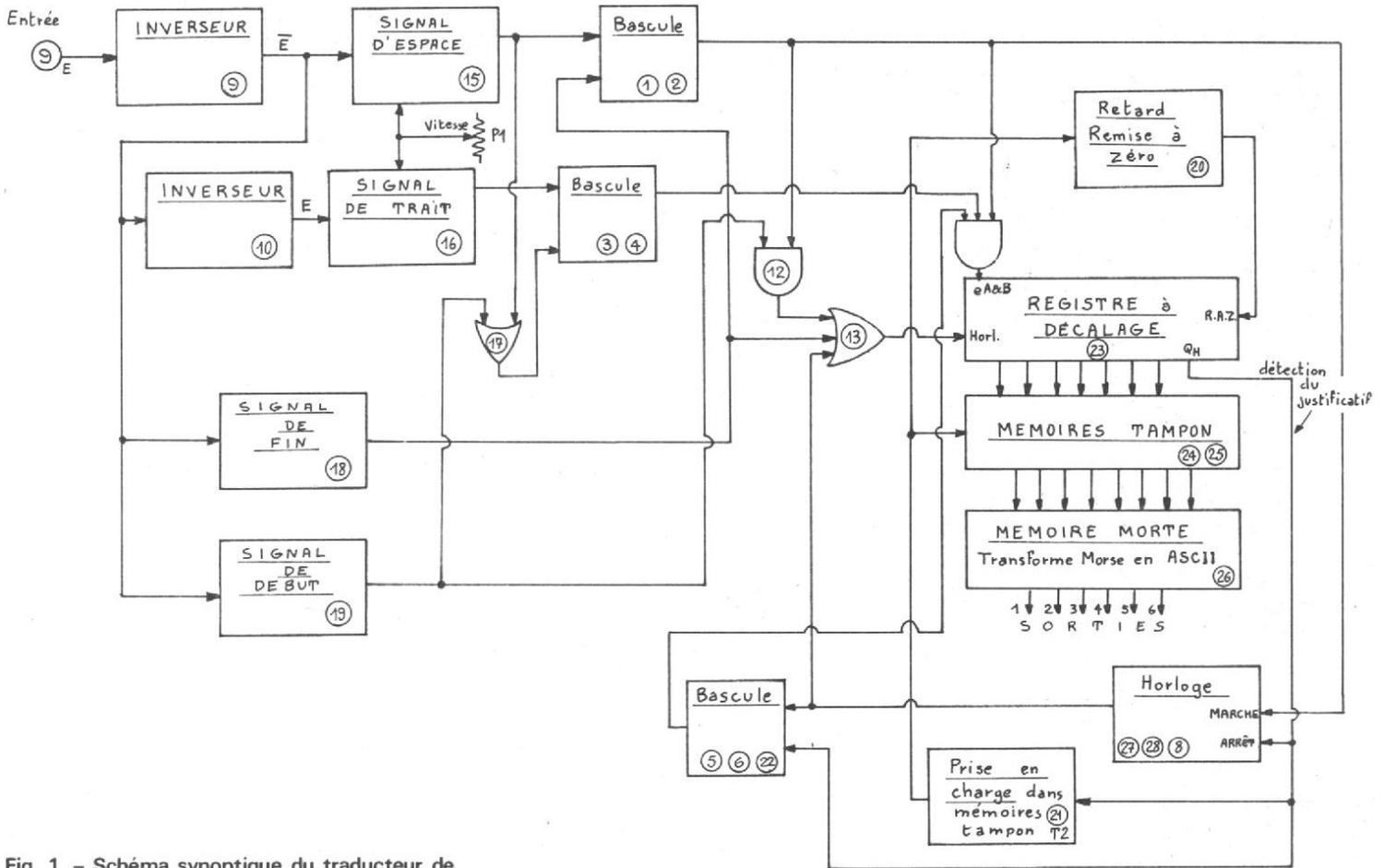


Fig. 1. - Schéma synoptique du traducteur de signaux morse.

doit se faire au niveau TTL, c'est-à-dire niveau bas (ou 0) inférieur ou égal à + 0,65 V, niveau haut (ou 1) supérieur ou égal à 2,1 V. Le niveau bas ne doit jamais devenir négatif : le niveau haut ne doit jamais être supérieur à + 5 V.

DESCRIPTION DU TRADUCTEUR DE SIGNAUX MORSE

Le schéma synoptique du traducteur de signaux Morse est représenté sur la figure 1 : il comporte six parties principales qui sont les détecteurs de traits et d'espaces inter lettres, les générateurs de signaux de début et de fin de niveau 1 à l'entrée, un registre à décalage qui effectue la transformation série/parallèle du signal à traiter, et une mémoire morte qui trans-

forme le signal Morse appliqué sur ses entrées d'adressage en un signal ASCII correspondant, disponible sur six de ses sorties. D'autres fonctions sont également utilisées, comme les bascules, l'horloge de remplissage et les circuits de servitude tels que les retards, prises en charge, remises à zéro et mémoires tampon. Deux circuits inverseurs permettent de disposer à niveau TTL du signal d'entrée E et de ce même signal inversé (appelé E).

Le principe du décodage adopté pour les signaux Morse est le suivant : les points sont représentés par des niveaux bas (0 logique), et les traits par des niveaux hauts ou 1.

Tout signal Morse, qu'il commence par un trait ou bien par un point, donnera lieu, en premier, à un 1 appelé bit de justification. C'est le premier signal qui entrera dans le

registre à décalage ; il n'entrera pas en ligne de compte dans la traduction Morse/ASCII (il ne sera même pas appliqué à la mémoire morte), mais servira à s'assurer que le caractère Morse est bien « rentré jusqu'au bout » dans le registre. Dès que l'on détectera un 1 sur la sortie Q_H du registre (la plus éloignée de l'entrée), on saura que le mot binaire est bien aligné (justifié comme disent les imprimeurs).

Les signaux suivants (on dit bit, pour binary digit), traduisent en 1 et en 0 le caractère Morse transmis (0 pour un point, 1 pour un trait). Enfin, le caractère Morse sera toujours terminé par un 1 qui sera lui-même suivi de 0. Ce 1 final est utilisé pour savoir où s'arrête le caractère Morse. Sa présence est rendue nécessaire parce que les signaux Morse n'ont pas tous le même nombre de bits. Le registre à

décalage comportant huit places, il y aura donc toujours huit bits en sortie. Par exemple, la lettre F (en Morse...) donnera le code 00101001, si l'on suppose que l'entrée se fait par la gauche et le décalage de la gauche vers la droite dans le registre. Le 1 le plus à droite est le bit de justification ; les deux 0 qui suivent représentent les deux premiers points du F, le 1 suivant est le trait du F puis le 0 qui suit est le dernier point du F. Le 1 qui suit immédiatement le dernier point sert à marquer la fin du caractère et les deux 0 remplissent le registre pour qu'il y ait un total de huit bits. De la même façon, la lettre T (en Morse -) serait codée 00000111.

Le bit de justification entre en premier dans le registre ; il est suivi des cinq bits correspondant au caractère Morse (cas de la lettre F). Quand celui-ci est terminé, c'est-à-

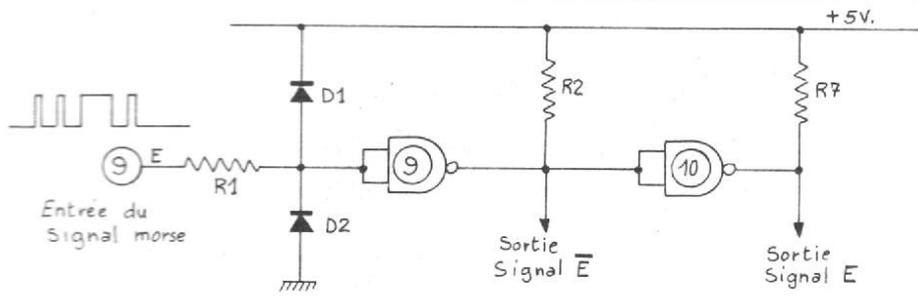


Fig. 2. - Les circuits inverseurs comportent deux circuits NAND.

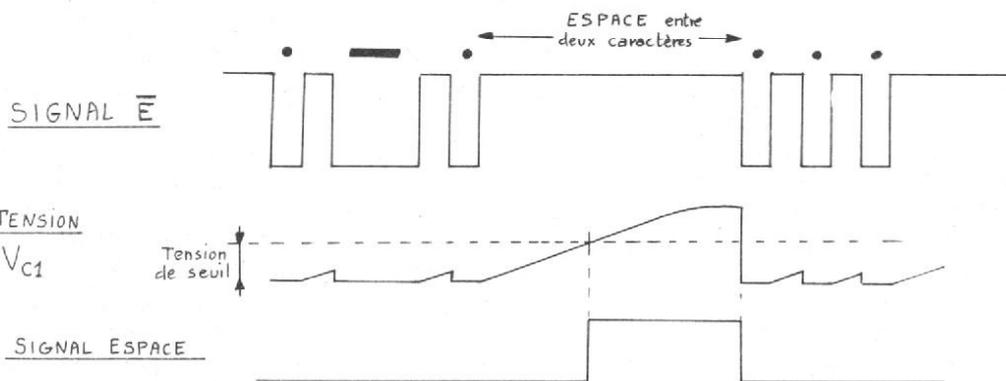
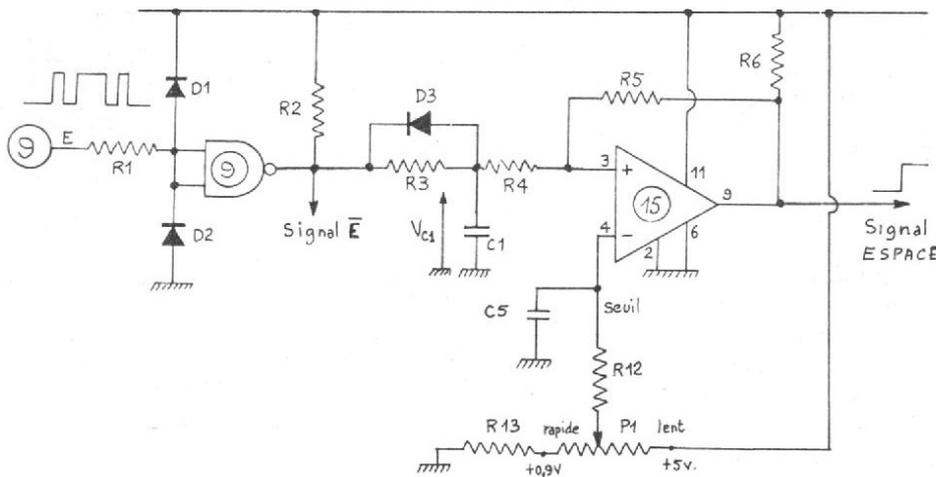


Fig. 3. - Schéma du détecteur d'espace inter-lettres et formes d'ondes à différents endroits de ce même montage.

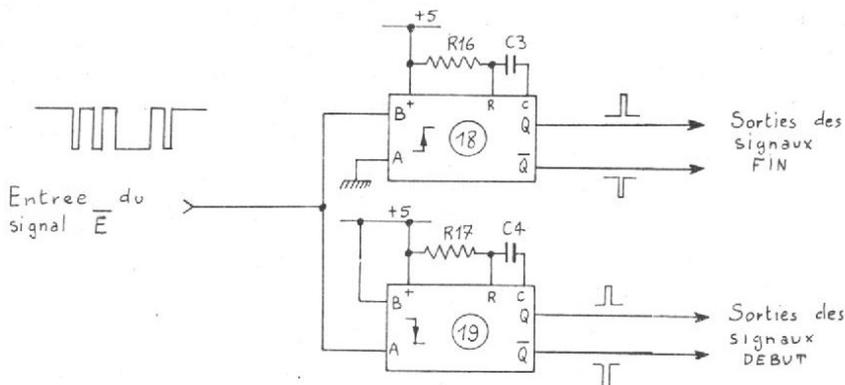


Fig. 4. - Générateurs des signaux Début et Fin. Ce sont deux monostables compris dans le même boîtier (SFC 4123 E).

dire lorsqu'un espace inter lettres est détecté, une horloge de remplissage charge un 1 dans le registre. Ce 1 est suivi d'autant de 0 qu'il est nécessaire pour que, à l'autre extrémité du registre, on détecte sur la sortie Q_H l'arrivée du 1 de justification. La présence d'un 1 logique sur la sortie Q_H arrête le fonctionnement de l'horloge de remplissage. A cet instant, l'état des sorties du registre à décalage reflète le code du signal Morse qui a été entré. Les signaux des sorties du registre sont alors stockés dans des mémoires tampon, puis le registre est remis au zéro ; il est prêt à accueillir le caractère suivant qui, lui aussi, débutera par un bit 1 de justification.

Les sorties des mémoires tampon, qui gardent la trace du caractère qui vient d'être transféré, sont reliées aux entrées d'adressage de la mémoire morte. Cette dernière traduit le signal codé qui lui est appliqué en son équivalent ASCII, disponible sur les sorties 1 à 6.

ETAGES INVERSEURS

Ils sont représentés sur la figure 2. Ce sont, en fait, deux portes NAND dont on a relié les entrées et qui se comportent comme des inverseurs. Le signal d'entrée à niveau TTL, est appliqué, en logique positive, sur la borne N° 9 et va commander les entrées du circuit 9 à travers la résistance R_1 . Sur la sortie de ce même circuit, on dispose du signal inversé (\bar{E}). Une nouvelle inversion, par le circuit 10 procure sur sa sortie une nouvelle fois le signal E. La résistance R_1 (390Ω) et les diodes D_1 et D_2 forment un circuit de sécurité qui empêche les entrées du circuit 9 de devenir plus positives que + 5 V, et également de devenir négatives (dans les deux cas à 0,7 V près, tension de seuil des diodes).

ETAGES DETECTEURS

La figure 3 montre le schéma de l'étage détecteur d'espace inter lettres et les formes d'ondes théoriques que l'on y rencontre. Notons qu'il existe un étage détecteur de trait qui ressemble comme un frère à celui-ci, avec la différence que le signal d'attaque est non pas \bar{E} mais E , et que la valeur de la constante de temps $R_3 C_1$ est un peu plus faible (puisque les traits présentent une durée moins longue que les espaces).

Le signal appliqué à l'entrée du détecteur d'espace est le signal \bar{E} . Il est représenté sur la figure 3 en prenant comme exemple la lettre R suivie de la lettre S. Chaque fois que le signal en sortie du circuit 9 est haut, c'est-à-dire pendant le temps séparant les points des traits, les points entre-eux, et les lettres entre-elles, le condensateur C_1 va se charger lentement à travers la résistance R_3 . Aussitôt que la tension E en sortie du circuit 9 vient à 0, la capacité C_1 se décharge brutalement car la diode D_3 est alors dans le sens passant, contrairement à ce qui se passait pendant la charge de C_1 où elle demeurait bloquée puisque polarisée en inverse. La tension aux bornes du condensateur C_1 présente l'allure de la tension V_{C1} de la figure 3.

La tension V_{C1} est appliquée, à travers la résistance R_4 sur l'entrée + du comparateur 15. Sur l'entrée - de ce dernier, on présente une tension continue de seuil, réglable par le potentiomètre P_1 . A l'instant où la tension V_{C1} va devenir égale puis dépasser un tant soit peu la tension de seuil, la sortie du comparateur 15 va brusquement changer d'état ; elle va passer de 0 à 1 pour y demeurer jusqu'au moment où, C_1 étant déchargé, le comparateur reprend son état primitif. La sortie du comparateur 15 délivre le signal ESPACE.

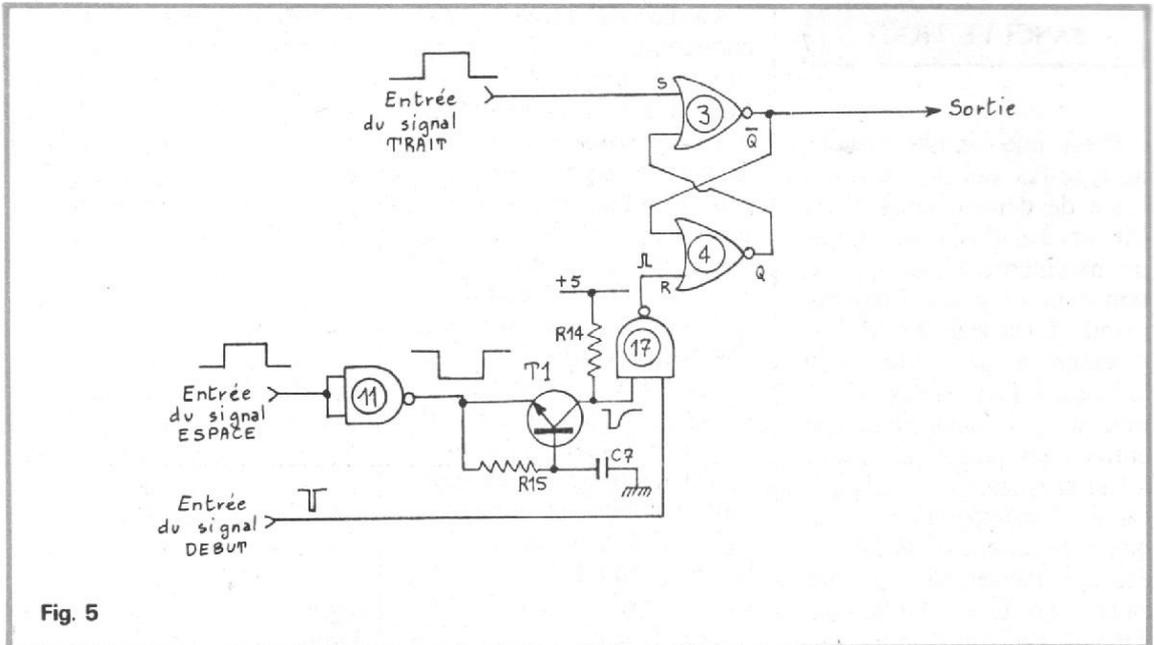


Fig. 5

La vitesse de charge du condensateur C_1 étant définie, l'ajustage à la vitesse de manipulation se fait en modifiant la tension de seuil au moyen de P_1 . Plus haute sera la tension de seuil, plus le comparateur tardera à basculer, ce qui correspondra à un rythme moins soutenu de la manipulation. Inversement, une manipulation rapide nécessitera une petite tension de seuil, puisque dans ce cas les espaces inter lettres sont plus réduits et qu'il faut pouvoir les détecter sans retard.

La résistance R_5 procure une réaction positive entre + et sortie ; elle assure un basculement franc, exempt d'oscillations parasites, cela au prix d'une très légère hystérésis.

GENERATEURS DE SIGNAUX DE DEBUT ET DE FIN

Ils sont représentés sur le schéma de la figure 4. Ils doivent fournir une impulsion brève (de l'ordre de $40 \mu s$) au début et à la fin de chaque niveau 1 du signal d'entrée E . C'est un double circuit monostable (du type SFC 4123 E) qui remplit ces fonctions. Les deux monostables (qui sont compris dans le même boîtier) sont attaqués par le signal \bar{E} qui provient de la sortie de l'inverseur 9. Le circuit 18, qui est commandé par son entrée B (l'entrée A étant réunie à la masse), déclenche sur

les flancs positifs du signal \bar{E} ; il donnera donc, sur ses sorties Q et \bar{Q} le signal FIN. Le second monostable, circuit 19, reçoit le signal \bar{E} sur son entrée A (l'entrée B étant portée au + 5 V) ; il fonctionnera sur les flancs négatifs du signal \bar{E} . Ses sorties Q et \bar{Q} délivreront alors le signal DEBUT, correspondant à la transition montante du signal entrant sur la borne N° 9.

La largeur des impulsions de sortie est fonction de constantes de temps RC. La résistance R_{16} et la capacité C_3 déterminent la largeur des impulsions de sortie du circuit 18, tandis que la résistance R_{17} et le condensateur C_4 conditionnent celle du monostable 19.

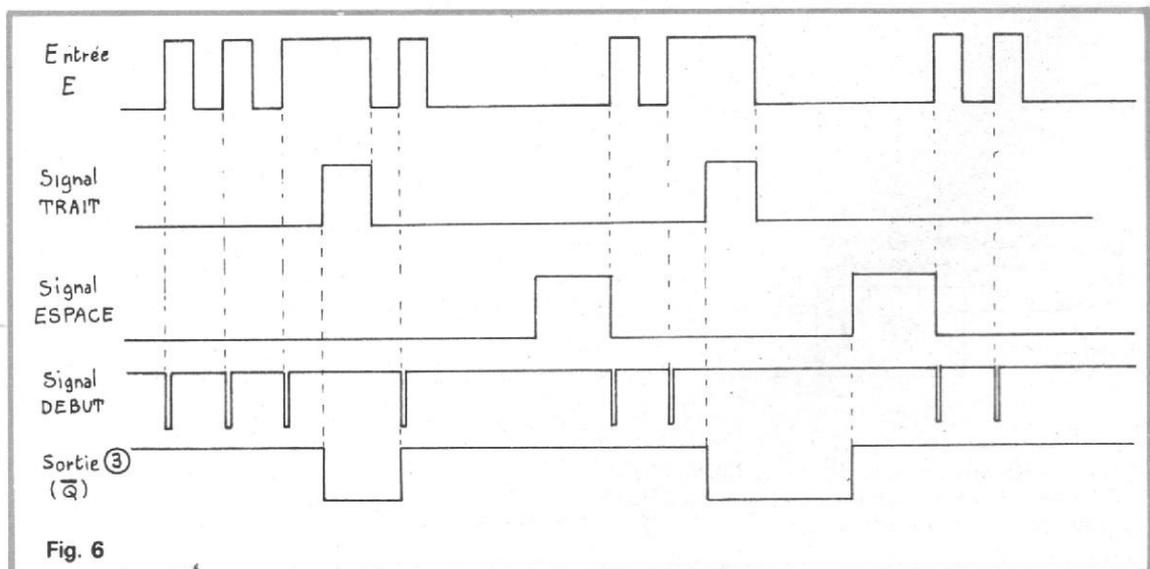


Fig. 6

BASCULE TRAIT

C'est une simple bascule, de type RS, qui est réalisée à l'aide de deux circuits NOR (circuits 3 et 4), ce qui implique un basculement par application d'un 1 logique à la commande. La bascule TRAIT est représentée sur le schéma de la figure 5. La présence transitoire d'un 1 logique sur son entrée S fait passer sa sortie Q à 1 et sa sortie \bar{Q} à 0. L'application transitoire d'un 1 logique sur son entrée R fait rebasculer l'ensemble : Q vient alors à 0 et \bar{Q} à 1. La bascule TRAIT est commandée sur son entrée S par le signal TRAIT. Elle est remise au 0 par le circuit 17. Celui-ci est un NAND ; sa sortie passe au niveau 1 si l'une ou l'autre de ses deux entrées est portée au niveau 0, ce qui fait que la bascule 3 et 4 est remise au zéro par l'une ou l'autre commande de 17.

Le circuit NAND 17 reçoit sur une de ses entrées une impulsion négative du signal DEBUT ; cette dernière effectuera donc la remise au zéro de la bascule s'il est nécessaire, c'est-à-dire si à cet instant $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$. Dans le cas contraire ($Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$) la bascule ne change pas d'état.

La seconde entrée de 17 est commandée par un circuit comportant le NAND 11 et le transistor T_1 . Le circuit 11 est monté en inverseur ; il transforme le signal ESPACE comme indiqué sur la figure 5. Le transistor T_1 , la résistance R_{15} et la capacité C_7 forment un circuit de différentiation qui fournit une impulsion négative (positive inversée) sur le flanc descendant du signal présent à la sortie du circuit 11. En effet, la sortie de 11 est haute en permanence, sauf pendant la durée du signal ESPACE où elle est basse. Quand il y a un 1 logique en sortie de 11, la capacité C_7 se charge à travers la résistance R_{15} jusqu'à une tension pratiquement égale à la tension haute de 11. Le transistor T_1 reste bloqué pendant tout ce temps et la tension sur son collecteur, qui est relié à une entrée du circuit 17, demeure haute.

Lorsque la tension de sortie de 11 passe brusquement de 1 à 0, l'émetteur du transistor suit évidemment le même cycle ; il tombe lui-aussi au zéro. La capacité C_7 se décharge alors rapidement dans l'espace base-émetteur du transistor T_1 , créant ainsi un courant de base qui lui-même engendre un bref courant collecteur. Cette impulsion de courant, qui se produit

au début du signal ESPACE, fait tomber à zéro le potentiel du collecteur de T_1 ; elle servira à remettre au zéro la bascule TRAIT, à moins que celle-ci ne soit déjà au zéro par une action précédente du signal DEBUT. Ce mode de fonctionnement est explicité par les formes théoriques de ces différents signaux représentées sur la figure 6. Le signal du haut représente les niveaux d'entrée (signal E) ; dans l'exemple choisi, nous trouvons les lettres F, A et I. La deuxième trace montre le signal TRAIT, qui est obtenu par le même moyen que le signal ESPACE. La trace suivante représente le signal DEBUT qui délivre une impulsion au commencement de chaque niveau 1 du signal d'entrée E. Enfin, la forme d'onde située en bas de la figure 6 indique les périodes de fonctionnement de la bascule TRAIT. Elle est toujours actionnée par le début du signal TRAIT (à ce moment \bar{Q} passe de 1 à 0). Elle est remise au zéro soit par le signal DEBUT (cas de la lettre F), soit par le flanc avant du signal ESPACE (cas de la lettre A), selon ce qui se présente en premier. Pour finir, la lettre I ne comportant pas de trait, la bascule TRAIT n'est pas commandée et demeure au zéro.

HORLOGE DE REMPLISSAGE

Une fois le code correspondant au caractère Morse complètement entré dans le registre à décalage, l'horloge de remplissage doit envoyer autant d'impulsions qu'il est nécessaire pour amener le bit de justification, qui est entré le premier, jusqu'au niveau de la sortie Q_H . Cette dernière est la sortie parallèle la plus éloignée de l'entrée série. La circuiterie de l'horloge de remplissage, dont le schéma est donné sur la figure 7, commande le remplissage d'un registre à décalage à huit positions. Compte tenu du bit de justification et du bit signalant la fin de caractère, l'horloge devra délivrer au maximum six impulsions pour un caractère ne comportant qu'un seul bit (E et T). A l'autre extrémité, pour certains signes de ponctuation comportant six bits, l'horloge ne donnera qu'une seule impulsion.

Le montage oscillateur faisant fonction d'horloge est réalisé à l'aide d'un circuit logique de technologie TTL, du type SFC 413 E, qui est un « trigger de Schmitt ». Comme tous les circuits de ce type, il présente un grand gain, ce qui le rend capable d'osciller et de fournir des signaux carrés. L'entrée d'oscillation et la sortie du circuit 8 sont couplées par l'intermédiaire de la résistance R_{27} . L'état de la sortie du circuit 8 est le complément de l'état de son entrée d'oscillation ; en d'autres termes, lorsque cette entrée est haute, la sortie est basse, et vice-versa. Aussi longtemps que la valeur de la résistance R_{27} reste inférieure à environ 400Ω , la sortie peut imposer à l'entrée d'oscillation son propre état logique. La capacité C_{14} permet de différer l'apparition sur l'entrée d'oscillation, du niveau logique pris par la sortie ; la constante de temps $R_{27} C_{14}$ détermine la fréquence des oscillations engendrées par le circuit 8. Celles-ci ne se produi-

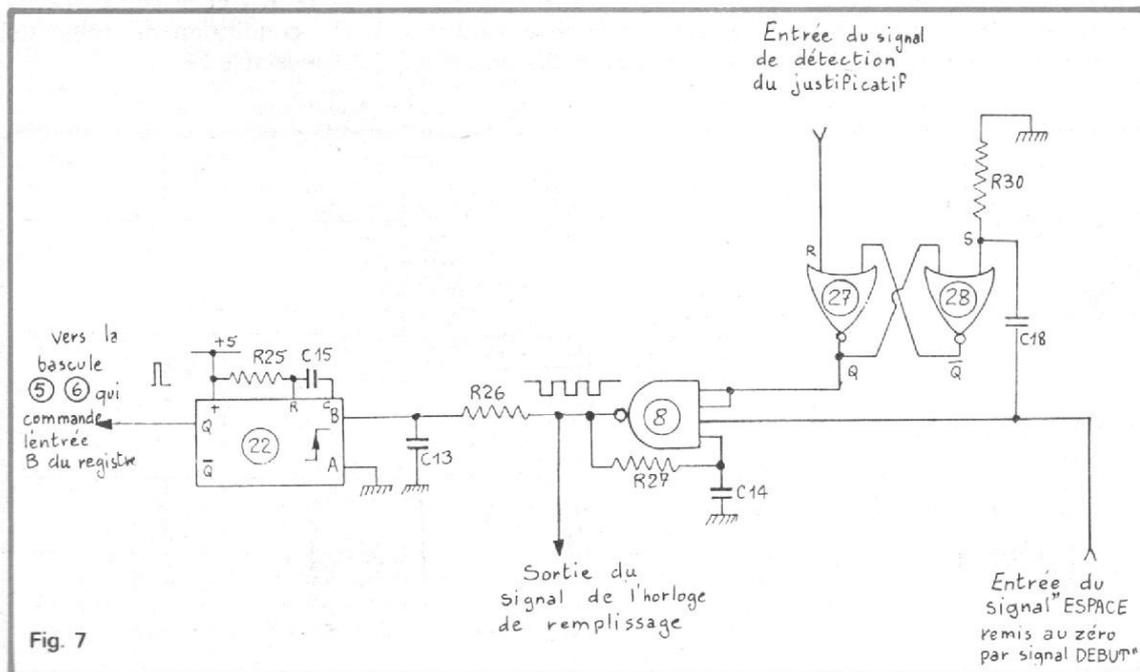


Fig. 7

ront toutefois, que si les autres entrées restantes sont portées au niveau 1. Dans le cas contraire, il n'y a pas d'oscillations et la sortie du circuit 8 reste bloquée au niveau 1.

L'horloge de remplissage doit être mise en route une fois le caractère Morse entré dans le registre, c'est-à-dire dès qu'il y a apparition du signal ESPACE. Le front positif de ce signal est différencié par la capacité C_{18} et la résistance R_{30} et la résistance R_{30} . Dès l'apparition du signal ESPACE, la bascule 27 et 28 va passer dans une position telle qu'il y aura un 1 logique sur sa sortie Q, c'est-à-dire sur deux des entrées du circuit 8. Comme, par la même occasion, le signal ESPACE est également appliqué à la quatrième entrée de 8, celui-ci peut entrer en oscillations. Les impulsions d'horloge ainsi produites font progresser le caractère Morse à l'intérieur du registre à décalage. Au moment où le bit de justification fait son apparition sur la sortie Q_H du registre, ce 1 logique ramène la bascule 27 et 28 au zéro. Il vient un niveau bas sur la sortie Q de cette bascule et l'oscillation se trouve bloquée.

Remarquons que le signal qui commande l'entrée S de la bascule est mis au 1 par le début du signal ESPACE et est remis au zéro par le premier signal DEBUT qui suit. Le signal de commande de l'entrée S est donc plus long que le véritable signal ESPACE; il est également appliqué directement à une des entrées du circuit 8 comme sécurité supplémentaire, ce qui fait que, dans un cas bien improbable où la bascule 27 et 28 n'aurait pas été remise au zéro par son entrée R (bit de justification) l'horloge continuerait à osciller mais serait tout de même arrêtée à la fin du signal « ESPACE remis au zéro par DEBUT ».

La sortie de l'horloge de remplissage est dirigée d'une part vers le circuit OU

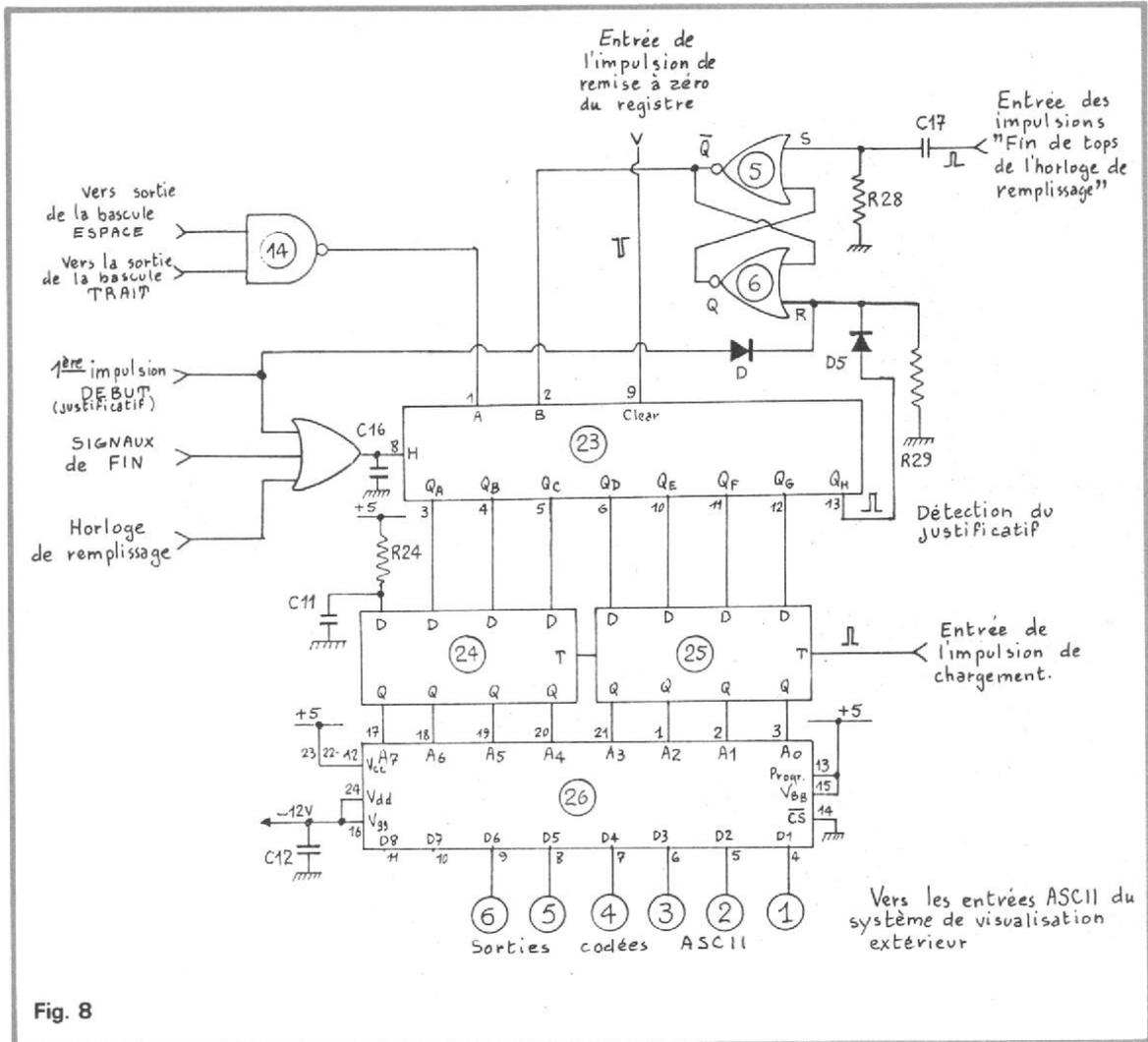


Fig. 8

d'entrée horloge du registre à décalage, et d'autre part sur l'entrée du monostable 22. La sortie Q de ce dernier délivre une impulsion brève après chaque impulsion négative de l'horloge de remplissage. La première des impulsions du monostable 22 sera utilisée par la suite pour charger à 1 le bit de fin de caractère.

REGISTRE A DECALAGE, MEMOIRE TAMPON, MEMOIRE MORTE

Le schéma de cette partie du montage est représenté sur la figure 8. Le registre à décalage 23 comporte deux entrées séries A et B, et huit

sorties parallèles Q_A à Q_H . Il possède également une entrée d'horloge H et une entrée de remise à zéro « clear ». Les broches A et B sont en fait les deux entrées d'un circuit ET qui est compris dans le registre à décalage. Pour qu'il y ait entrée d'un niveau haut dans le registre, il faut que les entrées A et B soient portées

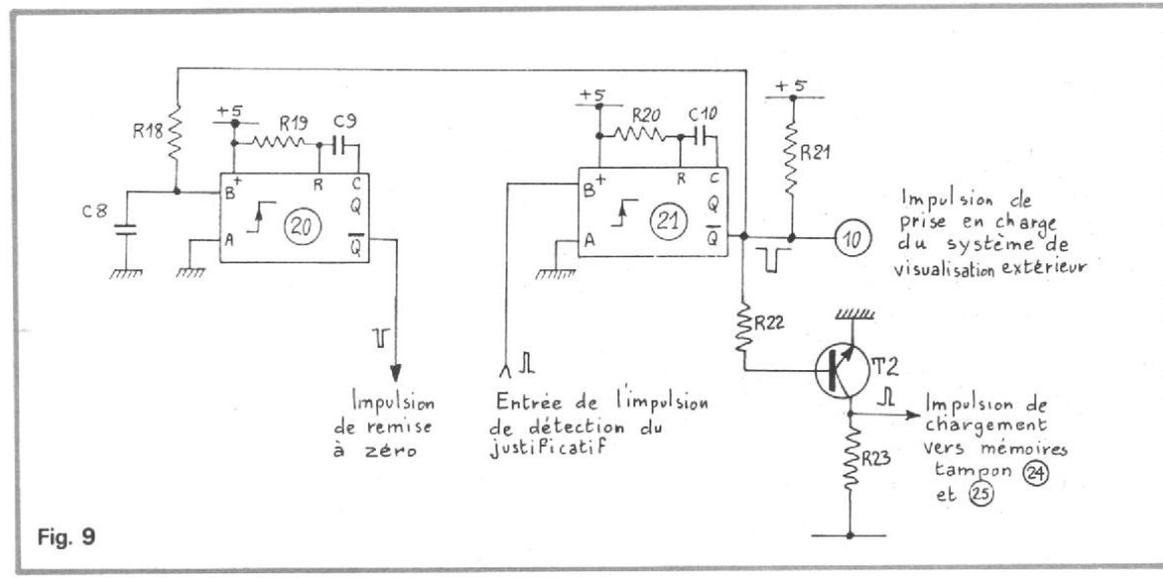


Fig. 9

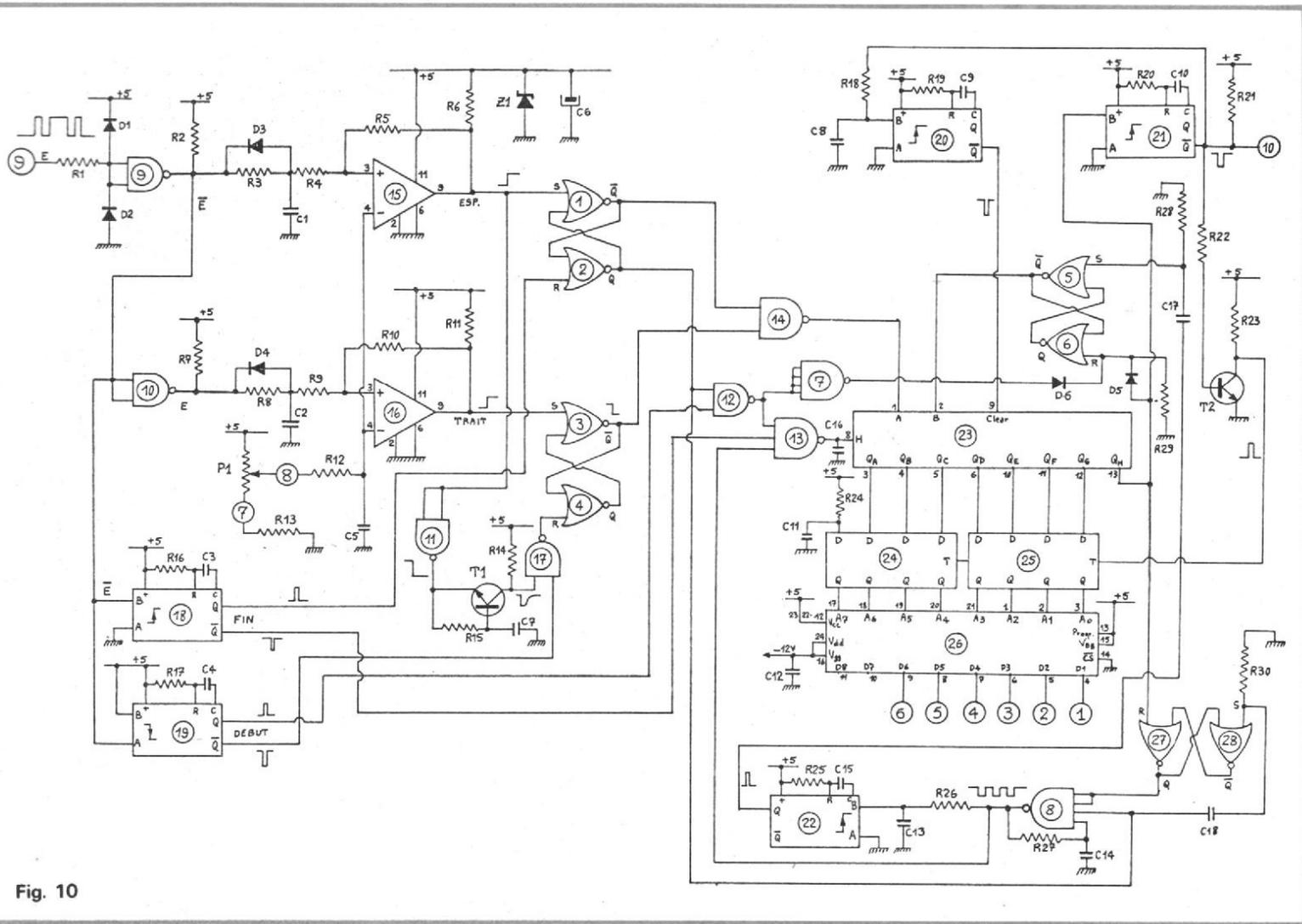


Fig. 10

simultanément à 1, et que l'on envoie pendant ce temps une impulsion d'horloge en H. En d'autres termes, un niveau haut appliqué sur l'une des deux entrées permet l'entrée des données de l'autre ; inversement, si un niveau bas est appliqué sur l'une des entrées, l'autre entrée est rendue inactive. Le transfert des données de l'entrée vers l'intérieur du registre intervient sur le flanc positif du signal d'horloge H. Si l'on applique une impulsion d'horloge pendant que l'une ou l'autre des deux entrées est basse, c'est un 0 qui est introduit dans le registre.

Les données progressent à l'intérieur du registre à chaque impulsion de l'horloge. Comme le registre 23 (SFC 4164 E) comporte huit positions, il faudra envoyer huit impulsions sur l'entrée H pour que le premier signal entrant atteigne la sortie Q_H ;

la première impulsion fera apparaître ce signal sur Q_A, la seconde sur Q_B, la troisième sur Q_C etc.

C'est un circuit OU qui pilote l'entrée d'horloge H et qui permet de lui appliquer ou la première impulsion du signal DEBUT, ou les signaux FIN, ou les impulsions de l'horloge de remplissage.

L'entrée A du registre 23 reçoit ou le signal « ESPACE remis au zéro par FIN », ou le signal « TRAIT remis au zéro par ESPACE ou par DEBUT » (voir fig. 6, sortie du circuit 3). L'entrée B est l'entrée d'inhibition ; elle est portée à un niveau haut par le signal Q_H (détection du bit de justification), mais aussi par la première impulsion de DEBUT (à titre de sécurité supplémentaire). L'entrée B est donc haute la plupart du temps. Toutefois, lorsque l'horloge de remplissage fonc-

tionne, la bascule 5 et 6 va changer d'état après la première impulsion de cette horloge. Dès la seconde impulsion, la sortie du circuit 5 est à 0, si bien qu'à partir de cet instant le registre n'est chargé que par des 0. La première impulsion de l'horloge de remplissage charge un 1 dans le registre 23 ; ce 1 est le bit marquant la fin du caractère Morse. Une fois que le bit de justification est apparu sur la sortie Q_H, la bascule 5 et 6 change d'état car elle reçoit une impulsion positive sur son entrée R par l'intermédiaire de la diode D₅. La sortie du circuit 5 redevient haute ; le registre 23 est prêt à recevoir un nouveau caractère Morse après qu'il ait été remis au zéro par action sur son entrée « clear ».

Les sorties Q_A à Q_G du registre à décalage sont reliées aux entrées des mémoires

tampon 24 et 25. Remarquons que la sortie Q_H n'est pas prise en considération pour le décodage ultérieur, puisque l'information qu'elle contient ne sert qu'à s'assurer que le caractère Morse est bien justifié. Au même instant où apparaît le bit de justification en Q_H, c'est-à-dire au moment où le caractère Morse est convenablement placé dans le registre, on envoie une impulsion de chargement sur les entrées T des mémoires tampon 24 et 25, ce qui permet à ces dernières de garder en mémoire le signal présent à cet instant sur leurs entrées D. Une fois l'impulsion de chargement terminée, on peut modifier ou supprimer le signal sur les entrées D, les sorties Q correspondantes continueront à afficher le signal disparu.

Ce signal codé est envoyé sur les entrées d'adressage A₀ à A₇ de la mémoire morte 26.

En retour, cette dernière délivre sur ses sorties D₁ à D₆ un autre signal qui est la traduction en code ASCII du signal d'entrée sur A₀ à A₇ qui lui était en code Morse. Le tableau 1 donne le codage à effectuer sur la mémoire morte 26 en fonction des différents caractères Morse que l'on peut rencontrer. La première colonne indique l'état des sorties Q du registre 23 en fonction des caractères Morse. La seconde colonne montre quels sont les signaux appliqués aux entrées d'adressage A₀ à A₇ de la mémoire morte 26. La troisième colonne définit quel doit être l'état des sorties D₁ à D₆ de cette même mémoire pour chaque caractère Morse. A la fin du tableau 1 on trouvera les caractères Morse classés par ordre croissant d'adressage, c'est-à-dire que l'on a converti le codage binaire de l'adressage (seconde colonne) en sa valeur décimale, ceci pour faciliter le codage, puisque celui-ci s'effectue, en principe, en partant de l'adresse 0000 pour aller, en progressant pas à pas vers l'adresse 255. Notons à ce sujet que toutes les adresses ne sont pas utilisées. Toute adresse ne figurant pas dans le tableau 1 sera codée pour donner un blanc en sortie, de telle sorte qu'un code inconnu en Morse ne donnera lieu à aucune écriture : il y aura simplement un blanc à cet endroit.

CIRCUIT DE PRISE EN CHARGE ET CIRCUIT DE REMISE AU ZÉRO

Ils sont représentés sur le schéma de la figure 9. Ce sont deux monostables du type SFC 4123 E. Le monostable 21 reçoit, sur son entrée B, le signal provenant de Q_H. Il est déclenché par le flanc positif de ce signal, c'est-à-dire que l'impulsion qu'il délivre

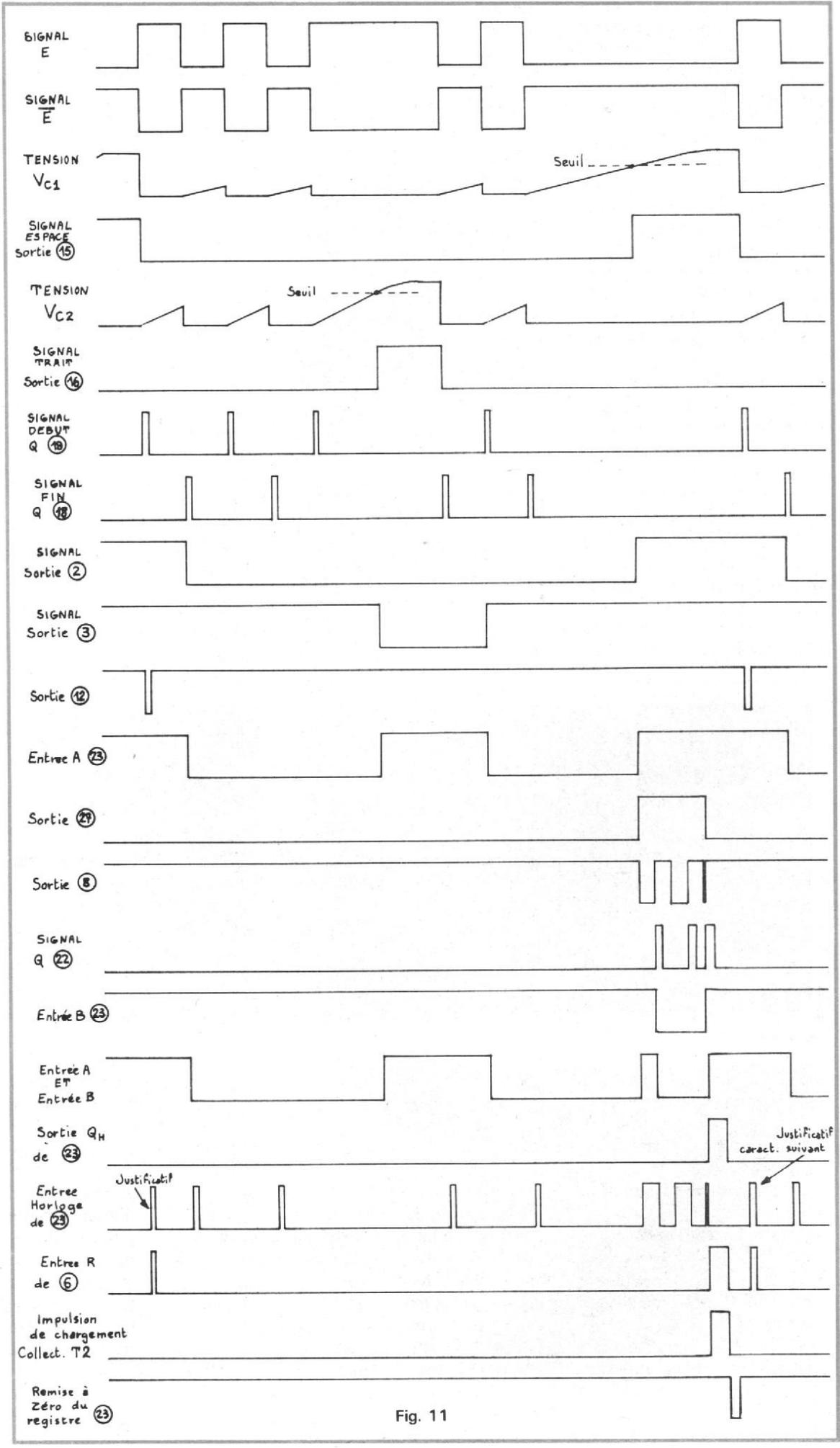


Fig. 11

en sortie a lieu pratiquement en même temps que le signal Q_H . L'impulsion négative disponible sur la sortie \bar{Q} du monostable 21 sort sur la borne N° 10 et peut être utilisée comme impulsion de prise en charge par le système de visualisation. Cette impulsion servira, par exemple, comme autorisation d'écrire et pour incrémenter le compteur B.

La sortie \bar{Q} de 21 commande également la base du transistor T_2 par l'intermédiaire de la résistance R_{22} . Sur le collecteur de ce dispositif on retrouve une impulsion positive qui, du fait de la configuration adoptée, est à même de commander correctement les entrées T des mémoires tampon 24 et 25. En effet, pour maintenir celles-ci à l'état bas, il faut que le circuit qui les commande puisse absorber un courant pouvant s'élever jusqu'à 26 mA, ce qui est trop pour une sortie de simple TTL; c'est la raison pour

laquelle on a été conduit à ajouter le transistor T_2 .

La sortie du monostable 21 est réunie, par un réseau retardateur R_{18} et C_8 , à l'entrée B d'un second monostable 20. Celui-ci déclenche sur le front positif du signal \bar{Q} de 21, c'est-à-dire que l'impulsion sur sa sortie \bar{Q} se produit lorsque l'impulsion du monostable 21 vient de se terminer. L'impulsion présente sur la sortie \bar{Q} du monostable 20 est utilisée pour remettre au zéro le registre à décalage 23. La largeur des impulsions des monostables 20 et 21 sont déterminées par R_{19} et C_9 pour le circuit 20, et par R_{20} et C_{10} pour le circuit 21.

**SCHEMA DE
DETAIL DU
TRADUCTEUR
DE SIGNAUX**

Il est indiqué sur la figure 10 et regroupe toutes

les parties de montage que l'on vient de décrire. Il précise les différents raccordements qui unissent entre-eux ces sous-ensembles. Les liaisons vers l'extérieur sont matérialisées par des cercles entourant des chiffres qui correspondent aux numéros des bornes dont on a déjà parlé. Le potentiomètre P_1 permet d'effectuer un réglage manuel de la vitesse, et son action ajuste la vitesse de reproduction des caractères à la cadence de l'émetteur. La tension de seuil est envoyée simultanément sur les entrées - des deux comparateurs 15 et 16. La constante de temps $R_3 C_1$ conditionne la durée nécessaire pour la reconnaissance d'un espace inter lettres; la constante de temps $R_8 C_2$ détermine la durée nécessaire pour la reconnaissance d'un trait. Si l'on désire adopter d'autres conventions (concernant les durées relatives des traits, des points et des espa-

ces) que celles retenues ici, il faudra modifier les valeurs de R_3 et de R_8 .

Le circuit NAND 13, dont la sortie attaque l'entrée horloge H du registre 23, se comporte comme un circuit NOR puisqu'il travaille en logique négative. Si l'on considère qu'il travaille en logique négative à l'entrée (0 actif) et en logique positive à la sortie (1 actif), il se comporte alors comme un circuit OU. C'est ce qui est souhaité puisqu'il doit transmettre la première impulsion du signal DEBUT, ou les signaux de FIN, ou encore les impulsions de l'horloge de remplissage.

Le même raisonnement s'applique au circuit NAND 14 qui lui également fonctionne en logique négative. Il transmet à l'entrée A du registre 23 ou le signal « ESPACE remis au zéro par FIN » venant de la sortie du circuit 1, ou le signal « TRAIT remis au zéro par

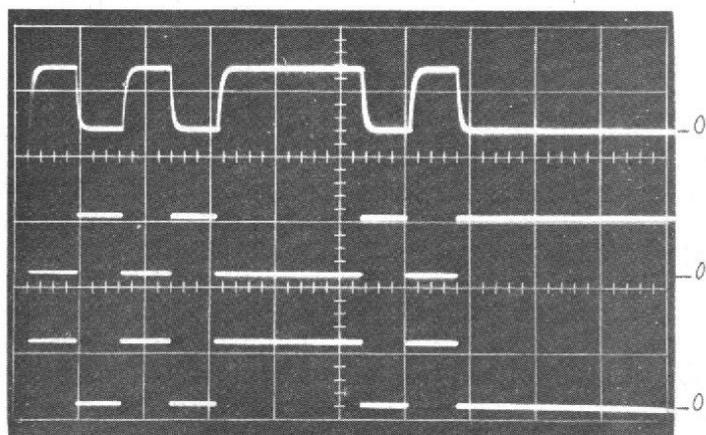


Fig. 12

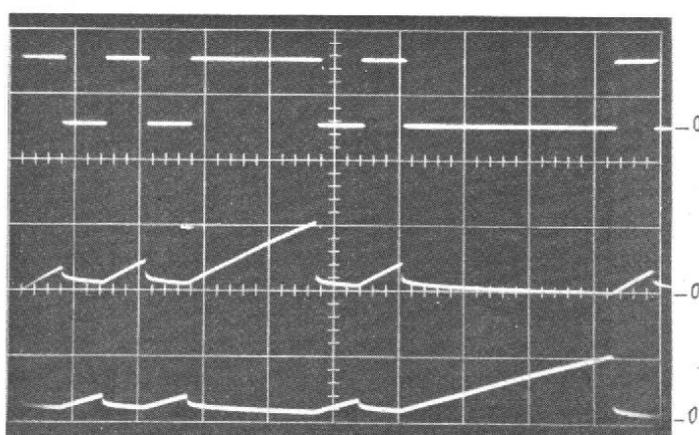


Fig. 13

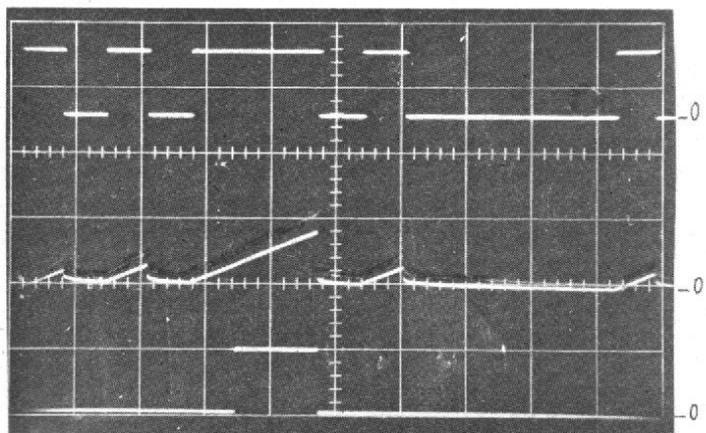


Fig. 14

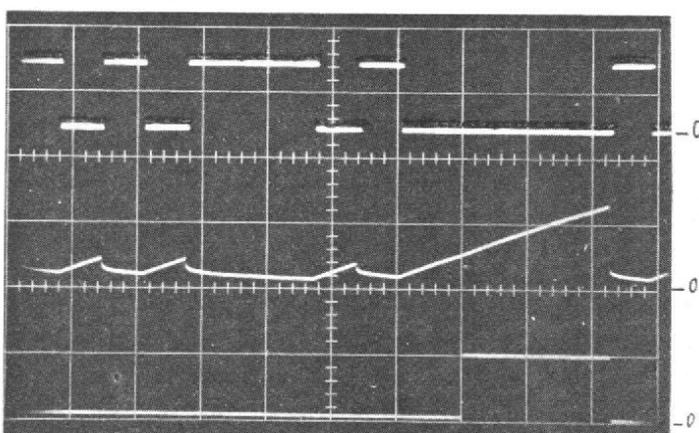


Fig. 15

ESPACE ou bien par DEBUT » qui provient de la sortie du circuit 3.

La figure 11 montre les différentes formes d'ondes théoriques qui existent en différents endroits du schéma de la figure 10. Ces représentations sont données en prenant comme exemple la lettre Morse F suivie de la lettre E.

On trouve, de haut en bas :

- le signal d'entrée E
- Le signal d'entrée \bar{E}
- La tension V_{C1} aux bornes de la capacité C_1 , avec indication de la tension de seuil.
- Le signal ESPACE pris à la sortie du comparateur 15.
- La tension V_{C2} relevée aux bornes du condensateur C_2 .
- Le signal TRAIT vu à la sortie du comparateur 16.
- Les signaux DEBUT présents sur la sortie Q du monostable 19.
- Les signaux FIN vus sur la sortie Q du monostable 18.
- Le signal « ESPACE

remis au zéro par FIN » pris sur la sortie du circuit 2.

- Le signal « TRAIT remis au zéro par ESPACE ou par DEBUT » vu sur la sortie du circuit 3.

- La première impulsion DEBUT, signal existant sur la sortie du circuit 12.

- Le signal sur l'entrée A du registre 23.

- Le signal sur la sortie du circuit 27 (bascule 27 et 28).

- Les signaux de l'horloge de remplissage pris sur la sortie du circuit 8.

- Les tops de fin des signaux horloge, vus sur la sortie Q du monostable 22.

- Le signal sur l'entrée B du registre 23 (sortie du circuit 5, bascule 5 et 6).

- Le signal résultant de l'opération logique AND entre les entrées A et B du registre 23.

- Le signal sur la sortie Q_H du registre 23.

- Les signaux appliqués à

l'entrée d'horloge H du registre 23.

- Le signal RESET de la bascule 5 et 6, appliqué sur une entrée du circuit 6.

- L'impulsion de chargement qui est appliquée sur les entrées T des mémoires tampon 24 et 25.

- Le signal de remise au zéro du registre 23.

L'examen de ces différentes formes d'ondes permettra de comprendre aisément le fonctionnement du traducteur de signaux Morse et de se rendre compte de l'enchaînement des différentes séquences. Bien évidemment, les formes de certains de ces signaux seront modifiées si l'on change les caractères Morse d'entrée, c'est-à-dire le signal E.

Les figures 12 à 25 sont des photographies d'oscillogrammes relevés dans un montage traducteur de signaux Morse en fonctionnement.

La figure 12 montre, en

haut, le signal d'entrée sur la borne N° 9 (lettre F), au milieu le signal E vu sur la sortie du circuit 9, et, en bas, le signal E présent sur la sortie du circuit 10.

La figure 13 représente, en haut, le signal d'entrée sur la borne N° 9 (lettres F et E), au milieu la tension V_{C2} aux bornes du condensateur C_2 , et en bas la tension V_{C1} telle que l'on peut l'observer aux bornes de la capacité C_1 .

La figure 14 montre, en fonction du signal d'entrée sur la borne N° 9 (en haut), la tension V_{C2} aux bornes du condensateur C_2 (au milieu), et en bas le signal TRAIT à la sortie du comparateur 16.

La figure 15 représente en haut le signal entrant sur la borne N° 9, au milieu la tension V_{C1} aux bornes de la capacité C_1 , et en bas le signal ESPACE vu à la sortie du comparateur 15.

La figure 16 indique, en fonction du signal d'entrée sur

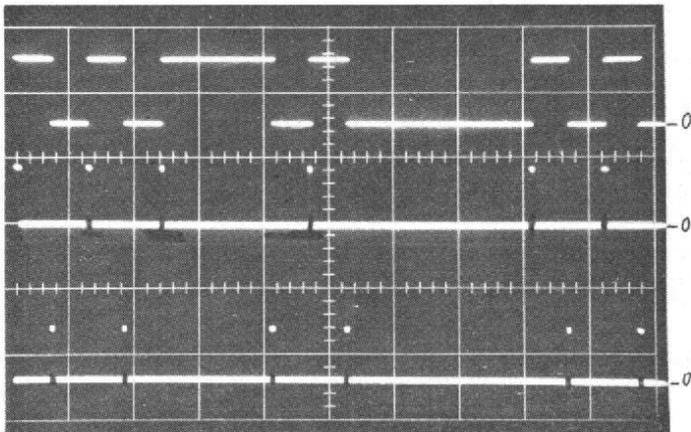


Fig. 16

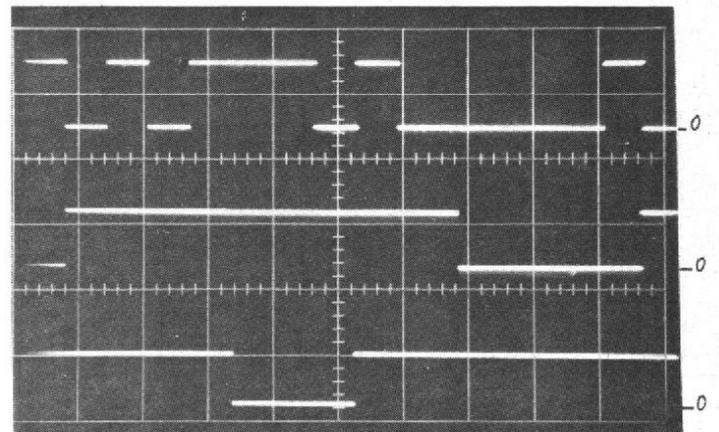


Fig. 17

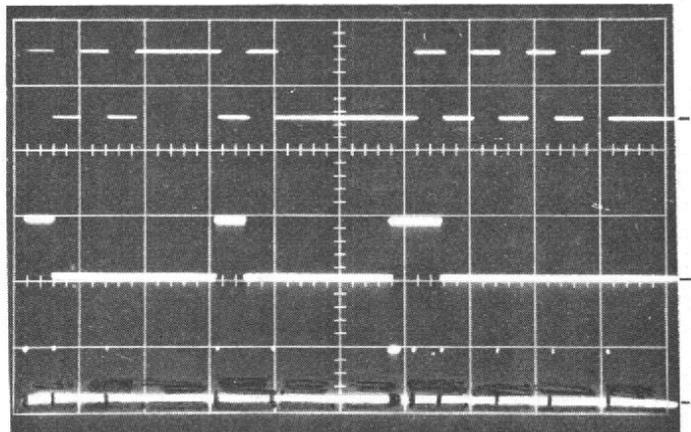


Fig. 18

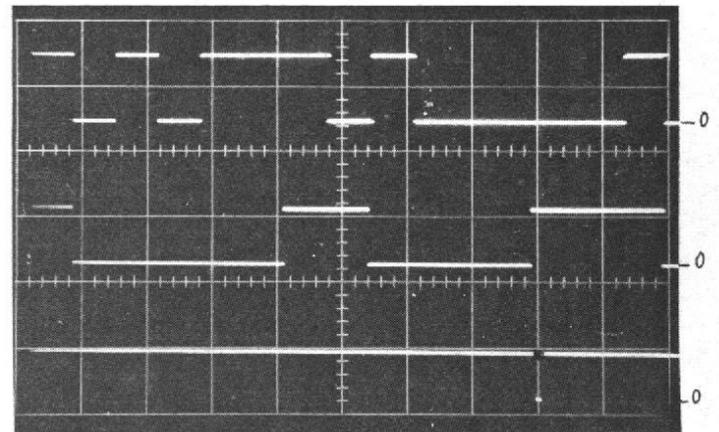


Fig. 19

la borne N°9 (en haut), le signal DEBUT vu à la sortie Q du monostable 19 (au milieu); en bas on peut voir le signal FIN tel qu'il existe sur la sortie Q du monostable 18.

La figure 17 montre, en haut, le signal d'entrée sur la borne N°9; au milieu est représenté le signal « ESPACE remis au zéro par FIN » vu à la sortie du circuit 1; en bas on peut voir le signal « TRAIT remis au zéro par ESPACE ou par DEBUT » relevé à la sortie du circuit 3.

La figure 18 représente, pour les lettres F et H, en haut, le signal d'entrée sur la borne N°9; le signal sur l'entrée A du registre 23 est visible sur la trace du milieu; enfin, la trace du bas montre le signal d'horloge appliqué sur l'entrée H du même nom du registre 23.

La figure 19 indique, en fonction du signal d'entrée sur la borne N°9 (en haut), le signal sur l'entrée A du registre 23 (au milieu), et le signal sur l'entrée B du même circuit (en bas).

La figure 20 représente, en haut, le signal sur l'entrée B du registre 23, au milieu le signal sur l'entrée A du même registre, et en bas les impulsions d'horloge sur l'entrée H de ce circuit. L'échelle des temps est dilatée pour montrer l'instant où fonctionne l'horloge de remplissage. Le troisième top de l'horloge est peu visible car sa durée est assez réduite; il correspond à l'arrivée du bit de justification sur la sortie Q_H.

La figure 21 est également une représentation dont l'échelle des temps a été dilatée pour mettre en évidence la fin d'un cycle de fonctionne-

ment. En haut, on peut voir le signal sur la sortie Q_H du registre 23; au milieu est figurée l'impulsion de chargement des mémoires tampon relevée sur le collecteur du transistor T₂. En bas, suivant immédiatement ces deux signaux, l'impulsion négative (positive inversée) de remise à zéro du registre à décalage 23.

La figure 22 représente la fin d'un cycle de fonctionnement et montre, en haut, les dernières impulsions de l'horloge de remplissage (cas de la lettre F), vues sur la sortie du circuit 8. Les impulsions d'horloge sont, à cet endroit, négatives (positives inversées). Au milieu, on peut voir les impulsions présentes sur la sortie Q du monostable 22, et en bas l'entrée B du registre 23. On remarquera que la première des trois impulsions charge un 1 (fin de caractère

Morse) dans le registre. Les deux impulsions suivantes chargent des 0 puisque l'entrée B est alors basse. La troisième et dernière impulsion de l'horloge de remplissage n'est pas visible sur la figure 22 car elle est de durée très brève. En effet, dès qu'elle apparaît, la sortie Q_H de 23 passe à 1, ce qui a pour effet de bloquer l'horloge. Bien que non visible sur cet oscillogramme, la troisième impulsion n'en existe pas moins.

La figure 23 montre, en haut, le signal entrant par la borne N°9 (deux lettres F). Au milieu est représenté le signal appliqué sur l'entrée d'horloge du registre 23, et en bas le signal existant sur l'entrée A de ce même circuit. Les impulsions de l'horloge de remplissage se distinguent par une tache claire plus étendue

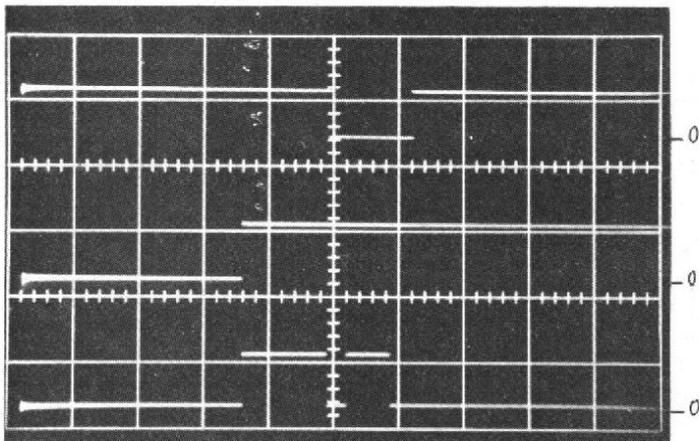


Fig. 20

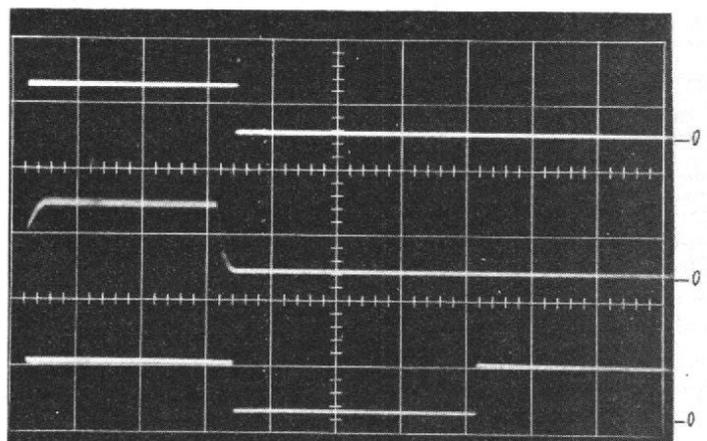


Fig. 21

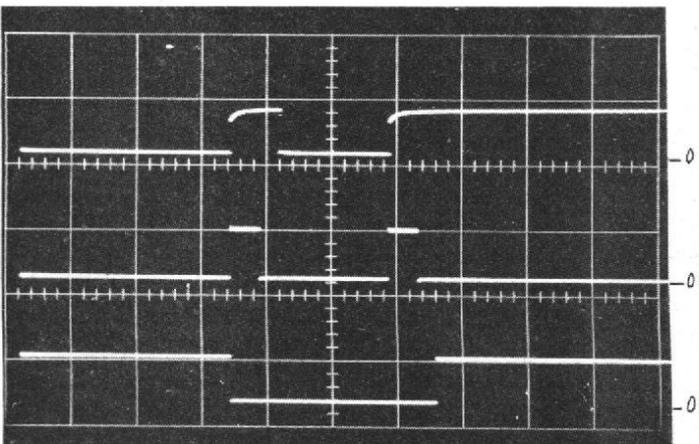


Fig. 22

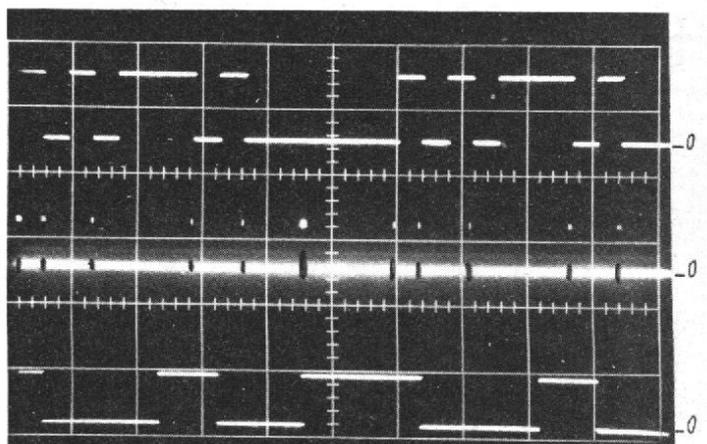


Fig. 23

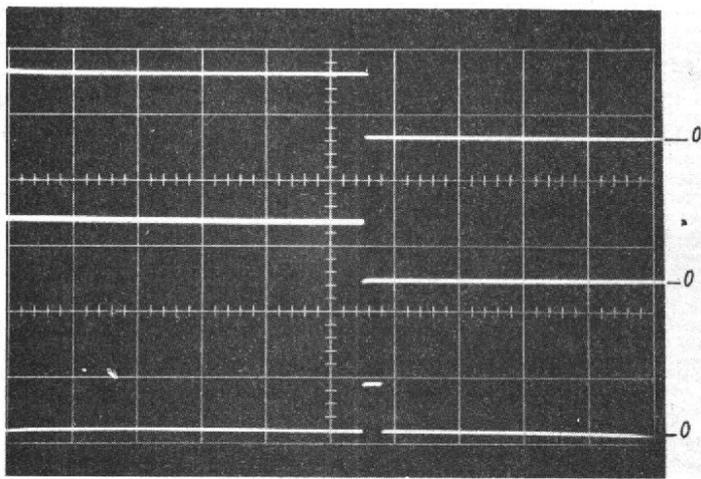


Fig. 24

que celle des impulsions uniques.

La figure 24 est un agrandissement d'une partie de la figure 18 ; elle représente en haut le signal d'entrée (borne N° 9), au milieu le signal sur l'entrée A du registre 23, et en bas le signal sur l'entrée horloge de ce même registre. L'échelle des temps est dilatée pour faire apparaître clairement le second top de l'horloge, celui qui suit immédiatement le bit de justification (ici cas de la lettre F) ; on remarque que ce second top d'horloge charge un zéro dans le registre.

La figure 25 montre, en haut, le signal d'entrée sur la borne N° 9 (cas de la lettre E) et au milieu le signal sur l'entrée A du registre 23. En

bas on peut voir les tops de l'horloge de remplissage. Le top isolé sur la droite est destiné à faire entrer le bit de justification du caractère suivant.

REALISATION

Le traducteur de signaux Morse a été réalisé sur un circuit imprimé simple face, dont le dessin, à l'échelle 1/1, est donné sur la figure 26. Le circuit est vu du côté cuivre (face opposée aux composants), et les parties sombres indiquent les endroits où le cuivre a été préservé de l'attaque du perchlore de fer.

La figure 27 montre la disposition des éléments sur le circuit imprimé de la figure 26.

Les différents composants seront mis en place en se réf-

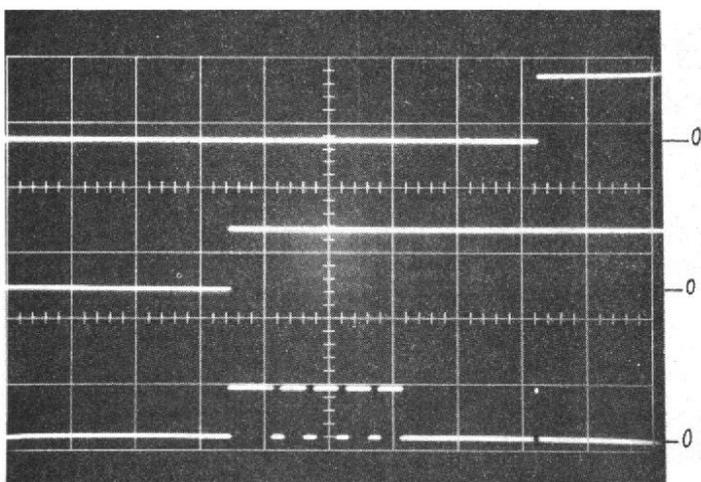


Fig. 25

	Q 23								A 26						D 26							
	A	B	C	D	E	F	G	H	7	6	5	4	3	2	1	0	6	5	4	3	2	1
A	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0
B	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1
C	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0
D	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1
E	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1
F	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0
G	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0
H	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
I	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
J	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1
K	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0
L	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1
M	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1
N	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0
O	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
P	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
Q	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0
R	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
S	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
T	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
U	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0
V	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
W	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
X	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
Y	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0
Z	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0
2	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0
4	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
5	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1
7	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
8	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1
9	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0
∅	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
.	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
:	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
;	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1
!	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0
?	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
!	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0
-	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
/	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
"	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
_	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
=	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0

N° adresse (décimal)	Caractère
130	E
131	T
132	I
133	N
134	A
135	M
136	S
137	D
138	R
139	G
140	U
141	K
142	W
143	O
144	H
145	B
146	L
147	Z
148	F
149	C
150	P
152	V
153	X
155	Q

N° adresse (décimal)	Caractère
157	Y
158	J
160	5
161	6
163	7
167	8
175	9
176	4
177	=
184	3
188	2
190	1
191	∅ (zéro)
192	.
199	:
204	?
210	"
213	;
225	-
233	/
234	'
236	_
243	!

Caractère « blank » = 6 5 4 3 2 1
0 1 1 1 1 1

rant au plan de câblage de la figure 27. Le sens d'insertion des circuits intégrés peut être facilement déterminé, la broche n°1 du boîtier étant repérée sur le circuit imprimé lui-même. Les grosses pastilles indiquent l'emplacement des bornes d'entrée ou de sortie ; elles sont signalées sur le circuit imprimé par des chiffres qui figurent également sur le schéma de détail de la figure 10. Quelques connexions nécessitant des croisements, ceux-là sont effectués au moyen de cavaliers en fil de cuivre.

MISE AU POINT

Une fois la mise en place de tous les composants effectuée, le câblage ainsi que la valeur des éléments soigneusement vérifiés, on met le montage sous tension, c'est-à-dire que l'on applique une tension de 5 V entre la borne marquée + 5 et la masse qui est la bordure du circuit imprimé ; de même, on applique une tension de 12 V entre la borne marquée - 12 et la masse. Les consommations relevées doivent être de l'ordre de 250 mA pour le 5 V, et de 5 mA environ pour le 12 V.

A l'aide d'un générateur de signaux carrés (à niveau TTL, figurant la lettre Morse T), dont on fera varier la fréquence, on vérifiera, à l'oscilloscope, que les sorties des comparateurs 15 et 16 délivrent bien les signaux TRAIT et ESPACE. En tournant l'axe du potentiomètre P₁, on s'assurera que la tension mesurée sur son curseur se situe environ entre + 0,9 V et + 5 V. On vérifiera également la présence des signaux DEBUT et FIN sur les sorties Q des monostables 18 et 19, ainsi que l'existence des signaux « ESPACE remis au zéro par FIN » à la sortie du circuit 2 et « TRAIT remis au zéro par ESPACE ou par DEBUT » sur la sortie du circuit 3. Des témoins logiques, tels que ceux décrits dans la partie Mémoires pour Géné-

rateur de Caractères, seront branchés sur les sorties (bornes N° 1 à 6) ; ils devront indiquer le code ASCII correspondant à la lettre Morse T, à

savoir : N° 1 et 2 allumés, N° 3 éteint, N° 4 allumé, N° 5 éteint, N° 6 allumé.

En modifiant la fréquence du générateur de telle sorte

que les signaux ESPACE et TRAIT ne soient plus reconnus, on doit trouver sur les sorties le caractère blank, correspondant à un signal

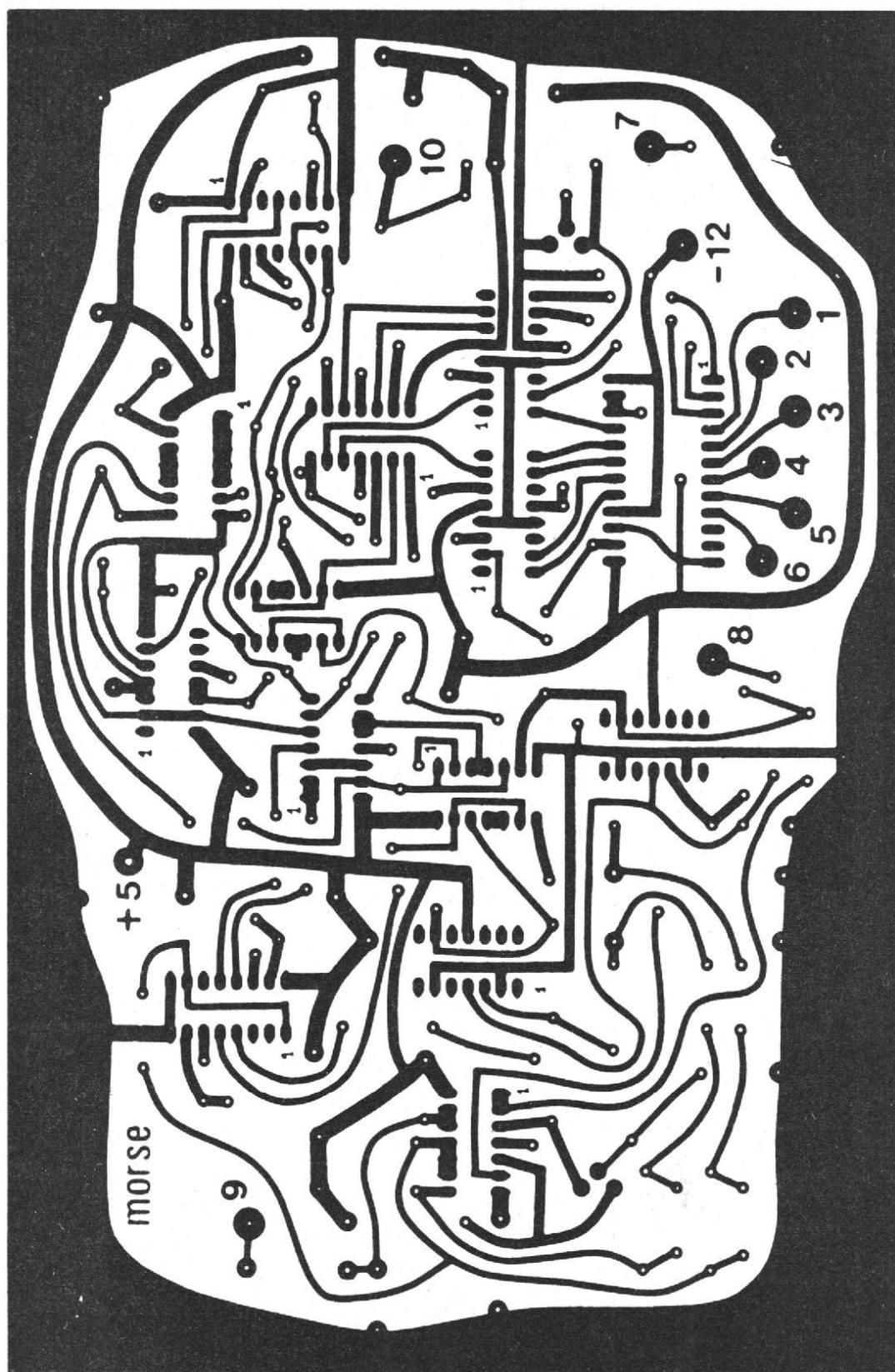


Fig. 26

inconnu du code Morse, soit N° 1, 2, 3, 4 et 5 allumés, et N° 6 éteint.

R. DESMAY

**NOMENCLATURE
DES ÉLÉMENTS
DE LA FIGURE 10**

R₁ = 390 Ω 10 % 1/2 W

R₂ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₃ = 150 kΩ 10 % 1/2 W
 R₄ = 12 kΩ 10 % 1/2 W
 R₅ = 1 MΩ 10 % 1/2 W
 R₆ = 2700 Ω 10 % 1/2 W

R₇ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₈ = 100 kΩ 10 % 1/2 W
 R₉ = 12 kΩ 10 % 1/2 W
 R₁₀ = 1 MΩ 10 % 1/2 W
 R₁₁ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₁₂ = 15 kΩ 10 % 1/2 W
 R₁₃ = 6200 Ω 10 % 1/2 W
 R₁₄ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₁₅ = 10 kΩ 10 % 1/2 W
 R₁₆ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
 R₁₇ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
 R₁₈ = 270 Ω 10 % 1/2 W
 R₁₉ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
 R₂₀ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
 R₂₁ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₂ = 56 kΩ 10 % 1/2 W
 R₂₃ = 2700 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₄ = 1000 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₅ = 39 kΩ 10 % 1/2 W
 R₂₆ = 270 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₇ = 390 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₈ = 330 Ω 10 % 1/2 W
 R₂₉ = 470 Ω 10 % 1/2 W
 R₃₀ = 470 Ω 10 % 1/2 W

C₁ = 1 μF mylar
 C₂ = 1 μF mylar
 C₃ = 3300 pF 63 V
 C₄ = 3300 pF 63 V
 C₅ = 0,1 μF 63 V
 C₆ = 100 μF 15 V
 C₇ = 10 nF 63 V
 C₈ = 47 nF 63 V
 C₉ = 3300 pF 63 V
 C₁₀ = 3300 pF 63 V
 C₁₁ = 0,1 μF 63 V
 C₁₂ = 0,1 μF 63 V
 C₁₃ = 47 nF 63 V
 C₁₄ = 1 μF 63 V
 C₁₅ = 3300 pF 63 V
 C₁₆ = 1500 pF 63 V
 C₁₇ = 10 nF 63 V
 C₁₈ = 10 nF 63 V

CI₁, CI₂, CI₃, CI₄ = SFC 402 E
 CI₅, CI₆, CI₂₇, CI₂₈ = SFC 402 E

CI₇, CI₈ = SFC 413 E
 CI₉, CI₁₀, CI₁₁, CI₁₇ = SFC 400 E

CI₁₂, CI₁₃, CI₁₄ = SFC 410 E
 CI₁₅ = SFC 2311 EC
 CI₁₆ = SFC 2311 EC

CI₁₈, CI₁₉ = SFC 4123 E
 CI₂₀, CI₂₁ = SFC 4123 E
 CI₂₂ = SFC 4121 E
 CI₂₃ = SFC 4164 E
 CI₂₄ = SFC 475 E
 CI₂₅ = SFC 475 E

CI₂₆ = SFF 71702 AK (à programmer)

T₁ = BCW 94 B
 T₂ = BCW 94 B

D₁, D₂, D₃, D₄ = 1N4148
 D₅, D₆ = 19 P 1 (Sescosem)

P₁ = potentiomètre 25 kΩ linéaire

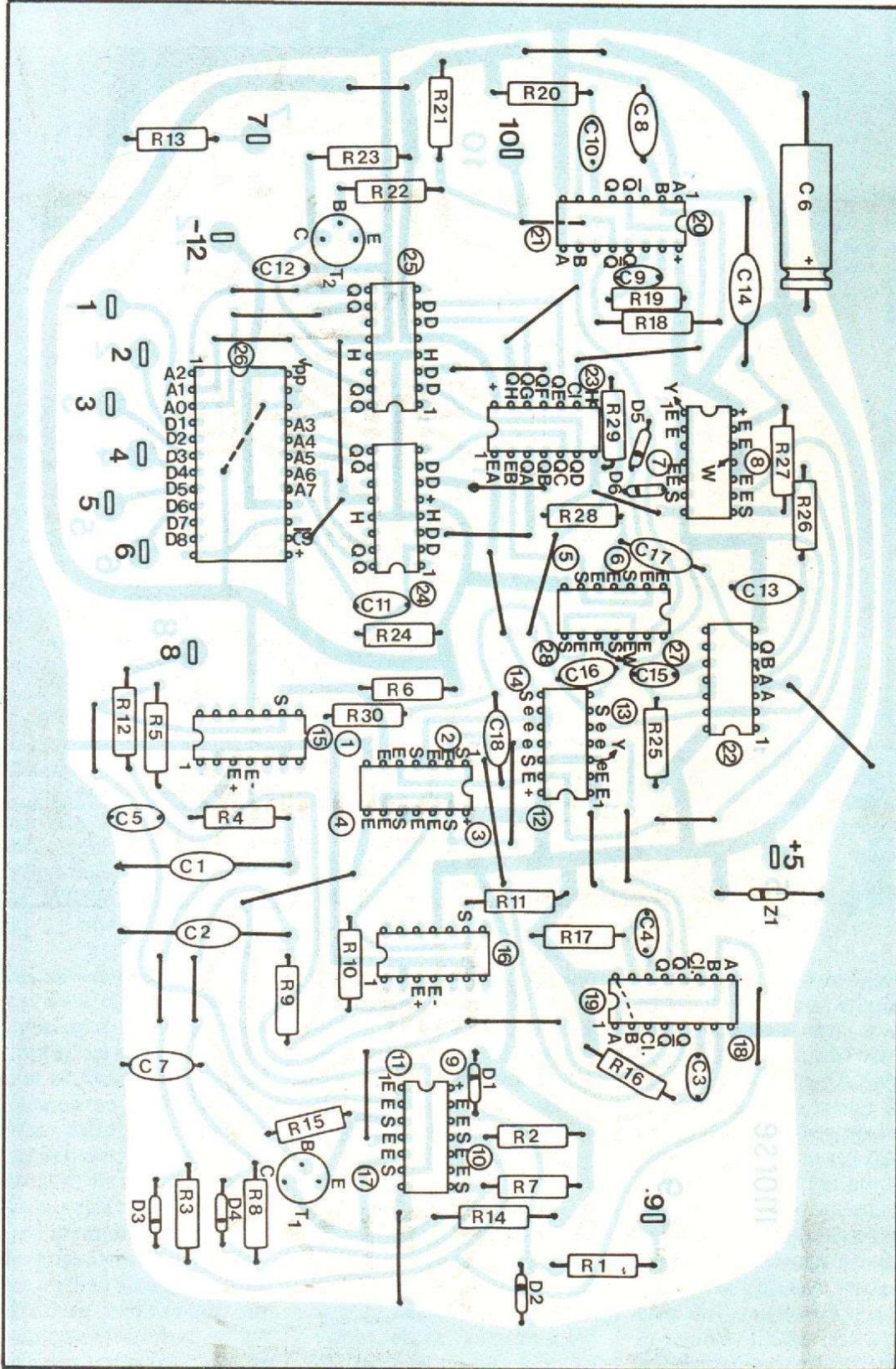
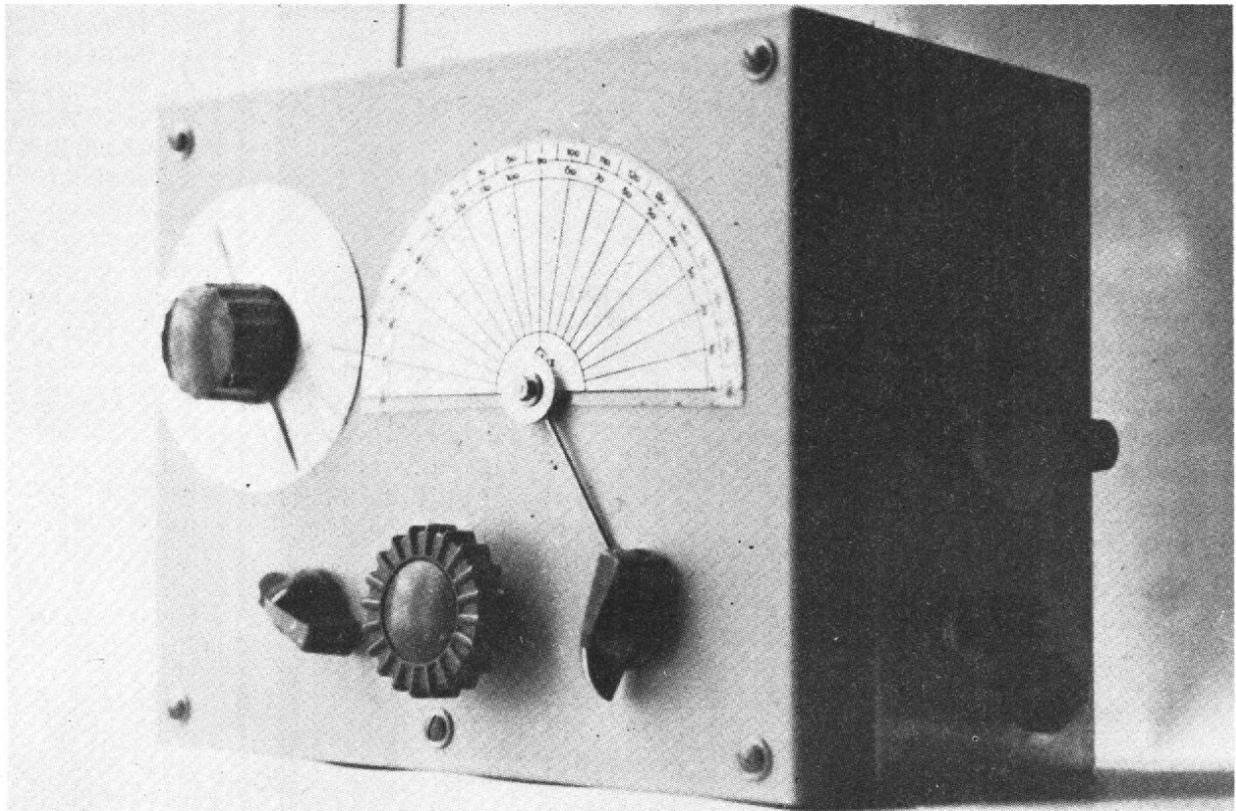


Fig. 27 LE POINT W DE (8) EST A RÉUNIR AU POINT W DE (27) ET (28)
 LE POINT Y DE (7) EST A RÉUNIR AU POINT Y DE (12) ET (13)

Récepteur Ondes Courtes



pour passionnés (3,3 à 30 MHz)

JADIS, la « détectrice à réaction » faisait la joie de tous les amateurs, car c'était un récepteur facile à réaliser et néanmoins d'un rendement surprenant, pour celui qui savait s'en servir. En effet, quand gain et sélectivité se trouvent multipliés par 100 dès qu'on déplace un bouton de quelques millimètres, on ne peut s'en tirer que si on a une certaine habitude de ce bouton. Mais une fois que cette habitude est prise, on peut obtenir d'un récepteur à réaction, nettement plus que de ces récepteurs du commerce dont la gamme d'ondes courtes n'est essentiellement qu'un argument de vente.

Si le procédé de réaction n'est plus couramment utilisé de nos jours, c'est d'une part du fait de son manque de confort. Or, si le bouton délicat à ajuster n'est pas un argument de vente pour le grand public, il peut être, pour l'amateur, un argument d'exercice presque « sportif ». Par ailleurs, étant donnée l'augmentation constante de puissances des émetteurs, le récepteur à réaction passe pour ne plus être assez sélectif. Effectivement, il ne l'est pas, si on le fait fonctionner sur grande antenne. Mais, émetteurs faibles et grandes antennes de réception, ou émetteurs puissants et antennes de taille

réduite, cela revient au même ! Si bien que le récepteur décrit ci-dessous donne, avec une antenne télescopique de moins d'un mètre, des résultats que sa simplicité ne laisse absolument pas prévoir.

PRINCIPE DE LA REACTION

La réaction et la contre-réaction, ce sont les deux formes de la « retro-action », procédé consistant à injecter, dans l'entrée d'un amplificateur, une fraction de la tension qu'on prélève à la sortie de ce

même amplificateur. Si l'amplificateur travaille avec inversion de phase (la tension de sortie passe par un maximum positif au moment où la tension d'entrée passe par un maximum négatif), il y a compensation partielle, d'où réduction du gain et du taux de distorsion. On parle alors de contre-réaction.

Pour qu'il y ait réaction, il suffit donc de travailler avec un amplificateur qui ne présente pas d'inversion de phase. Une alternance positive de la tension de sortie se trouve alors réinjectée dans l'entrée à un moment où cette entrée est déjà positive, d'où augmentation du gain. Le

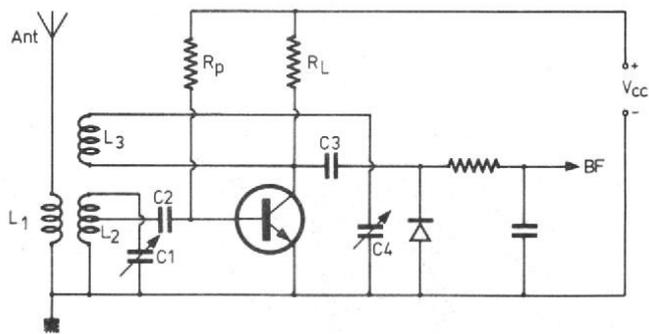


Fig. 1. - Montage de réaction en principe simple, mais peu commode en pratique.

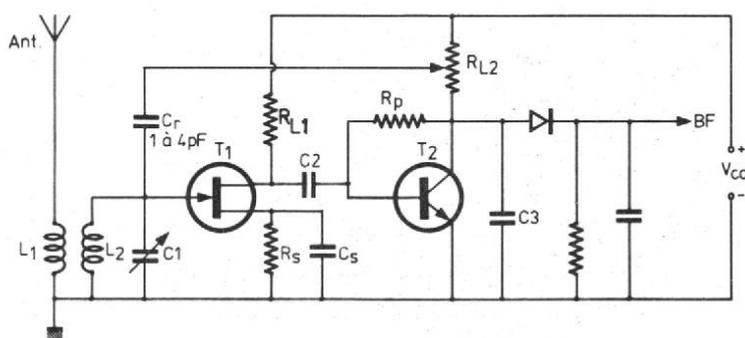


Fig. 2. - Ce circuit de réaction à deux étages se contente d'un bobinage plus simple et permet un ajustage aisé du taux de réaction.

taux de distorsion augmente aussi, mais puisque, de toute façon, la réception sur ondes courtes ne se prête pas à la haute fidélité, cela est sans importance.

Le procédé de réaction devient particulièrement intéressant, lorsqu'on l'applique sur un circuit oscillant, car il augmente alors la sélectivité dans le même rapport que le gain. Il est parfaitement possible d'augmenter cette sélectivité dans un rapport de plus de 100 - si on utilise un montage suffisamment stable. Dans ces conditions, on conçoit qu'il soit possible d'obtenir une sélectivité acceptable déjà avec un seul circuit oscillant de sélection.

Le schéma de la figure 1 montre comment on peut mettre en pratique le principe de la réaction, dans le cas d'un étage d'entrée de récepteur, équipé d'un seul transistor. On sait qu'un étage à transistor unique travaille toujours avec une inversion de phase, et, dans ces conditions, une réaction n'est possible que si on utilise un dispositif du type transformateur. En pratique, il faut donc utiliser un bobinage de réception à trois enroulements (fig. 1), un d'antenne (L_1) un d'accord (L_2 , accordé par C_1) et un de réaction (L_3) qui réinjecte, dans L_2 , une fraction de la tension de sortie, ajustable par C_4 . Bien sûr, la réalisation d'un bobinage à trois enroulements est très critique, notamment si on

désire couvrir une gamme étendue de fréquences. Mais même si on y arrive, on constate que le montage ne donne pas satisfaction.

L'ajustage optimal de la réaction (maximum de sélectivité) est obtenu, quand la tension réinjectée est presque égale à celle amenée par l'antenne. Si on augmente alors la réaction d'une toute petite quantité, on réinjecte plus qu'on ne reçoit, ce qui signifie, théoriquement, que la quantité réinjectée augmente indéfiniment, car à chaque passage par l'amplificateur, on réamplifie encore ce qu'on a réinjecté en trop. En d'autres termes, le circuit de réception est devenu un oscillateur, dont l'amplitude de sortie ne se trouve plus limitée que par les courbures des caractéristiques de son élément amplificateur.

Dans ces conditions, le transistor entre dans un régime de saturation instantanée qui déplace son point moyen de fonctionnement. Si, pour revenir du régime d'oscillateur à celui de récepteur, on diminue alors la réaction (en diminuant C_4 , fig. 1), on constate que ces oscillations ne cessent qu'à un point d'ajustage qui est assez loin de celui qu'on avait obtenu, lors de l'augmentation initiale de C_4 , pour le commencement de ces oscillations. En d'autres termes, on ne peut jamais obtenir, avec un tel montage, l'ajustage optimal de la réaction. Car dès

que l'on le croit obtenu, il suffit d'une perturbation radio-électrique pour que le point de fonctionnement du transistor se déplace dans la zone des oscillations, et pour faire cesser ces oscillations, on doit de nouveau s'éloigner considérablement du point optimal d'ajustage.

CIRCUIT A REACTION PROGRESSIVE

Avec un circuit de réception à deux transistors, on peut amplifier sans inversion de phase, c'est-à-dire de se passer de l'enroulement de réaction de la figure 1. Un schéma ainsi modifié est représenté dans la figure 2. A l'entrée, on utilise un transistor à effet de champ, essentiellement pour éviter toute prise sur l'enroulement L_2 , car une telle prise peut amener des perturbations par résonance de fuite. Par C_2 , on applique le signal de sortie T_1 sur la base de T_2 , dont le collecteur fournit maintenant un signal suffisamment amplifié, pour qu'on puisse le réinjecter dans le circuit d'entrée par une capacité très faible (C_r), impliquant des pertes bien moindres qu'un enroulement de réaction.

Or, une capacité de liaison aussi faible implique un déphasage de 90° (en avant), et

on n'obtiendra un fonctionnement correct que si on prévoit C_3 qui, conjointement avec R_{L2} , provoque un déphasage de même quantité, mais en arrière. De plus, on peut composer le déphasage propre de T_2 en connectant une résistance en série avec C_3 , comme cela sera indiqué plus loin. Le procédé peut fonctionner sur une plage de fréquences beaucoup plus étendue que celui de l'enroulement de réaction. En effet, quand la fréquence croît, les réactances de C_3 et de C_r diminuent, ce qui signifie que C_r tend à réinjecter une tension plus forte, alors que C_3 tend à dériver cette même tension plus fortement vers la masse. En définitive, le taux de réaction ne varie donc que peu avec la fréquence. De plus, on obtient un gain plus grand que dans le cas du montage à transistor unique, si bien que le fonctionnement sur antenne télescopique ne pose aucun problème.

L'avantage essentiel du circuit de la figure 2, réside cependant dans le fait que T_2 y est utilisé de façon à présenter un gain d'autant plus faible que sa tension d'entrée est plus forte. Cela se traduit d'abord par une action d'anti-fading très appréciable, du moins lors de la réception de stations relativement fortes. Mais surtout, cela implique que l'ajustage de la réaction peut se faire d'une façon très progressive. En augmentant lentement le taux de réaction,

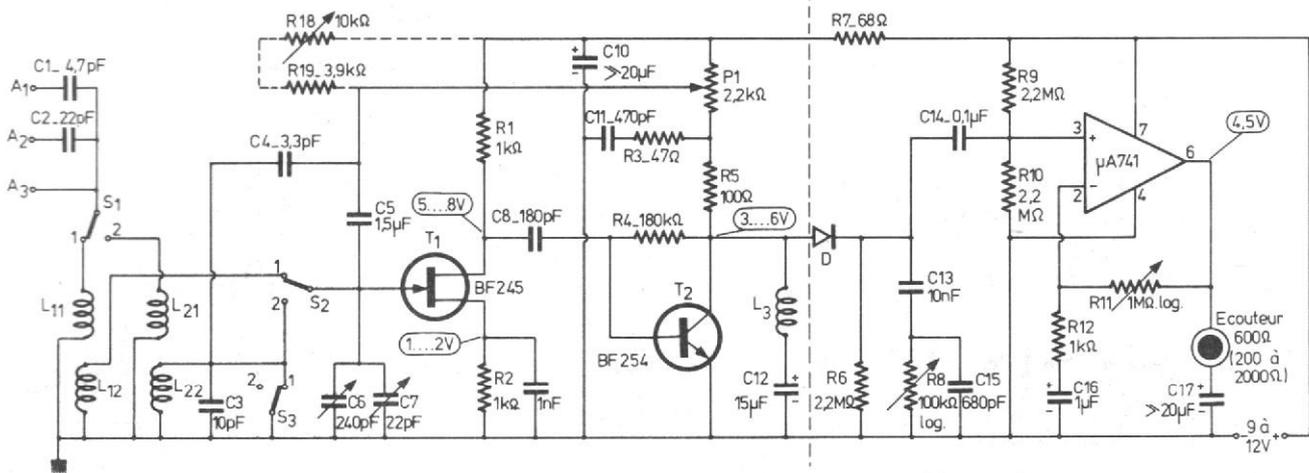


Fig. 3. - Schéma complet du récepteur 3,3 à 30 MHz. L'étage BF est constitué par un amplificateur opérationnel intégré.

on obtient ainsi les oscillations spontanées d'abord avec une amplitude si réduite qu'une synchronisation sur la porteuse de la station reçue est parfaitement possible. Et on arrive même, moyennant quelque patience lors de l'ajustage, à rendre intelligibles les émissions (d'amateurs) travaillant en bande latérale unique.

LES DEUX VERSIONS DU RECEPTEUR

Dans le schéma de la figure 3, on retrouve le circuit de base (fig. 2) à quelques éléments de correction de fréquence (R_3 , R_5) près. A l'entrée, on a prévu une commutation de bobinages, L_{11} et L_{12} pour la gamme de 9,4 à 30 MHz, L_{21} et L_{22} pour celle de 3,3 à 9,6 kHz. Plus loin, on trouvera des indications pratiques pour la réalisation des bobinages, ainsi que pour l'agencement des deux condensateurs d'accord (C_6 , C_7), dont l'un sert d'ajustage gros, l'autre de vernier. En ajoutant les éléments R_{18} et R_{19} , dessinés en pointillé, on obtient également un vernier pour l'ajustage de réaction.

A la sortie de l'amplifica-

teur à réaction, on a prévu le circuit L_3 , C_{12} , destiné à dériver vers la masse le bruit BF qu'engendrent T_1 et T_2 , tout en laissant passer le signal HF vers la diode de démodulation (D). Ce circuit n'est pas indispensable, car souvent le bruit d'antenne sera déjà suffisamment fort pour couvrir presque entièrement le bruit propre des transistors d'entrée.

Après la démodulation, l'amplification BF est assurée, dans le montage de la figure 3, par un amplificateur opérationnel intégré, $\mu A 741$ ou équivalent, qui délivre une puissance largement suffi-

sante pour le fonctionnement sur écouteur. L'utilisation d'un haut-parleur est également possible, si on l'adapte par un transformateur dont l'impédance, au primaire, est comprise entre 500 et 2 000 Ω . Le circuit comporte une commande de tonalité (R_8), et le gain BF peut être ajusté par R_{11} qui permet de modifier la contre-réaction du circuit intégré. En fait, l'ajustage de réaction (P_1) agit également sur le gain, mais comme il modifie simultanément la sélectivité, la commande de gain par R_{11} ne fait nullement double emploi.

Le montage de la figure 4,

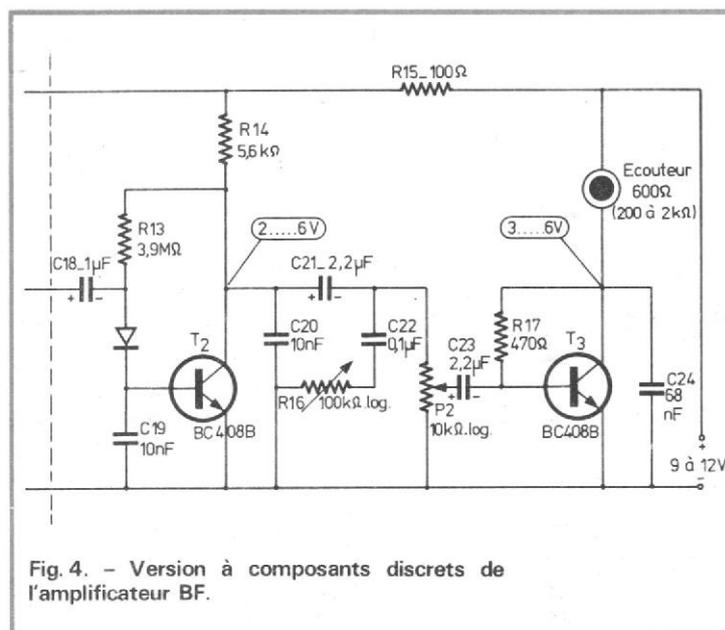


Fig. 4. - Version à composants discrets de l'amplificateur BF.

s'adaptant au trait pointillé vertical à celui de la figure 3, est une version à transistors discrets pour l'amplificateur BF. Les commandes de tonalité et de gain sont respectivement assurées par R_{16} et P_2 . Le rendement global est approximativement identique à celui du montage à circuit intégré, mais le nombre de composants est légèrement plus grand. En revanche, la version à composants discrets s'implante plus facilement sur un circuit imprimé. Ainsi qu'on le verra plus loin, elle donne lieu à un cheminement moins tortueux des connexions.

REALISATION

Les figures 5 et 6 donnent les plans de connexion et d'implantation pour le schéma de la figure 3, alors que les plans correspondant à la version à éléments discrets (fig. 4) sont contenus dans les figures 7 et 8. Dans ce dernier cas, l'utilisation d'une platine à bandes (Veroboard) est possible sans trop de difficultés. Par ailleurs, il n'est pas nécessaire de choisir, pour le circuit imprimé, un isolant à faibles pertes HF, car bobinages et

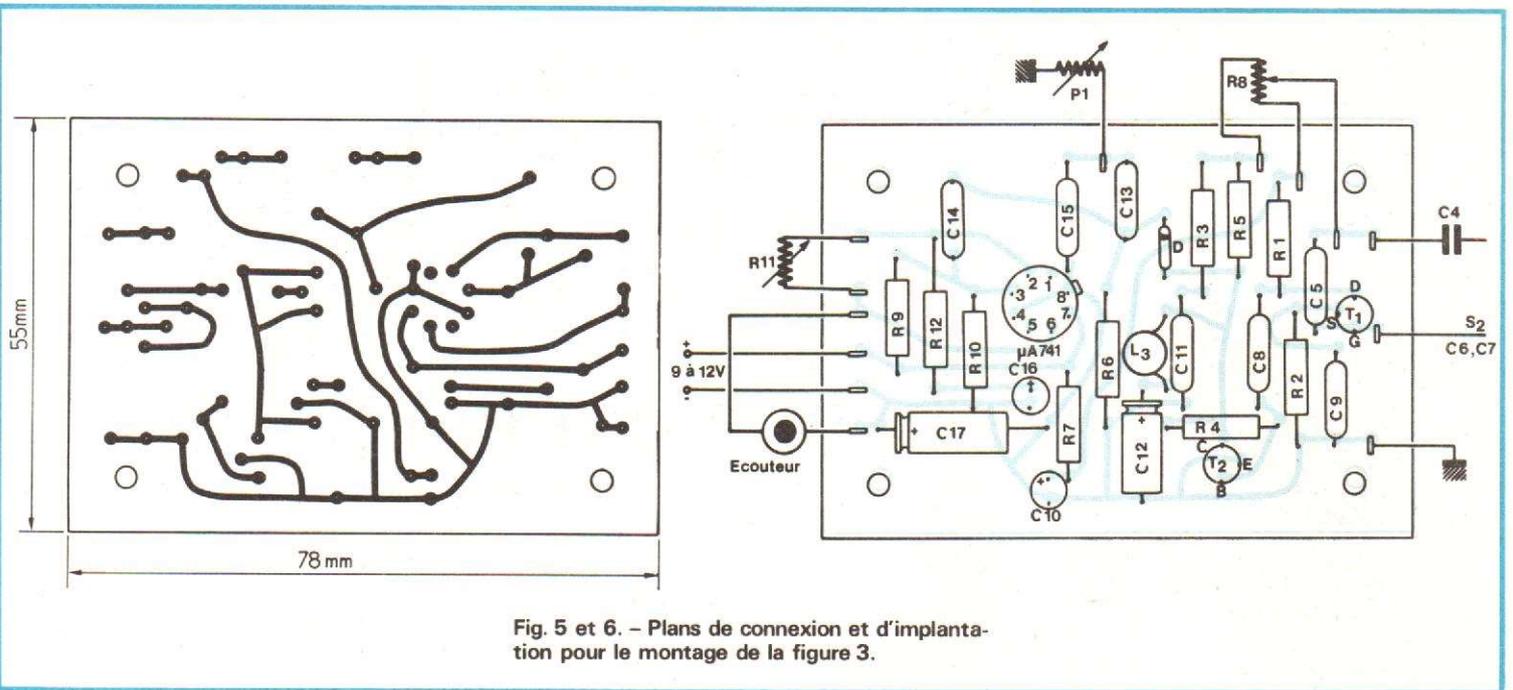


Fig. 5 et 6. - Plans de connexion et d'implantation pour le montage de la figure 3.

condensateurs variables se trouvent montés à part.

Les bobinages d'accord, illustrés par la figure 9, ont été réalisés sur des mandrins « Lipa » d'un diamètre de 10 mm et d'une longueur utile de 25 mm, munis de noyaux d'ajustage. L'enroulement L_{12} n'est pas directement appliqué sur ce mandrin, mais sur une carcasse à sillons (permettant un bobinage à spires espacées) qu'on glisse sur le mandrin. Les données de ces bobinages sont :

L_{11} : 2,5 spires, fil isolé de 0,5 ou 0,6 mm.

L_{12} : 6 spires, fil nu de 0,7 ou 0,8 mm.

L_{21} : 5,5 spires, fil isolé de 0,2 à 0,3 mm.

L_{22} : 19 spires, fil isolé de 0,3 ou 0,4 mm.

L'isolement des fils peut être constitué indifféremment par un émail ou par un guipage ; dans le cas de L_{11} , on peut même utiliser du fil de câblage. Des mandrins d'un diamètre inférieur à 10 mm sont utilisables, si on augmente quelque peu tous les nombres de spires. Comme le montrent les photos illustrant cet article, les bobines sont à

monter sur une petite plaque isolante qu'on fixe, à son tour, par deux tiges filetées sur le contacteur de gammes. Les liaisons électriques sont à effectuer par des fils de câblage bien rigides (diamètre 0,8 mm ou plus).

Le bobinage L_3 (facultatif, voir plus haut) a été réalisé sur un bâtonnet (creux) de ferrite d'un diamètre de 4,1 mm et d'une longueur de 15 mm environ (Ferroxcube 3 B ou matériau équivalent). On y enroule une seule couche de spires jointives, en fil émaillé de 0,1 mm ou moins, et ce en

laissant le bâtonnet libre à une extrémité, sur 4 à 5 mm. Cette extrémité est ensuite à coller dans un trou de diamètre correspondant, qu'on perce dans la platine imprimée. L'enroulement peut être fixé sur le bâtonnet par quelques gouttes de colle ou de cire.

DISPOSITION DES COMMANDES

Le condensateur variable de 240 pF (approximativement) peut être constitué par

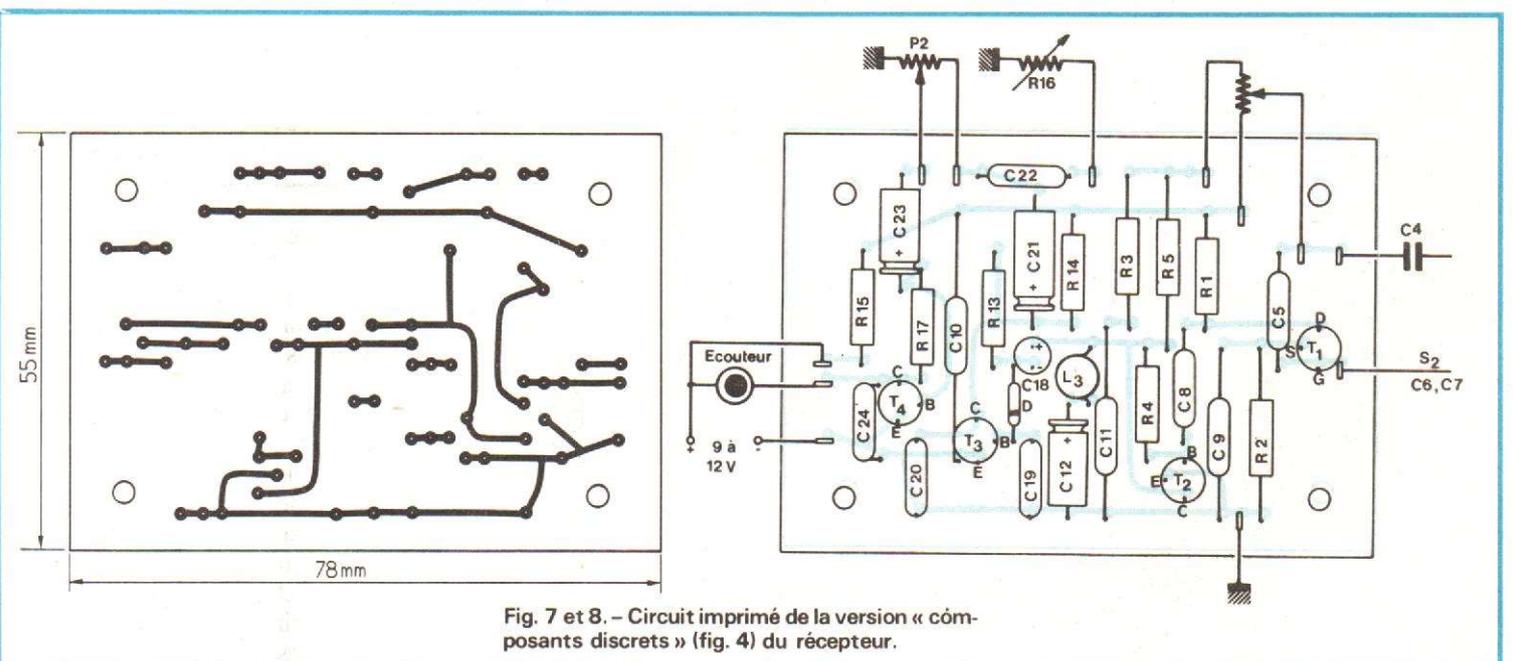


Fig. 7 et 8. - Circuit imprimé de la version « composants discrets » (fig. 4) du récepteur.

la cage « accord » d'un modèle pour récepteurs à transistors, à lames demi-circulaires. On aura avantage à utiliser un condensateur dont l'isolement est en céramique (stéatite). La section à utiliser est celle qui se trouve immédiatement à côté de l'axe de commande. Un modèle comportant des condensateurs pour modulation de fréquence est utilisable, il suffit de ne pas

connecter ces condensateurs. Par contre, les condensateurs miniatures à diélectrique plastique, présentent des pertes trop importantes pour l'application envisagée.

Pour C_7 , on utilise un petit condensateur variable de 2×11 pF (ou 2×10 à 2×12) pF, pour modulation de fréquence, les deux sections étant à connecter en parallèle. Comme cadran, on a utilisé,

dans la maquette, un rapporteur d'angles, conjointement avec un fil rigide qu'on fixe sur l'axe du condensateur. La démultiplication, indispensable notamment pour l'accord exact sur une émission à bande latérale unique, a été assurée par un système à disque et ficelle. Pour celui n'ayant pas l'habitude de ce genre de mécanique, l'utilisation d'un bouton démultipli-

teur, tel qu'il est offert par certains annonceurs de la revue, peut être préférable.

L'utilisation de deux condensateurs variables, « gros » et « fin » permet une subdivision de chacune des deux gammes d'ondes du récepteur en 12 à 13 sous-gammes, si bien que toute la plage de réception se trouve finalement étalée sur une longueur de cadran de 4 m envi-

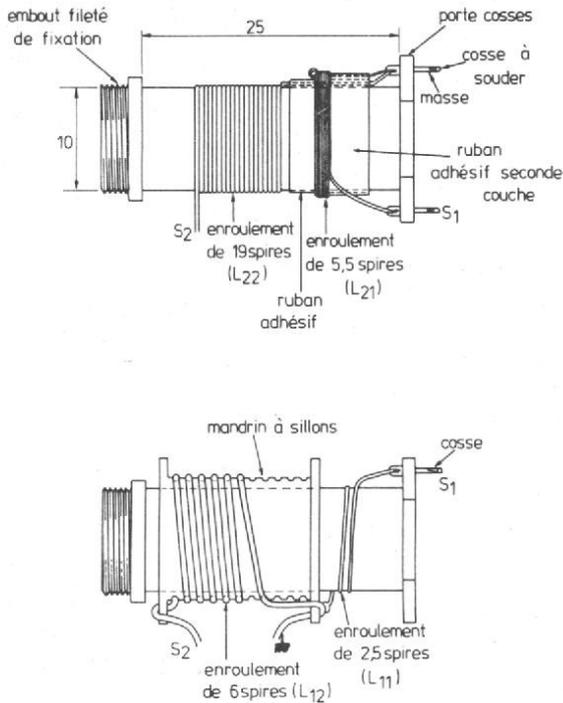


Fig. 9. - Réalisation des bobinages.

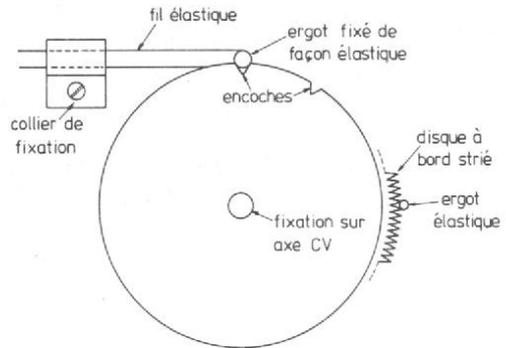


Fig. 10. - Muni d'un disque à encoches, le condensateur d'accord « gros » peut être verrouillé sur des positions précises, ce qui permet d'étalonner le cadran du vernier.

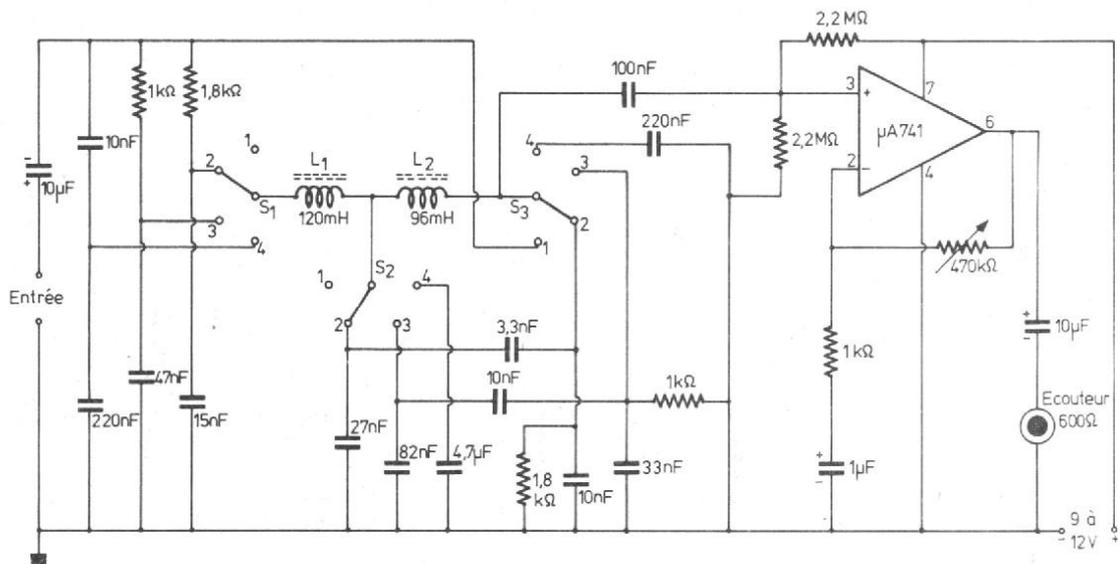


Fig. 11. - Ce filtre, utilisable aussi avec d'autres récepteurs, limite la bande BF à 3 ou 5 kHz, et peut également être commuté en filtre de bande (1 kHz), pour la télégraphie.

ron. La recherche des stations est ainsi beaucoup plus facile que dans le cas d'un récepteur de type courant.

Ce qui est plus intéressant encore, c'est la possibilité de retrouver une station donnée sur un repère du cadran. Bien entendu, cela implique la nécessité d'un calage extrêmement précis du condensateur d'ajustage « gros », et l'expérience montre qu'un simple repère, tracé sur le cadran correspondant, ne peut donner satisfaction. On devra donc réaliser une sorte d'encliquetage, comme sur un contacteur rotatif, mais avec une précision mécanique meilleure. Pour cela, on pourra s'inspirer du dessin de la figure 10, où on a représenté un disque métallique dont le diamètre pourra être de 60 à 80 mm, et qu'on fixe sur l'axe de C_6 . Dans le bord de ce disque, on pratique de petites encoches triangulaires, dans lesquelles un ergot vient se loger lorsqu'on tourne le disque. Pour cet ergot, on peut parfaitement utiliser un fil d'acier de 1 mm environ. En-dessous du disque, on le replie à l'angle droit, et on le fixe, sur le panneau du récepteur, à une distance de quelques centimètres, pour obtenir l'élasticité nécessaire. Bien entendu, la largeur des encoches du disque doit être légèrement inférieure au diamètre du fil élastique.

Une autre solution, du moins provisoire, est illustrée dans la partie droite du dessin de la figure 10. On utilise un disque à bord strié ou crénelé, en l'occurrence un bouton de commande d'accord de petit récepteur, bouton normalement monté de façon à n'être accessible que par le bord. Un tel disque possède, bien entendu, beaucoup plus de positions, mais cela peut être un avantage lors des premières expériences avec le récepteur. A moins de disposer d'un générateur HF, il n'est, en effet, pas facile de déterminer immédiatement le recouvrement des diverses sous-

gammes, ou encore la position de C_6 permettant de couvrir entièrement à l'aide de C_7 , telle ou telle bande de radiodiffusion ou d'amateurs. Pour ces localisations de fréquences, on pourra surmonter le disque strié d'un cadran sur lequel on trace provisoirement des repères au crayon, et quand on sera sûr des emplacements de ces repères, on pourra réaliser un disque métallique à encoches, beaucoup moins soumis à usure que le bouton à bord strié.

Les photos de la maquette montrent que celle-ci a été réalisée par l'assemblage de trois tôles pliées en U. La plus petite constitue le fond et ne supporte que le circuit imprimé. La plus grande porte les commandes, et on remarque que trois de ces commandes, gain (R_{11} ou P_2), tonalité (R_8 ou R_{16}) et réaction « fin » (R_{18}) se trouvent montées sur le flanc de droite. Cela n'est peut-être pas nécessairement très esthétique, mais, étant donnée la configuration de la main humaine, il se trouve qu'un bouton latéral se manœuvre plus facilement qu'un bouton frontal. De plus, cette disposition permet de gagner de la place.

La face avant du récepteur est constituée par une troisième tôle pliée en U, servant à cacher le disque d'encliquetage, ainsi que les ficelles

d'entraînement du cadran de droite. Les douilles d'antenne sont montées sur la face latérale de gauche, et ce de façon qu'on puisse y adapter une plaquette isolante portant d'un côté une antenne télescopique (reliée à A_3), et de l'autre côté des fiches bananes à embout fileté, se logeant dans les douilles d'antenne.

FILTRE BF

Le circuit à réaction très progressive permet une synchronisation du récepteur sur la station reçue, et la sélectivité qui en résulte est généralement suffisante pour que l'émission du canal voisin devienne inintelligible. Mais elle ne sera pas nécessairement inaudible, et on entendra souvent le passage d'éclats stridents, accompagnés de sifflements entre porteuses.

Or, ces phénomènes correspondent à des fréquences élevées, et puisque la bande des fréquences transmises par les émetteurs ondes courtes se trouve limitée à 3 ou 5 kHz, on peut les atténuer très largement par un filtre BF. Bien entendu, un tel filtre peut aussi être utilisé pour d'autres types de récepteurs, et sur les gammes de radiodiffusion en ondes moyennes ou longues, il

permet également une amélioration substantielle du confort de réception. On aura donc avantage à ne pas le monter de façon inamovible dans le récepteur décrit plus haut.

Le schéma de la figure 11 montre que le filtre proposé est un circuit en « Pi » à deux cellules. Il comporte un contacteur dont la première position correspond à un « passe-tout » (filtre hors circuit), la seconde à une fréquence supérieure de coupure de 5 kHz, la troisième à une limite de 3 kHz, alors que la dernière, utile seulement en télégraphie, fait fonctionner les bobinages du filtre suivant le principe des circuits couplés, et ce sur une fréquence voisine de 1 kHz. A la sortie, on a prévu un étage d'amplification, non seulement utile en tant qu'adaptateur d'impédances, mais pouvant également fournir un gain supplémentaire assez important.

Les bobines ont été réalisées à l'aide de pots de ferrite d'un diamètre de 18 mm et d'une hauteur de 11 mm, inductance spécifique de $A_L = 400 \mu F/sp^2$, matériau Ferroxcube 3 H1. On utilisera un fil émaillé de 0,1 à 0,12 mm pour enrouler 550 spires pour L_1 , et 490 spires pour L_2 . Un pot de ferrite de taille plus grande, mais également donné pour $A_L = 400$, est utilisable sans modification, sauf qu'il per-

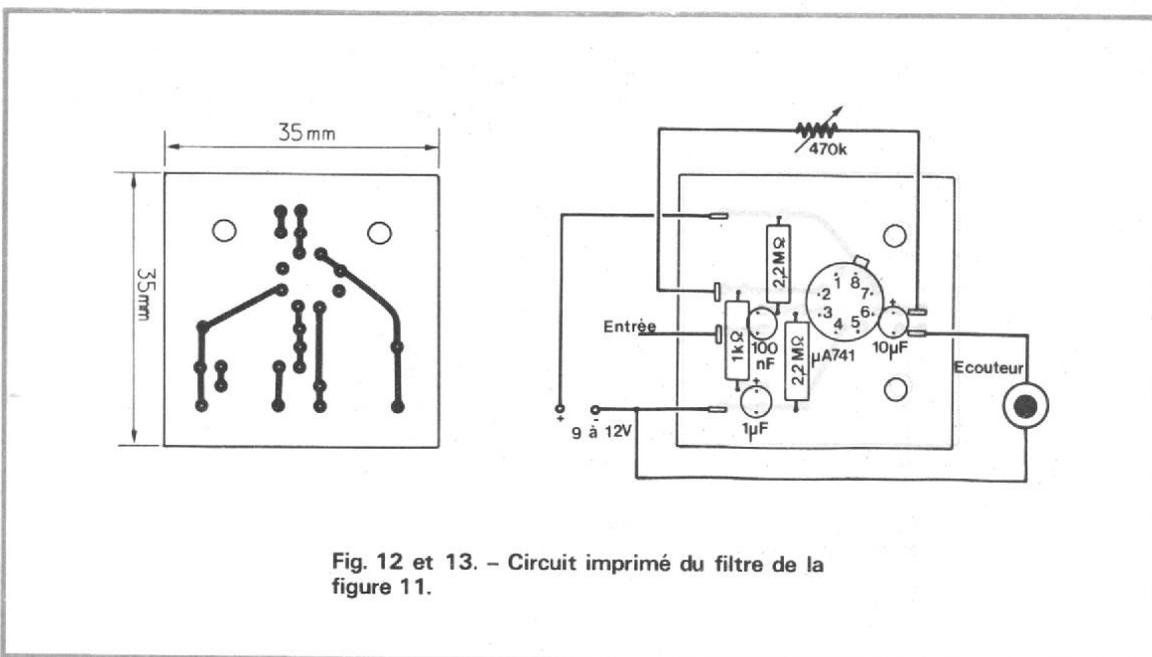


Fig. 12 et 13. - Circuit imprimé du filtre de la figure 11.

met l'emploi de fil plus gros. En cas de valeur différente de A_L , on doit recalculer le nombre de spires, sachant que ce nombre est inversement proportionnel à la racine carrée du nombre A_L .

La plupart des composants du filtre pouvant être câblés autour du contacteur, on n'a prévu un circuit imprimé que pour l'étage d'amplification (fig. 12 et 13). La figure 14 montre les courbes de réponse qui ont été relevées dans les trois fonctions de filtrage du circuit, et ce en utilisant, pour le montage, des résistances d'une tolérance de 5 %, et des condensateurs d'une tolérance de 10 %. Il est à noter que des composants d'une tolérance aussi large ne seraient pas utilisables dans le cas d'un filtre actif, où l'incidence de la dispersion sur la réponse est nettement plus forte.

EXPERIENCES ET RESULTATS D'ECOUTE

Pour faire l'« apprentissage » du récepteur à réaction, on commencera à travailler sur antenne télescopique (50 à

100 cm) et sur la première gamme du récepteur (3,3 à 9,6 MHz), les deux condensateurs variables étant ajustés approximativement en position médiane. On augmente progressivement le taux de réaction en déplaçant le curseur de P_1 du positif de l'alimentation vers l'extrémité connectée sur R_5 . Si, par hasard, on s'était accordé sur une fréquence où aucune station ne travaille, l'« accrochage » de la réaction (passage dans la zone d'oscillations spontanées) se traduit simplement par un léger bruit de fond. Dans le cas contraire, c'est des sifflements ou des signaux télégraphiques qu'on entend.

Pour la recherche des stations, on aura avantage à modifier les condensateurs d'accord (C_6, C_7) tout en retouchant la commande de réaction de façon à rester toujours très près de cette « limite d'entretien » à partir de laquelle les oscillations spontanées (ou sifflements) se manifestent. Grâce à ces sifflements, on peut même localiser un émetteur qui se trouve « muet » à un instant donné. En diminuant C_6 , on pourra maintenant aller à la recherche de la bande de radiodiffusion des 49 mètres (5,95 à

6,2 MHz), où de nombreux émetteurs sont en service jour et nuit. On pourra alors s'exercer en matière d'ajustages d'accord, de réaction, de gain, de tonalité, de longueur d'antenne, etc.

Passant ensuite à des fréquences plus élevées, on constatera que les ajustages commencent à devenir beaucoup plus délicats à partir de 15 ou 20 MHz. Parallèlement, le nombre de stations semble devenir de plus en plus réduit, quand on monte en fréquence, du moins dans certaines bandes ou à certaines heures. Il s'agit là d'un phénomène de propagation rendant impossible l'écoute de stations relativement proches, tout en favorisant la réception intercontinentale. C'est-à-dire qu'à partir de 15 MHz, on a une réception plus sporadique, mais souvent aussi plus intéressante. Sur ces mêmes fréquences, l'utilisation d'une antenne extérieure peut être avantageuse. Expérimentalement, on déterminera celle des trois entrées d'antenne qui donnera le meilleur confort d'écoute. Mais la capacité de l'antenne influe sur l'accord qu'il faut donc modifier, quand on change d'antenne ou quand on accède par une entrée différente.

Les émissions en bande latérale unique restent intelligibles avec un récepteur de type courant. Avec celui à réaction, on peut les rendre compréhensibles, moyennant un ajustage très précis. Pour cela, il convient de travailler en ajustant la réaction non pas avant la limite d'entretien, comme pour l'écoute d'un émetteur de radiodiffusion, mais bien immédiatement après cette limite, c'est-à-dire dans la zone des sifflements. On arrive ainsi à restituer la porteuse (qu'on supprime dans les émetteurs à bande latérale unique) avec un niveau suffisant pour qu'une démodulation correcte devienne possible. Or, si la qualité de réception d'une émission de radiodiffusion ne souffre encore nullement d'un désaccord de plusieurs centaines de hertz, quelques dizaines de hertz affectent déjà celle d'une émission à bande latérale unique. On doit donc obtenir une précision d'accord au moins dix fois plus grande, sans autre possibilité de contrôle que l'oreille.

Néanmoins, la précision d'accord sera d'autant moins critique que la fréquence de travail sera plus basse. On aura donc avantage à commencer les expériences sur la bande d'amateurs de 80 m (3,5 à 4 MHz) où on peut capter de nombreuses émissions le dimanche. Il faudra, toutefois, une certaine patience, avant qu'on n'arrive à capter correctement une première émission. Sur des fréquences plus élevées, cela sera encore plus difficile, et la stabilité imparfaite du récepteur nécessitera de nombreuses retouches.

Peut-être déroutant au départ, ce récepteur se révélera comme une petite merveille au bout de peu de temps d'usage. Certes, le charme de ses imperfections vous lassera un jour, et vous voudrez mieux. L'expérience acquise vous aidera alors à trouver ou à réaliser ce qu'il vous faut.

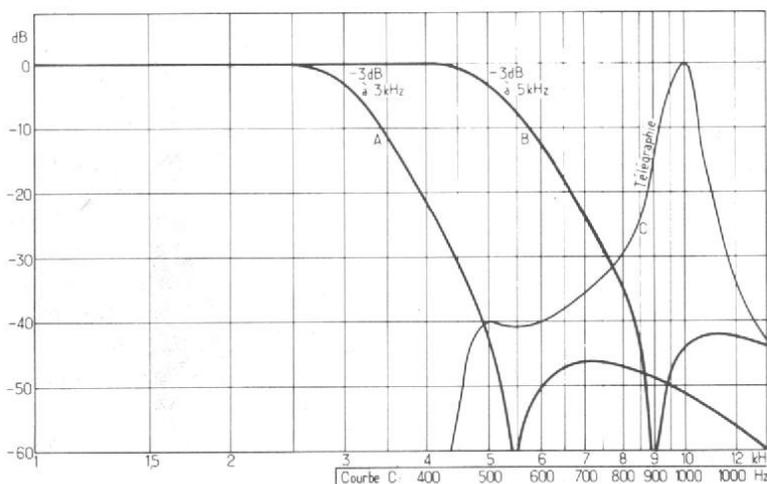


Fig. 14. - Courbes de réponse du filtre BF de la figure 11.

QU'EST-CE QUE LE DOLBY ?

VOILA une question que nous retrouvons fréquemment parmi le courrier de nos lecteurs. Aussi bien, avons-nous décidé d'expliquer d'une façon aussi simple que possible ce qu'est le Dolby et comment cela fonctionne.

Si nous sommes possesseurs d'un magnétophone à bande ou à cassette, nous pouvons nous livrer à quelques expériences.

Si nous effectuons un premier enregistrement à partir d'une source musicale quelconque (tourne-disque, tuner FM, etc.) et qu'il s'agisse d'une musique puissante, soutenue et permanente, lorsque nous repasserons la bande, nous entendrons cette musique uniquement ; elle ne sera affectée d'aucun bruit de fond.

Dans une deuxième expérience, amenons le potentiomètre de gain à zéro et effectuons un nouvel « enregistrement » (si l'on peut s'exprimer

ainsi) ; en fait, nous procédons là à un « enregistrement » sans signal. Ensuite, écoutons ce nouvel enregistrement, le potentiomètre de volume étant réglé pour la puissance habituelle d'audition : nous

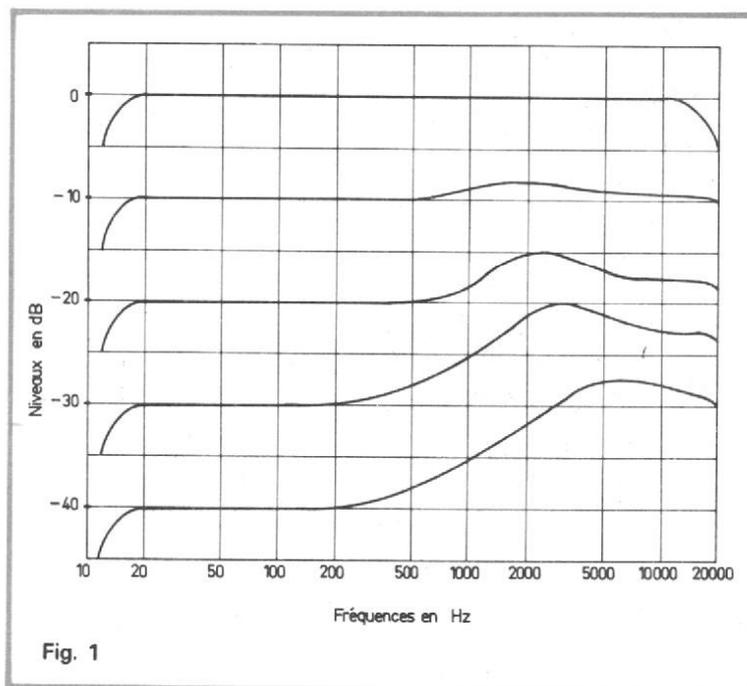
entendons simplement que le souffle, le bruit de fond.

Ce souffle est un signal indésirable qui existe sur la bande magnétique (bobine conventionnelle ou cassette) de tous les enregistrements, et

les essais que nous venons de faire permettent de le mettre en évidence... notamment lors de la seconde expérience. En réalité, lors de la première expérience, le souffle était masqué par les puissants signaux musicaux enregistrés, mais il existait néanmoins sur la bande.

Maintenant, dans une troisième expérience, au lieu d'enregistrer une musique puissante continue, nous allons enregistrer une partition musicale avec des pianissimi et des fortissimi ; à l'audition de la reproduction, le souffle sera masqué pendant les fortissimi, mais apparaîtra dans les pianissimi. Et c'est ici, nous le verrons plus loin, qu'intervient le système Dolby.

Il faut ajouter à cela que certains magnétophones « soufflent » plus que d'autres. Nous éliminons évidemment le magnétophone de « bataille », bon marché, mal



conçu, qui a son souffle intrinsèque propre, bien qu'ayant une bande passante restreinte notamment du côté des fréquences élevées ! Nous pensons au contraire au magnétophone à haute fidélité ; plus il sera riche dans la reproduction des aiguës, plus il sera apte à reproduire le souffle.

Ray Dolby, promoteur du dispositif qui porte son nom, eut donc l'idée suivante : puisque les fortissimi masquent le souffle, il n'y a pas lieu de s'occuper de ce qui se passe dans ce cas là ; par contre, comme le souffle apparaît dans les pianissimi, c'est ici (et ici seulement) qu'il convient d'agir. Lors de l'enregistrement, lorsqu'il y aura un pianissimo, l'amplitude du signal sera augmentée ; les pianissimi seront donc enregistrés à un niveau supérieur à ce qu'ils sont en réalité. Lors de la reproduction, nous procéderons de façon inverse et le signal reproduit sera conforme au signal d'origine. Toute l'astuce du dispositif se situe dans cet exposé.

A l'enregistrement, le souffle qui aurait été égal (sans Dolby) au signal, va se retrouver par exemple à 8 ou 10 dB au-dessous. A la reproduction, nous diminuons le signal de 8 ou 10 dB, mais en même temps, nous réduisons le souffle de 8 à 10 dB (puisque le souffle fait partie du signal). Dans cet exemple, le système Dolby permet donc d'améliorer de 8 à 10 dB le rapport « signal/bruit ».

Le principe du Dolby étant

défini, il nous reste à voir comment cela fonctionne. A l'enregistrement, on peut le concevoir aisément, puisque théoriquement, il suffit de réaliser une expansion dynamique des signaux faibles en respectant l'amplitude des signaux forts.

Mais à la reproduction, comment va-t-on savoir à quel moment il faut compresser le signal et quel devra être le taux de cette compression pour qu'il soit égal au taux d'expansion de l'enregistrement afin que les signaux musicaux retrouvent leur amplitude d'origine. Reportons-nous aux courbes de la figure 1 données à titres d'exemple. Le niveau 0 dB correspond au signal maximal enregistrable (donc aux fortissimi) ; le niveau - 40 dB correspond au signal le plus faible (pianissimi). Les courbes représentent les signaux expansés qui seront enregistrés. Au niveau 0 dB, aucune correction n'est apportée. Par contre, lorsque la valeur moyenne du signal se situe à - 10 dB, nous appliquons une légère expansion de + 2 dB environ à 2 000 Hz (l'action de l'expansion commençant à se faire légèrement à partir de 500 à 1 000 Hz). Si le signal à enregistrer se situe à un niveau de - 20 dB, l'expansion sera de l'ordre de + 5 dB à 2 000 Hz, et ainsi de suite. A - 40 dB, l'expansion sera de + 8 dB environ à 2 000 Hz et de 12 dB à 10 000 Hz.

Il est très important de noter et de bien comprendre

que l'expansion est maximum vers les aiguës, et que son taux devient de plus en plus important au fur et à mesure que le niveau général des signaux à enregistrer devient faible.

Pour essayer de fixer les idées de nos lecteurs, nous allons supposer que dans notre amplificateur d'enregistrement, nous disposons d'un système à 5 seuils (ceci est vu d'une manière volontairement élémentaire, afin de respecter par ailleurs les indications de la figure 1). Lorsque les signaux appliqués sont au niveau zéro, ils traversent le premier seuil et l'amplification reste égale à 1, car ces signaux seront bloqués par le second seuil situé à - 10 dB.

Si les signaux appliqués sont à - 10 dB, ils traverseront le premier seuil puis le second, mais seront bloqués par le troisième seuil situé à - 20 dB. Le premier dispositif de commande d'expansion va donc intervenir et donner aux signaux une expansion de l'ordre de + 2 dB à 2 000 Hz. Et ainsi de suite, l'opération se répétant pour les seuils suivants en fonction du niveau des signaux appliqués.

Pour la reproduction, nous allons mettre en œuvre un dispositif rigoureusement identique (avec des seuils progressifs de fonctionnement), mais dont le système commandera non pas une expansion, mais une compression du signal.

En réalité, on ne procède pas par seuils brutaux ; pratiquement, le fonctionnement du dispositif est bien celui que

nous venons d'exposer, mais il agit d'une façon progressive permanente (sans seuils successifs).

Ces deux modes de fonctionnement, à l'enregistrement et à la lecture, sont schématisés respectivement sur les figures 2 et 3. Lors de l'enregistrement (fig. 2), une partie suramplifiée du signal est ajoutée au signal d'origine suivant le système de « codage » indiqué. Le signal à enregistrer est réparti en deux voies. La voie principale normale ne modifie pas ce signal ; la voie parallèle auxiliaire sélectionne les composantes de faibles amplitudes et de fréquences élevées (approximativement à partir de 1 000 Hz) devant être recombinaées par addition avec le signal principal. Lorsque le signal (b) issu du circuit parallèle augmente, la fréquence de coupure du filtre variable croît (déplacement du sommet de la courbe vers les fréquences plus élevées). Ce circuit parallèle est représenté sur la figure 4. Dans tous les cas, les signaux issus de la voie parallèle, quels qu'ils soient, sont toujours ajoutés aux signaux de la voie normale principale.

Lors de la reproduction (fig. 3), un système de « codage » identique à celui utilisé à l'enregistrement, permet de détecter la suramplification ajoutée ; elle est soustraite du signal enregistré et l'on retrouve donc le signal d'origine à la sortie de l'amplificateur. Ici, le dispositif parallèle de la figure 4 est placé

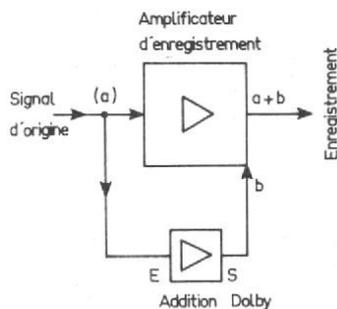


Fig. 2

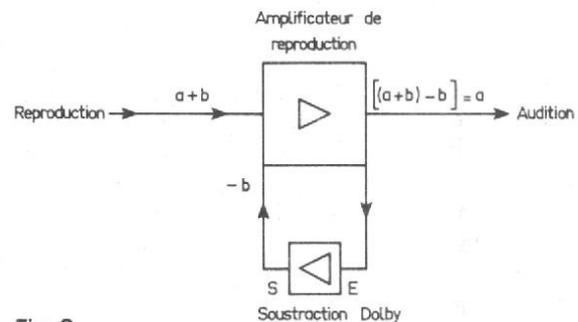


Fig. 3

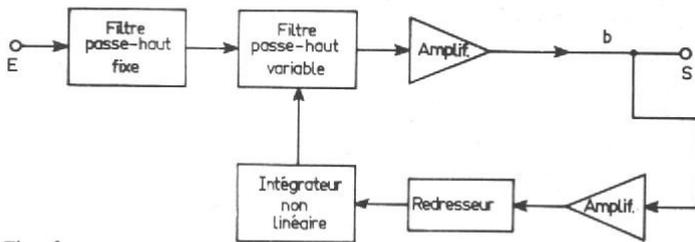


Fig. 4

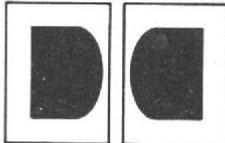


Fig. 5

dans une boucle de contre-réaction (fig. 3) ; procédant en opposition de phase, par soustraction, l'effet inverse du précédent est obtenu. Le signal de sortie (a) est alors conforme au signal d'origine.

Nos explications et nos figures ne doivent être prises que comme des éléments d'information élémentaires, volontairement simplifiés dans le but de faire comprendre le fonctionnement du système qui est en fait relativement complexe.

CASSETTES « DOLBYLISÉES »

Nous voulons parler ici des cassettes commerciales pré-enregistrées (ou musicassettes). Si ces cassettes ont été enregistrées avec le système Dolby B, elles devraient normalement être reproduites sur un lecteur de cassettes comportant également le système Dolby, lequel effectuera la compression nécessaire pour redonner les niveaux d'origine aux signaux reproduits.

Pour éviter les confusions avec les bandes normales, les cassettes dolbylisées portent le sigle normalisé, le double D, représenté sur la figure 5 ; cer-

taines cassettes portent en outre la mention « Dolby system ». De plus, soit sur la cassette, soit sur la feuille de programme, on peut généralement lire les indications suivantes : « Cette cassette a été enregistrée selon le système Dolby B. Afin d'obtenir une qualité de son optimale sur un lecteur équipé avec le système Dolby, enclencher la touche Dolby. Sur un lecteur non équipé, réduire si nécessaire légèrement le niveau des aiguës ».

Les revendeurs et les auditeurs semblent être d'accord pour affirmer que les cassettes dolbylisées peuvent être reproduites parfaitement sur tous les lecteurs de cassettes, et que généralement le son est meilleur même si le reproducteur n'est pas équipé du système Dolby. Cela peut se concevoir aisément puisqu'avec la plus grande richesse des aiguës, on est tenté de les atténuer légèrement et en conséquence, on atténue simultanément le souffle indésirable.

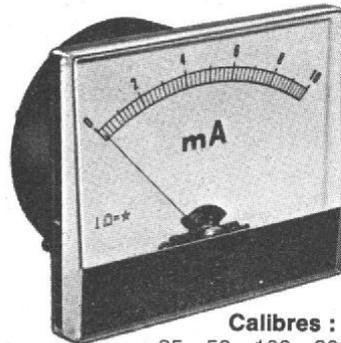
Roger A. RAFFIN

elc en dépannage ou en atelier, toujours à portée de la main



oscilloscope SC 754

- Encombrement réduit : larg. 205, haut. 75, prof. 300 mm
- Poids : 3,500 kg
- Bande passante : du continu à 12 MHz
- Sensibilité : en 12 positions étalonnées et compensées en fréquence de 20 V à 5 mV par division
- Synchronisation : interne ou externe, normale, TV ligne ou TV image. Un dispositif permet de désentrelacer ou de désalterner en TV image
- Accessoires : housse de transport et sonde directe 1/10 par commutation



galvanomètre

Classe de précision : 1,5

Gamme :

Modèle 52 : 52 mm x 42 mm

Ø fût : 38 mm

Modèle 70 : 70 mm x 56 mm

Ø fût : 50 mm

Modèle 87 : 87 mm x 72 mm

Ø fût : 65 mm

Modèle 124 : 124 mm x 96 mm

Ø fût : 76 mm

Calibres : • 15 µA (uniquement en 87 et 124)

• 25 - 50 - 100 - 200 - 500 - 1 000 µA

• 1 - 5 - 10 - 50 - 100 - 500 - 1 000 mA

• 1 - 2 - 3 - 5 - 10 A • 50 - 100 1 000 mV

• 1 - 5 - 10 - 15 - 20 - 25 - 30 - 50 - 100 - 300 - 500 V

• 50 - 250 - 300 - 400 - 500 V alternatif

elc

Menthon St Bernard - Col de Bluffy
74290 Veyrier du Lac - tél. (50) 44 87 20

Je désire une documentation complète sur :

- oscilloscope SC 754
 alimentations stabilisées galvanomètres
 générateurs testeurs de transistors

société

nom

tél.

fonction

adresse

les sonospheres®

UN NOUVEAU STYLE DANS LA REPRODUCTION SONORE

La qualité des enceintes closes actuelles est largement due aux exceptionnelles performances des haut-parleurs modernes. Les coffrets très généralement en usage, de forme parallélépipédique, doivent nécessairement présenter une grande rigidité et de sévères dispositions sont respectées afin d'éviter toute résonance perturbatrice. Or la sphère, de par ses propres caractéristiques, est l'enceinte close idéale, gage d'exceptionnelles performances.

SPR 16

Modèle d'une présentation et d'une finition luxueuse. Cette sonosphère est munie du nouveau haut-parleur HD-11-P25 à suspension extra-souple, large bobine et circuit magnétique sur-dimensionné. Utilisation : stéréo, ambiance musicale, extension d'installations Hi-Fi, etc. 100 à 16.000 Hz. 15 watts maxi. 4-5 ohms. 1,200 kg. Cordon à fiche DIN de 2,50 m. Finition : noir, coq-de-roche, blanc, chromé.

SPR 20

Les qualités acoustiques de cette enceinte close sphérique lui permettent de prendre place dans la gamme Hi-Fi auprès des grands coffrets. Deux voies : 1 Boomer + 1 Tweeter. Permet d'équiper des chaînes de 20 watts RMS. Performances incomparables. 80 à 18.000 Hz. 20 watts maxi. 4-5 ohms. 2,700 kg. Cordon à fiche DIN de 4 m. Finition : noir (laque Epoxyde).

S 12S

Haut-parleur sphérique particulièrement destiné à être encastré dans un plafond ou une paroi; grande facilité d'orientation par rotule; projection de l'onde sonore dans la direction désirée. A utiliser pour toute installation de sonorisation nécessitant une présentation impeccable. 10 watts maxi. 4-5 ohms. 0,700 kg. Finition : chromé.

SP 12

Haut-parleur sphérique à pied magnétique orientable. Utilisations multiples : posé, accroché ou suspendu. Pour petites chaînes, magnétophones, sonorisation d'ambiance, source sonore additionnelle pour TV, ampli... 130 à 16.000 Hz. 10 watts maxi. 4-5 ohms. 0,700 kg. Finition : noir, coq-de-roche, blanc, chromé.

SPR 12

Même modèle que ci-contre mais avec socle plastique, orientable et non séparable. Conseillé pour voiture, camping, marine, etc.

S 12

Haut-parleur semi-sphérique, à fixer dans l'orientation voulue sur toute paroi ne permettant pas d'encastrement. Facilité d'installation. Présentation très soignée. Pour voiture, ambiance, appels sonores. 6 watts maxi. 4-5 ohms. 0,500 kg. Finition : noir (Epoxy).

AUDAX

- SOCIÉTÉ AUDAX - 45, Av. Pasteur, 93106 MONTREUIL
Tél : 287.50.90 - Télex : AUDAX 22.387 F
Adr. Télég. : OPARLAUDAX-PARIS
- SON-AUDAX LOUDSPEAKERS LTD
- AUDAX LAUTSPRECHER GmbH
- POLYDAX - SPEAKER CORP.

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES composants électroniques sont formés de matériaux divers plus ou moins sophistiqués, qui peuvent être classés en trois catégories : conducteurs, isolants, et semi-conducteurs. Les premiers sont des métaux ou des alliages, et les derniers, les plus récents, attirent spécialement l'attention depuis quelques années.

Les qualités des composants électroniques dépendent de celles des matériaux avec lesquels ils sont préparés ; ces matériaux sont étudiés améliorés et modifiés suivant les caractéristiques nécessaires pour constituer les éléments destinés à des applications diverses.

Ces modifications et ces transformations ne sont pas toujours déterminées uniquement par des raisons techniques ; la crise de l'énergie, les variations importantes des cours des matières premières ont amené à rechercher des matériaux dont les prix sont les plus réduits, et qui peuvent être fournis facilement aux fabricants européens. Les disponibilités sont limitées pour l'argent, l'or, le tungstène, le plomb, le zinc, le cuivre et le bismuth en particulier ; au contraire les métaux dont les ressources sont les plus abondantes par rapport à la consommation actuelle sont notamment le nickel, le cobalt, l'aluminium, le fer et le molybdène.

L'un des facteurs les plus déterminants pour l'évolution de la consommation sera, d'ailleurs, sans doute l'industrialisation d'un certain nombre de pays du tiers monde. Même si la consommation est stabilisée dans les pays industriels, on peut prévoir une croissance de la consommation à un rythme global élevé.

Ce fait doit attirer l'attention sur une utilisation plus économique des matières premières, un meilleur recyclage et récupération des matériaux usés, l'allongement de la durée d'emploi des produits. Cette situation se manifeste pour un grand nombre de produits particuliers à usages spécialisés.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE MÉTAUX UTILISÉS

Les conducteurs utilisés en électronique sont généralement des métaux, dont chacun possède des caractéristiques propres ; la densité, c'est-à-dire le poids de l'unité de volume, le point de fusion, température en degrés centigrades ou Celsius, pour laquelle le corps passe de l'état solide à l'état liquide.

La résistivité, ou résistance spécifique, est la résistance opposée au passage d'un cou-

rant électrique par un échantillon de métal de 1 m de long et d'une surface de 1 m². Elle est exprimée en ohms ou ses multiples. On trouvera sur les tableaux 1 et 3 l'indication de la densité et de la résistivité des conducteurs en

microhms-centimètres, et sur le tableau 2 la résistance spécifique des différents alliages.

Mais, lorsque la température du métal est différente de + 15°, sa résistance varie ; il faut donc tenir compte d'un coefficient thermique du

tournez la page

infra

infra
vous
informe

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a suit and tie, talking on a telephone. To his right is a vintage camera on a tripod. The background is dark with several 'infra' logos, each consisting of a stylized bird or wing shape above the word 'infra'. The text 'tournez la page' is written in a script font inside a dark shape. Below the camera, the word 'infra' is written in a bold, sans-serif font, followed by 'vous informe' in a smaller, similar font.

Métaux et alliages	Densités
Aluminium	2,56
Argent	10,53
Cuivre	8,92
Etain	7,29
Fer	7,84
Nickel	8,9
Or	19,32
Platine	21,50
Plomb	11,37
Zinc	7,50
Bronzes	8,4 à 9,2
Bronze d'alumin.	7,4
Ferro-nickel	8,4
Laitons	7,3 à 8,4
Maillechorts	8,3 à 8,6

Tableau 1
Densités des métaux et alliages

conducteur α déterminé par la relation :

$$R = \rho \frac{l}{s} [1 + \alpha (t - 15)]$$

Dans laquelle ρ est la résistivité en ohms-cm, R la résistance, l est la longueur du conducteur en cm, s la section en cm², t la température en degrés centigrades. Les tableaux 2 et 3 montrent aussi les coefficients thermiques des principaux métaux et alliages.

La résistance des conducteurs augmente aussi avec la fréquence des courants alternatifs, en raison de l'effet pelliculaire, qui détermine une répartition non homogène des courants de haute fréquence dans la section. On peut déter-

miner les diamètres maxima des conducteurs qu'il convient d'utiliser pour que la résistance ohmique aux fréquences élevées ne dépasse pas de plus de 20 % la résistance au courant continu.

Les électrons des conducteurs sont très mobiles ; certains d'entre eux peuvent s'échapper du métal, tandis que les ions positifs tendent à les rappeler vers l'intérieur. Les électrons sont ainsi en quelque sorte prisonniers d'une barrière de potentiel entourant le métal, et pour pouvoir la franchir, ils doivent recevoir une certaine énergie ou potentiel de sortie exprimé en électron-volts.

Les métaux utilisés peuvent être préparés au moyen des traitements de métallurgie classiques, ou désormais obtenus par la métallurgie des poudres, ou frittage, qui permet d'obtenir des produits « métallo-céramiques ».

La métallurgie classique comporte trois phases ; le traitement mécanique permettant de séparer le métal de sa gangue naturelle, le traitement chimique destiné à extraire le métal, et, enfin, l'affinage permettant la purification.

La métallurgie des poudres comporte une série d'opérations et, tout d'abord, la préparation de la poudre à partir du minerai, qu'il s'agisse d'un métal pur ou d'un mélange de métaux, de deux métaux ou d'autres produits.

La deuxième opération est le pressage, dans lequel la poudre est versée dans un moule et transformée par pressage en objets de formes désirées. La troisième opération, la plus caractéristique, est le frittage, dans lequel les objets pressés sont amenés à une température voisine de la fusion sous une atmosphère protectrice, ce qui assure la dureté mécanique.

Le martelage, à raison de 2 000 à 8 000 coups à la minute, peut augmenter la dureté du métal et assurer une structure cristalline fibreuse allongée. Enfin, la cinquième opération est un traitement de

forge, de tréfilage pour les fils, ou de laminage. En électronique, on traite ainsi, par exemple, le tantale, le molybdène, et le tungstène ou wolfram.

Les alliages sont réalisés par la fusion de deux ou plusieurs métaux, ce qui permet d'obtenir des qualités particulières ; mécaniques, physiques, électriques ou électroniques. On peut ainsi faire varier l'élasticité, la dureté, la facilité de moulage, le point de fusion, la résistivité, le potentiel de sortie. Les principaux alliages sont à base de fer, de cuivre et d'aluminium.

Il faut enfin considérer les métaux plaqués permettant de dominer les caractéristiques techniques propres de chacun des métaux ou alliages parfois incompatibles entre elles sur un seul métal ou alliage. On peut ainsi obtenir une conductibilité électrique élevée, avec les caractéristiques mécaniques élastiques d'un ressort.

LE CUIVRE ET SES ALLIAGES

Le cuivre utilisé en électronique est affiné exclusivement par l'électrolyse ; sa pureté est de 99,90 % au minimum ; ses conductibilités électrique et thermique sont très élevées. Il correspond à la dénomination Cu/Al de la norme NFA.53100.

Le cuivre affiné par voie thermique à haute conductibilité a la même pureté minimale ; il est surtout destiné aux usages électriques et mécaniques, il est désigné par le terme Cu/a2 de la norme.

La densité du cuivre est de 8,96 ; le point de fusion est de 1 083 °C, sa résistivité de $1,673 \times 10^{-8}$ ohm/mètre et son potentiel de sortie de 4,46 électrons-volts.

Les avantages du cuivre au point de vue de sa conductibilité électrique et thermique sont compensés, dans certains cas au contact dans l'air par sa tenue assez faible à l'oxyda-

Métaux	Résistivités en ohms x 10 ⁻⁶	Coefficients thermiques $\alpha \times 10^3$
Cuivre électrolytique	1,5	4
Argent	1,6	3,6
Aluminium	2,9	3,4
Zinc	5,6	3,9
Fer	9,6	4,8
Nickel	12	4,38
Plomb	19	3,7
Mercuré	94	0,87
Platine	95	3,25
Wolfram	56	4,6
Tantale	16	3
Etain	13	4,5

Tableau 2
Résistivités et coefficients thermiques des métaux

Alliages	Résistivités en ohms x 10 ⁻⁶	Coefficients thermiques $\alpha \times 10^3$
Bronze phosphoreux	5,6	3,8
Bronze aluminium	13	0,7
Bronze au silicium	1,7 à 5,6	2,18
Manganin	42	0,03
Nickeline	43,3	0,227
Constantan	90	0,002
Duralumin	5	2,18

Tableau 3
Résistivités et coefficients thermiques des alliages

tion, et les températures d'emploi doivent être limitées à environ 60 °C dans l'air, si l'on veut éviter l'augmentation de la résistance de contact par oxydation et un échauffement qui risque d'augmenter.

L'argenture de surface évite l'oxydation des parties actives ; c'est pourquoi, dans certains cas, des plaquettes ou plots d'argent sont basés ou serties dans des pièces de cuivre.

Le cuivre n'a qu'une résistance limitée à l'arc de rupture ; on limite ce dernier en augmentant la vitesse d'ouverture des contacts, ou en adoptant des dispositions pour atténuer l'étincelle : bobine de soufflage, fractionnement de l'arc, absorption de l'extra-courant de rupture.

Pour éviter les fusions locales des surfaces en contact, le cuivre pur peut être remplacé par un complexe cuivre-tungstène ou cuivre-carbone.

Les alliages à forte teneur en cuivre sont constitués spécialement par le cuivre et l'argent au cadmium et à l'étain, au chrome, au béryllium et au tellure.

Si l'on ajoute au cuivre une petite quantité d'argent, on ne modifie guère la conductibilité, mais on élève la température de recuit, ce qui permet de souder à l'étain des pièces de cuivre sans que l'échauffement modifie l'état des pièces. On utilise cette propriété pour constituer des pièces d'équipement devant garder l'état écroui, tout en étant étamées, soudées ou émaillées à chaud.

Le cuivre au cadmium et à l'étain constitue un bronze à haute conductibilité. Le cadmium modifie peu la conductibilité, mais augmente la température de recuit, ainsi que la résistance mécanique. Le cuivre au chrome permet d'obtenir, à la fois une conductibilité thermique satisfaisante et de bonnes caractéristiques mécaniques par un traitement thermique. L'alliage peut supporter des températures élevées jusqu'à 400 °C.

Le cuivre au béryllium présente des caractéristiques

mécaniques très particulières ; il peut comporter 2 % de béryllium et une très faible quantité de nickel et de cobalt.

Par des combinaisons bien étudiées du pourcentage d'écrouissage et des températures de réchauffage, on peut obtenir toute une gamme de caractéristiques, depuis celles de l'alliage trempé mou, jusqu'à celle de l'alliage écroui et durci.

C'est un métal amagnétique, dont les applications sont nombreuses ; il peut servir, en particulier, pour constituer les ressorts d'instruments et, plus particulièrement, des ressorts conducteurs de courants, des diaphragmes ondulés de pression et d'étanchéité, etc.

Ce résultat paraît surprenant à première vue, en considérant les effets contraires que ces constituants produisent séparément dans le cuivre pur. Il est dû au traitement thermique spécial au moyen duquel les produits additionnels sont traités dans la solution.

Des effets de durcissement ont également été utilisés dans des séries d'alliage cuivre-cobalt et béryllium.

L'électro-déposition, ou galvanoplastie du cuivre, est utilisée très fréquemment, aussi bien pour revêtir les surfaces de travail des pièces mécaniques que pour l'extraction ou pour le raffinage du métal à partir de ces minerais. De toute façon, l'addition de

phosphore assure au bronze des qualités spéciales de résistance à la traction, une dureté et une résistance à la fatigue et au frottement.

LES DIVERS ALLIAGES DE CUIVRE

Parmi les autres alliages de cuivre, il faut considérer spécialement les maillechorts, contenant 17 à 45 % de zinc et 9 à 28 % de nickel, à grande élasticité, et à grande résistivité. En fait, la teneur en cuivre varie de 66 à 50 % pour des teneurs en nickel allant de 6 à 45 %.

Ces alliages laminables à froid ont une couleur variant du blanc jaunâtre pour les alliages pauvres, au blanc très franc pour les teneurs supérieures à 15 % de nickel et au blanc-bleu pour les alliages à 32 % et au-dessus. Leur inaltérabilité est d'autant meilleure que la teneur en nickel est plus élevée ; leur grande malléabilité les rend faciles à travailler et leurs caractéristiques mécaniques sont plutôt supérieures à celles des laitons.

Les débouchés sont importants, pour les appareils musicaux, la fabrication des douilles de connexion, ou des sélecteurs rotatifs. Leurs propriétés électriques, leur résistivité élevée alliée à leur bonne

résistance à l'oxydation les font utiliser pour la fabrication de rhéostats.

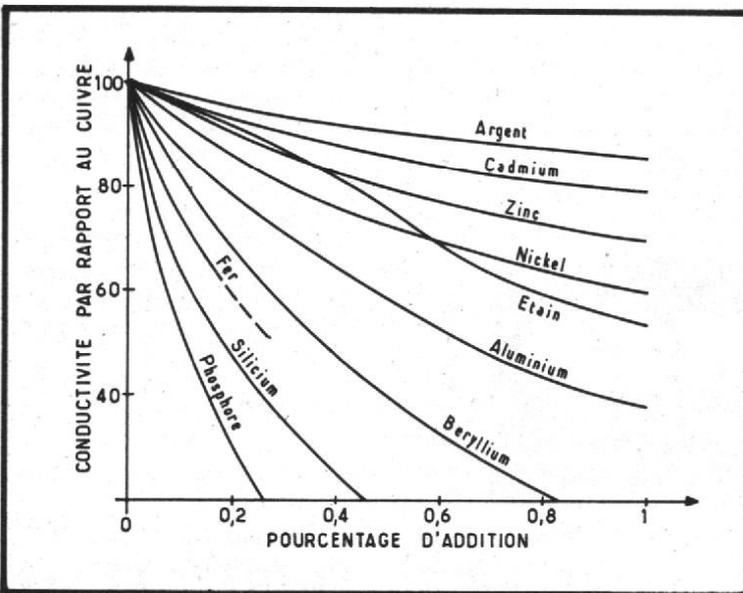
Les cupro-nickels contiennent 5 à 50 % de nickel. Ce sont des alliages d'une grande résistivité, possédant un faible coefficient de température. Les plus utilisés sont le constantan et le manganin.

Le soufre, le sélénium, et le tellure donnent des composés stables insolubles dans le cuivre solide ; ces alliages conservent un coefficient de conductibilité acceptable tout en étant faciles à usiner.

Le cuivre allié de ce genre résiste mieux à la corrosion que le laiton. C'est pourquoi, il est employé dans le matériel électrique et électronique.

Le cuivre au tellure est un composé stable insoluble dans le cuivre solide ; il en est de même pour le soufre et le sélénium. L'addition au cuivre de 0,5 % de tellure permet d'obtenir des caractéristiques électriques presque égales à celles du cuivre pur, mais avec une facilité de travail presque aussi grande que celle du laiton de décolletage. Cet alliage est utilisé d'une manière générale pour les pièces usinées demandant une grande précision une surface polie et des tolérances étroites.

Les combinaisons d'alliages sont presque illimitées ; on peut ainsi citer, par exemple, les composés obtenus par frittage du cuivre et du tungstène à 50 %, pour réaliser les pièces de contact extrêmement résistantes, et le cuivre au zirconium résistant à des températures élevées (fig. 1).



LES LAITONS

Les laitons ou « cuivre jaune » sont des alliages contenant 10 à 40 % de zinc ; la variété de titres est très grande et indiquée dans la norme EN 51-013.

Ils peuvent être recuits, et employés en diverses duretés et sous forme de ressorts ; ils

exigent 2 ou 3 fois moins de puissance d'usinage que les métaux ferreux, permettent des emboutissages et repous-sages avec un minimum de passes et de recuits, une plus grande vitesse de travail. Ils se prêtent également à tous les traitements de surface, nickenage, chromage, dorure, argen-ture.

LES BRONZES

Les « bronzes » proprement dits sont des alliages de cuivre et d'étain contenant de 5 à 15 % d'étain sans addition d'éléments étrangers. Ils peuvent cependant comporter des éléments additionnels tels que le plomb et le phosphore et d'autres métaux en faible quantité (norme EN 53-012).

Ils contiennent rarement plus de 10 % d'étain et l'addition de phosphore assure des qualités spéciales de résistance mécanique, particulièrement au frottement ; ils sont employés ainsi pour la fabrication de ressorts en spirale, pour laquelle ils offrent une élasticité élevée et une résistance à la tension. On a étudié l'addition de nickel et de silicium et des traitements peuvent augmenter la conductibilité d'environ 50 %. Des récents développements consistant dans l'addition de 2 % de fer et 0,5 % de phosphore à certains bronzes augmentant la conductibilité de plus de 90 %.

Lorsqu'il faut une grande précision, une surface polie et des tolérances réduites, la conductibilité peut atteindre 90 % de celle du cuivre pur.

LE CUIVRE À L'ARGENT

L'addition d'une petite quantité d'argent au cuivre modifie peu la conductibilité, mais élève la température de

recristallisation et, par suite, de recuit. Avec une quantité d'argent inférieure à 0,1 %, cette température s'élève de 200° à 325 °C.

On peut souder à l'étain des pièces de cuivre sans que l'élévation de température modifie l'état de la pièce ; il en est ainsi pour les pièces d'équipement électrique, en particulier, les commutateurs.

Le cuivre au chrome possède à la fois une conductibilité électrique et thermique satisfaisante et de bonnes caractéristiques mécaniques.

L'alliage courant contient 0,5 % de chrome et on peut préparer un alliage d'une conductibilité de 80 après revenu à 500°, et qui peut supporter des températures relativement élevées jusqu'à 400 °C.

LES CUPRO-NICKELS

Ce sont des alliages de cuivre et de nickel contenant entre 5 % et 55 % de cuivre ; leur couleur est très blanche à partir de 30 % de nickel. Leur résistance à la corrosion est surtout remarquable, en particulier, à l'eau de mer et aux atmosphères salines ; les alliages les plus remarquables comprennent 10 % de nickel seulement avec des additions de fer et de manganèse.

Dans l'industrie électrique et électronique, on emploie souvent les cupro-nickels de préférence au maillechorts pour la fabrication des shunts ou des rhéostats, en raison de leur faible coefficient de température.

La constantan, en particulier, a un coefficient de température nul, et permet de réaliser des résistances de précision ne variant pas avec la température.

Les couples fer-constantan sont très économiques et très employées jusqu'à 900 °C ; le pouvoir thermoélectrique du constantan par rapport au cuivre est le même jusqu'à 150 °C

Matériaux	$B_r \times H_c$	BH max.
Acier au carbone 1 %	200 000	500 000
Acier au tungstène 6 %	300 000	770 000
Cobalt 15 %		
Acier au chrome 10 %	630 000	1 000 000
Acier au cobalt 36 %	1 100 000	3 300 000
25 % Nickel		
13 % Acier aluminium	1 950 000	5 350 000

Tableau 4
Caractéristiques des matériaux magnétiques

que celui du platine par rapport au platine rhodié à 10 %. On peut ainsi économiser le métal précieux en réunissant la soudure froide du couple platine aux appareils de mesure.

LES MÉTAUX FERREUX

Le fer, de symbole chimique Fe, a une densité de 7,86 et un point de fusion de 500 °C ; sa résistivité est de $9,06 \times 10^{-8} \Omega$ par mètre, et son potentiel de sortie est 4,6 électrons/volts.

Les métaux ferreux sont surtout intéressants en électricité et en électronique, en raison de leurs propriétés magnétiques et l'on peut distinguer deux classes : les aimants permanents et non permanents, en négligeant les alliages de fer à proportion élevée de nickel qui sont non-magnétiques.

Les aimants permanents exigent un flux résiduel élevé, ainsi qu'une force coercitive importante ; leur capacité magnétique est déterminée par le produit de ces propriétés. Initialement les aciers à haute teneur en carbone contenant, soit du cobalt, soit du tungstène, du chrome, ou du nickel, possédaient les propriétés permanentes les plus élevées, et constituaient des aimants pouvant être qualifiés comme les plus durs.

Puis, nous avons vu appa-

raître les aimants formés d'acier, d'aluminium, et de nickel, possédant des capacités encore plus élevées, comme on le voit sur le tableau 4, dans lequel l'induction résiduelle est indiquée par B_r et la force coercitive par H_c .

Les avantages de ces nouveaux alliages magnétiques peuvent être considérés suivant la capacité en énergie par rapport au prix. Cette économie se manifeste, non seulement par le volume plus réduit du matériau nécessaire pour obtenir un résultat donné, mais encore par la proportion d'aluminium, métal peu coûteux. Ces alliages ont une densité spécifique plus basse que les autres, de telle sorte que la comparaison avec les autres matériaux montre l'économie considérable de poids que l'on peut obtenir.

Ils possèdent des forces coercitives élevées, mais les caractéristiques de flux résiduel sont généralement plus faibles que celles qui sont utilisées, ce qui exige une construction à large section transversale, mais la longueur des circuits magnétiques peut être réduite. Les appareils dans lesquels on utilise ainsi les aimants de ce genre sont plus compacts que les modèles anciens employant des aimants ferreux.

Dans le même domaine, les ferrites sont des compositions de matériaux magnétiques qui offrent également des avantages nombreux et particuliers.

R.S.

CONVERTISSEUR

TENSION ~ FREQUENCE

à régulateur linéaire

Le montage de la figure 1, est proposé dans *Electronic Engineering* de février 1977, par J. Ormay Wilmington, Kent (Angleterre). On y utilise un circuit intégré SN 72741 N, un transistor PNP BCY 79 et un transistor unijonction 2SH 13.

Il s'agit d'un oscillateur à UJT dont la fréquence dépend de la tension appliquée à l'entrée V_{in} .

La tension de sortie à impulsions, a une fréquence $f = 1/T$ qui est fonction du temps de charge et du temps de décharge d'un condensateur C.

On montre à la figure 2, le temps de charge T_1 et celui de décharge T_2 . Leur somme est la période :

$$T = T_1 + T_2$$

et la fréquence du signal est :

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2}$$

Le temps de charge T_1 est terminé pour une tension V_0 prédéterminée (voir figure 2). Sa valeur est proportionnelle à la tension d'entrée V_{in} .

Pendant la charge de durée T_1 la tension aux bornes de la capacité C augmente. Au début de la période de

décharge T_2 , le courant de charge est à son maximum et décroît progressivement.

La période de décharge est proportionnelle à la capacité C. On a :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{C(V_0 + kI)}$$

Etant donné que le courant I apparaît au dénominateur, la relation entre f et I n'est pas linéaire.

On peut disposer une résistance dans le circuit de charge du condensateur, de cette manière, la somme du courant réduit, passant par R (potentiomètre linéaire de 470 Ω) et

celui passant par D, constitue le courant qui commande le commencement de la décharge.

La relation entre la tension et la fréquence devient alors :

$$f = \frac{I}{CV_0 + CI(k - R)}$$

En réglant R, on peut obtenir $k = R$ et le terme correspondant du dénominateur disparaît. Il ne reste alors que :

$$f = \frac{I}{CV_0}$$

L'alimentation de ce montage est de ± 15 V, c'est-à-

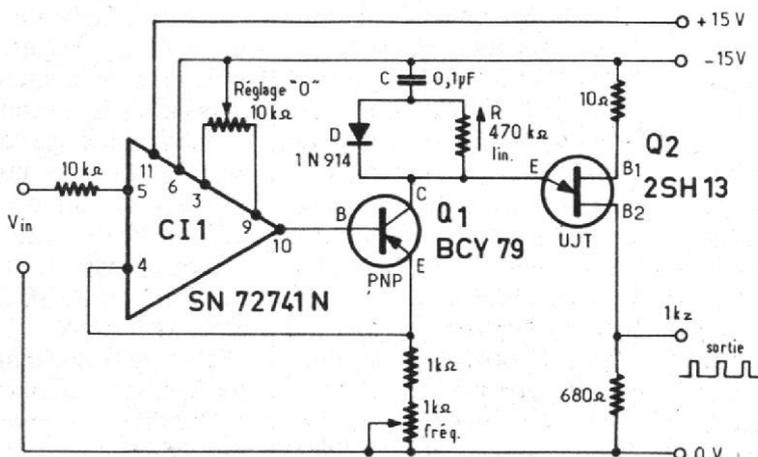


Fig. 1

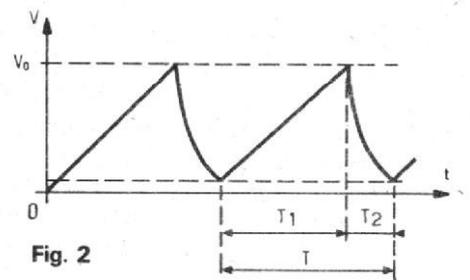


Fig. 2

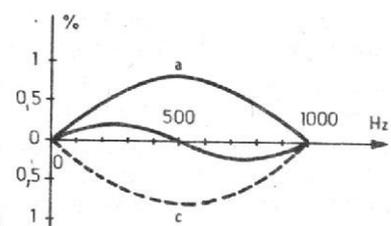


Fig. 3

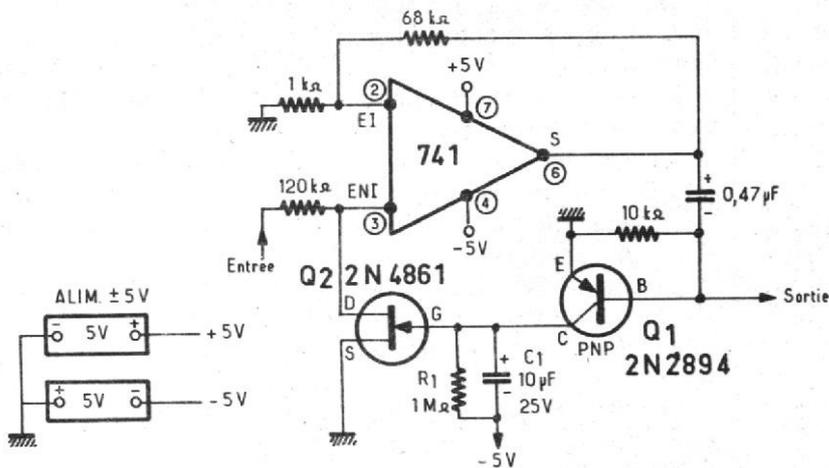


Fig. 4

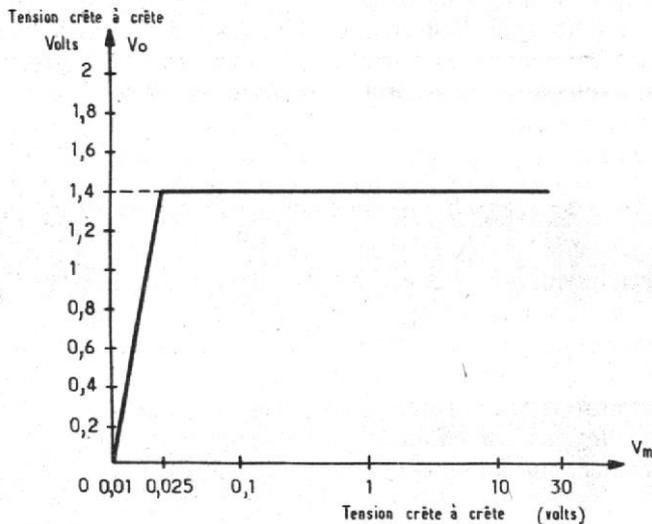


Fig. 5

dire deux sources de 15 V chacune, montées en série, leur point commun étant la ligne 0 V indiqué sur la figure 1.

Remarquons que seul le CI est alimenté sur ± 15 V tandis que Q_1 et Q_2 sont alimentés sur la source -15 V dont le + est à la ligne zéro volt.

A la figure 3, on montre le pourcentage de linéarité de f qui est 0, à 1 000 Hz et à 500 Hz, pour le meilleur réglage de R qui shunte la diode.

**COMMANDE
AUTOMATIQUE
DE GAIN 60 dB,
EN B.F.**

Le montage de la figure 4 est proposé par Neil Heckt de la société Boeing Co Seattle, Wash. USA, et publié dans Electronics du 31 mars 1977.

Ce dispositif de CAG, utilisable en basse fréquence, peut accepter un signal compris entre 20 mV et 20 V, ce qui correspond à un rapport de $20\ 000/20 = 1\ 000$ ou à 60 dB de tension.

On utilise un transistor à effet de champ Q_2 du type 2N 4861, un transistor PNP du type 2N 2894 et un circuit intégré μA 741.

Le transistor FET, Q_2 , est utilisé comme résistance dont

la valeur dépend de la tension, dans une boucle détectrice de crête.

Ce circuit permet d'obtenir une réponse rapide, de 1 à 2 ms et un temps de retard de 0,4 s. L'examen du schéma permet de voir que le 2N 4861, qui est du type « canal N », est connecté dans le circuit de l'entrée non inverseuse entre le point + du 741 et la masse. Ce transistor détermine le gain en boucle fermée de l'ensemble amplificateur.

D'autre part, la sortie de l'amplificateur opérationnel réalisé avec le 741, fournit une polarisation négative à la base de Q_1 , transistor PNP.

De ce fait, si Q_1 est polarisé à la tension V_{BE} , ce transistor devient conducteur et le courant de collecteur charge le condensateur C_1 de $10\ \mu F$ 25 V monté entre la grille G du FET et la masse, et shunté par R_1 de 1 M Ω .

La tension aux bornes de C_1 détermine la résistance représentée par Q_2 .

Cette résistance peut varier entre 120 Ω et 100 mégohms, ce qui permet d'obtenir la variation de gain de 60 dB.

En l'absence d'un signal d'entrée, le condensateur C_1 se décharge à travers R_1 et il en résulte le blocage de Q_2 . Le réseau parallèle C_1 R_1 détermine le temps de retard du circuit, tandis que le courant de collecteur de Q_1 et la valeur de C_1 déterminent le temps

d'attaque du circuit. De même avec un signal d'entrée de 20 V crête à crête, le signal maximum appliqué au FET est de 25 mV crête à crête, ce qui permet d'appliquer à l'entrée un signal de tension plus élevée que celle de l'alimentation.

A noter que la liaison entre la sortie du CI et la base de Q_1 est effectuée en alternatif par le condensateur de 0,47 μF , car le point de fonctionnement de la sortie du CI varie avec la modification de l'impédance de sortie de Q_2 .

Pour éviter que les circuits d'entrée, connectés à la suite de ce montage, soient polarisés d'une manière incorrecte, on a disposé la sortie sur la base de Q_1 et non sur le point de sortie du 741.

A la figure 5 on donne la variation de V_o (en volts et en ordonnées) jusqu'à 1,4 V en fonction de la tension d'entrée V_{in} (en abscisses et en volts) de 0 à 30 V.

Le brochage du μA 741 en boîtier cylindrique est donné à la figure 6.

**GÉNÉRATEUR
DE BRUIT
« ROSE »**

Ce montage a été proposé par John Maxwell de la Société National Semi

Conductor de Santa Clara Californie USA, dans Electronics du 31 mars 1977.

On sait que l'on utilise dans les mesures, principalement deux sortes de générateurs de bruit :

1) générateurs de bruit « blanc » (white noise source) qui donnent une puissance de bruit constante par unité de largeur de bande.

2) générateurs de bruit « rose » qui donnent une puissance constante par octave.

L'auteur du montage a utilisé une paire de transistors MOS-FET inclus dans deux amplificateurs opérationnels CA 3130 (RCA), ainsi qu'un certain nombre de composants passifs R, C.

Ce montage utilise des caractéristiques particulières concernant le bruit (ou souffle) en BF des MOS-FET et permet de supprimer le filtre habituel nécessaire dans les générateurs de ce genre. Cette particularité permet de réaliser un appareil économique.

Le schéma de la figure 7 permet de voir que l'on a monté deux CI du type CA 3130 en cascade. Chacun donne un gain de 101 fois, ce qui aboutit à 10 201 fois pour les deux.

La courbe de réponse de cet amplificateur-générateur de bruit rose est proche de la courbe idéale.

A la sortie on obtient 70 mV efficaces ou 420 mV

crête à crête. Cela permet d'utiliser cet appareil dans la plupart des applications nécessitant un générateur de souffle. (Par exemple : mesures, musique électronique).

On a constaté que l'appareil ne consomme que 5 mA lorsque l'alimentation est de 9 V. On a monté les CA 3130 pour une alimentation à une seule source dont le - est relié aux points 4 des CI et à la masse.

Grâce à cette faible consommation, l'appareil peut être alimenté sur batteries et être ainsi, autonome et portable.

ANALYSE DU SCHEMA

Le CI-1 est monté avec une boucle de contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse. Celle-ci est reliée à l'entrée non inverseuse par R_1 .

Le signal est transmis par C_1 et R_4 , à l'entrée non inverseuse de CI-2. Les entrées des CI sont polarisées par le diviseur de tension $R_5 - R_6$. La ligne de polarisation est découplée par C_3 et C_4 .

Remarquons les filtres passe-bas $R_4 C_2$.

Au deuxième étage, la contre-réaction s'effectue par R_7 de $47\text{ k}\Omega$.

Il est possible de faire varier la tension de sortie, en remplaçant R_7 (voir figure 8) par une résistance fixe de $4,7\text{ k}\Omega$ en série avec un potentiomètre monté en résistance de $100\text{ k}\Omega$. La tension de sortie sera alors réglable entre 7 mV et 140 mV. A la sortie de l'appareil, la charge doit être supérieure à $2\text{ k}\Omega$.

Grâce au filtre $R_4 C_2$, on éliminera les signaux à haute fréquence et on améliorera la courbe de réponse requise dans un générateur de bruit rose.

On montre à la figure 9 le branchement de la batterie de 9 V. Il sera possible de monter un interrupteur entre la ligne + (points 7 des CI) et le + de la batterie. Une alimentation de 9 V à partir du secteur est possible. On veillera à ce que le filtrage soit excellent.

A la figure 10, on indique le brochage du circuit intégré CA 3130 RCA. Le boîtier est cylindrique, à 8 fils, vu de dessus sur la figure.

On n'aura à brancher que les fils indiqués sur le

schéma : 4 = masse, 7 = + alimentation, 2 = entrée inverseuse, 3 = entrée non inverseuse, 6 = sortie.

L'appareil peut être réalisé sous forme très compacte, sur une platine imprimée ou avec des connexions par fils. On pourra aussi monter la platine dans un coffret avec un panneau avant sur lequel on fixera le potentiomètre R_{7B} (voir figure 8), et, éventuellement, l'interrupteur.

En raison de la faible consommation de courant, l'alimentation sera économique, en utilisant des diodes de faible puissance.

SONDE SONORE POUR ESSAIS DE CI NUMÉRIQUES

La sonde (ou probe) dont le schéma est donné à la figure 11 est proposée par Larry Fort dans Radio Electronics de mars 1977.

L'appareil complet comporte une **pointe d'essais** qui permet de contacter diverses broches de circuits intégrés numériques (digitaux) montés

dans des appareils en fonctionnement. Lorsque la broche touchée par la pointe d'essais est au niveau bas (tension inférieure à 0,8 V), le haut-parleur produit un son grave. Si la broche touchée est au niveau haut, soit à plus de 2 V, le haut-parleur produit un son aigu.

Si, enfin, la tension de la broche contactée est à une tension comprise entre 0,8 V et 2 V, aucun son ne sort du haut-parleur.

L'appareil proposé est utilisable avec des CI logiques alimentés sous 5 V, c'est-à-dire DTL et TTL, en particulier. Il ne convient pas pour essayer des CI alimentés sur des tensions différentes supérieures à 5 V environ.

En ce qui concerne l'alimentation, l'appareil-sonde sera branché sur l'alimentation de 5 V de l'appareil à vérifier. Il est très important que l'entrée de la sonde sonore, c'est-à-dire le circuit entre la pointe d'essais point X et la masse, soit à haute impédance. Une impédance basse peut empêcher l'appareil de fonctionner ou de le faire mal fonctionner ou encore de troubler le fonctionnement de l'appareil en essais.

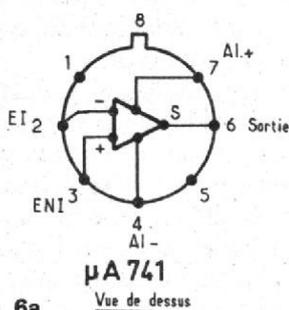


Fig. 6a

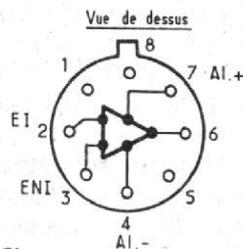


Fig. 6b

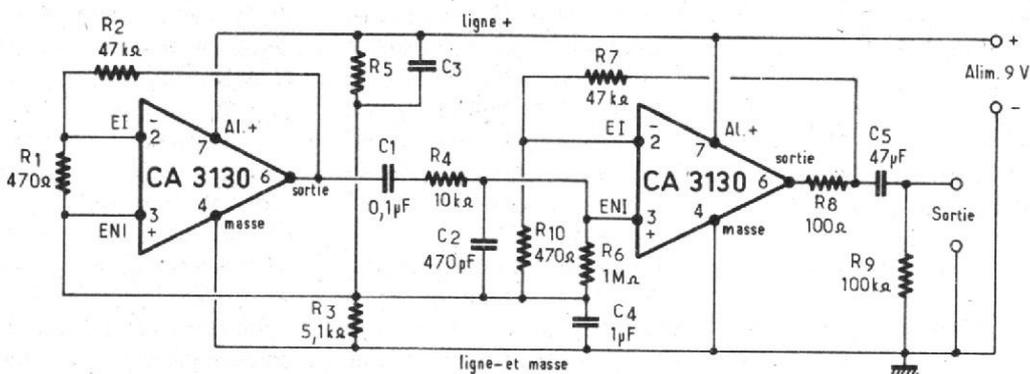


Fig. 7

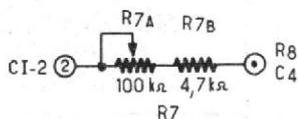


Fig. 8

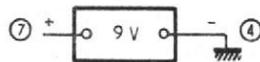


Fig. 9

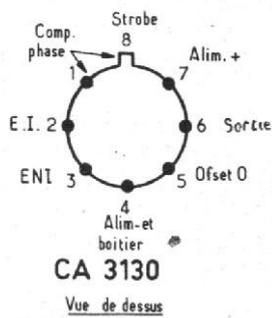


Fig. 10

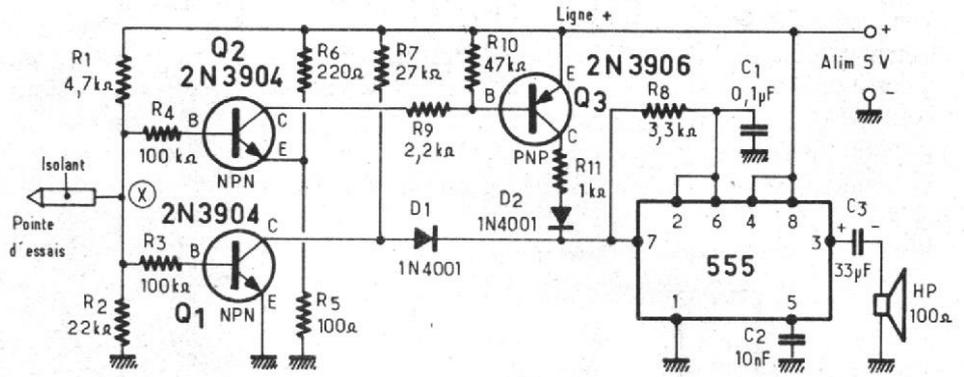


Fig. 11

On a utilisé dans cet appareil trois transistors : deux NPN du type 2N 3904 et un PNP du type 2N 3906, deux diodes 1N 4001 et un circuit intégré 555, bien connu par ses applications dans tous les domaines de l'électronique. Le composant le plus important en volume et poids est le haut-parleur qui doit avoir une résistance de 100Ω . Si cette résistance est inférieure à 100Ω (mais pas trop) on montera en série une résistance d'appoint. Si elle est un peu supérieure à 100Ω , on montera une résistance en parallèle de façon à obtenir 100Ω comme prévu.

Exemple 1 : le H.P. est de 70Ω . La résistance-série sera de 30Ω .

Exemple 2 : le H.P. est de 150Ω . La résistance-shunt sera R_p donnée par la relation :

$$100 = \frac{150 \cdot R_p}{R_p + 150}$$

ce qui donne,

$$R_p = \frac{150 \cdot 100}{50} = 300 \Omega$$

Toutes les valeurs des éléments actifs et passifs sont indiquées sur le schéma de la figure 11.

Partons de la pointe d'essais représentée à la gauche du schéma. La pointe est reliée à deux résistances R_1 de $47 \text{ k}\Omega$ et R_2 de $27 \text{ k}\Omega$ constituant un diviseur de tension. La ten-

sion au point X, commun de R_1 et R_2 est de $1,5 \text{ V}$. Cette tension est transmise par R_3 et R_4 aux bases de Q_1 et Q_2 respectivement.

Grâce à R_3 , la base de Q_1 est polarisée de manière à ce que ce transistor soit conducteur. Il en résulte un courant élevé de collecteur et une forte chute de tension dans R_7 de $27 \text{ k}\Omega$. De ce fait, la tension du collecteur de Q_1 est proche de celle de la masse (zéro volt).

La diode D_1 est alors polarisée en sens inverse et se trouve ainsi à l'état bloqué. Aucun courant ne passe par D_1 vers le circuit intégré 555.

Le transistor Q_1 est par conséquent, le détecteur de niveau bas ($< 0,8 \text{ V}$) de l'entrée.

Si le circuit en essais est à une tension correspondant au niveau bas, le point X commun de R_1 et R_2 est à une tension inférieure à celle « à vide », c'est-à-dire $1,5 \text{ V}$. Cette tension est alors de $0,5 \text{ V}$ environ.

Dans ces conditions Q_1 cesse d'être conducteur, c'est-à-dire se bloque. Il en résulte un courant nul ou négligeable de collecteur. Ce dernier est alors à $+ 5 \text{ V}$ environ par rapport à la masse. C'est également la tension à laquelle est portée l'anode de la diode D_1 qui devient alors conductrice, étant polarisée dans le sens direct. Le courant passe par

D_1 vers le point 7 du 555. Ce circuit intégré est monté en multivibrateur astable, c'est-à-dire oscillant librement. La fréquence d'oscillation choisie est basse dans la bande « audible ».

Le point 7 du 555 étant alimenté, l'oscillation se fait à une fréquence très basse. Le signal est transmis au H.P. par C_3 de $33 \mu\text{F}$ électrochimique (ou autre valeur proche de $33 \mu\text{F}$ ou supérieure à celle-ci). Un son grave est émis. Il indique le niveau bas sur la pointe de touche, en contact avec le point de l'appareil en essais.

Passons maintenant à la voie de détection du niveau haut, c'est-à-dire de tension supérieure à 2 V .

On partira encore du point X, commun de R_1 , R_2 et de la pointe d'essais. La voie considérée est celle passant par Q_2 , Q_3 , D_2 et le circuit intégré 555.

L'émetteur de ce transistor est à une tension de $1,6 \text{ V}$ environ, grâce au diviseur de tension $R_5 - R_6$. Si le point X est à un niveau bas, la jonction base-émetteur de Q_2 est polarisée en sens inverse et il n'y a pas de courant de collecteur. La voie est alors bloquée vers le 555 et c'est l'autre voie qui agit sur le 555 comme indiqué plus haut.

Si maintenant le niveau de X est haut ($> 2 \text{ V}$), Q_2 commence à être conducteur vers $2,3 \text{ V}$. Dans ce cas, R_9 polarise

la base de Q_3 qui devient conductrice.

D'autre part, le signal d'entrée de niveau haut, rend Q_1 conducteur, D_1 est bloquée et il n'y a pas de son à fréquence très basse.

Le transistor PNP, Q_3 fournit un courant qui passe par R_{11} de $1 \text{ k}\Omega$ et la diode D_2 .

Comme R_{11} est plus faible que R_7 ($1 \text{ k}\Omega$ contre $27 \text{ k}\Omega$) le courant fourni au 555 par Q_3 est plus élevé et le circuit intégré, monté en multivibrateur astable, oscille à une fréquence élevée (son aigu dans le haut-parleur).

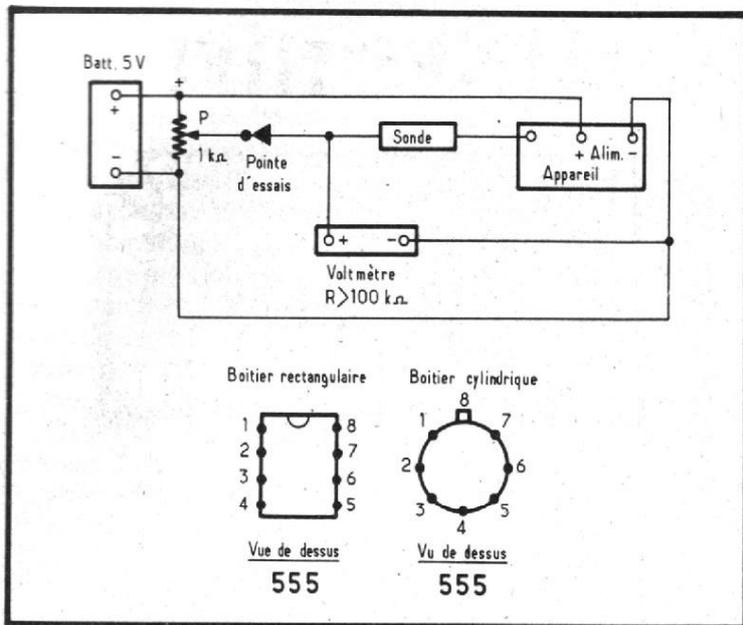
L'appareil peut être monté sur une platine imprimée, ou sur une plaquette isolante avec des connexions par fils. Il est possible de réaliser un montage de faibles dimensions, par exemple sur une platine de $35 \times 80 \text{ mm}$. Elle sera fixée dans un boîtier avec des fils de sortie : deux pour l'alimentation et un pour la pointe d'essais.

Si le H.P. est de très petites dimensions, il doit être aisé de le placer dans le boîtier.

Essais de l'appareil - sonde :

Pour vérifier le fonctionnement de cet appareil et, éventuellement, effectuer des retouches de mise au point, on devra disposer d'une pile de 5 V et d'un potentiomètre de 1000Ω .

On réalisera le montage de



la figure 12, dans lequel, le + de la batterie est relié au + alimentation de l'appareil, le - de la batterie, au - alimentation et la pointe d'essais au curseur du potentiomètre connecté également aux bornes + et - de la batterie. Le voltmètre doit indiquer de 1 à 6 V. Il faut qu'initialement, le curseur de P soit tourné à fond vers le point - où la tension est de zéro volt.

Procéder ensuite de la manière suivante.

1) Tourner lentement le curseur vers le +. On constatera que le son grave se produira lorsque le voltmètre indiquera une tension inférieure à 0,4 V à 0,6 V.

2) Tourner encore le curseur jusqu'à disparition du son grave. Il y aura silence, puis apparition du son aigu, se produisant lorsque le voltmètre indiquera 1,7 à 2 V et plus.

Si les limites sont 0,4 à 0,6 V et 1,7 à 2 V, l'appareil fonctionne correctement. Si tel n'est pas le cas, il faudrait essayer d'autres valeurs pour les diviseurs de tensions $R_1 - R_2$ et $R_5 - R_6$.

En cas de non fonctionnement, vérifier les semi-conducteurs CI 555, Q_1, Q_2, Q_3 et les diodes. Vérifier aussi que les diodes soient connectées dans le bon sens et que le CI a été monté comme indiqué à la figure 13. Dans le montage original on a utilisé un 555 en boîtier rectangulaire à

8 broches. Voici ses connexions :

- 1 : à la masse et - alimentation.
- 2 et 6 : à R_8 et C_1 .
- 3 : au condensateur C_3 .
- 4 et 8 : au + alimentation.
- 5 : au condensateur C_2 .
- 7 : vers les cathodes de D_1 et D_2 et à R_8 .

Emploi de l'appareil d'essais :

Le montage à circuits logiques TTL ou DTL, alimentés sous 5 V, doit être disposé de manière à ce qu'il soit aisé d'effectuer les contacts entre la pointe de touche et les broches des CI.

Faire bien attention à ne pas « toucher » d'autres points voisins de celui à vérifier. Si tout est correct, on obtiendra les résultats suivants :

- 1) le son est aigu : le point touché est à l'état haut, sa tension est de 2 V ou plus ;
- 2) le son est grave : le point touché est à l'état bas et sa tension est 0,8 V ou moins ;
- 3) aucun son ne sort du haut-parleur.

Le point touché par la pointe est à une tension située entre 0,8 V et 2 V (environ). On peut vérifier que la sonde sonore fonctionne en contactant avec la pointe, le + de la source (son aigu) et le - (son grave) ce qui donnera, évidemment un son aigu et un son grave.

ESF EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

COLLECTION SCIENTIFIQUE CONTEMPORAINE

VIENT DE PARAÎTRE

UN **OUVRAGE** par Charles FEVROT

MESURES THERMOMÉTRIQUES

Dans la Collection Scientifique contemporaine, le dernier né des ouvrages est consacré aux mesures thermométriques.

En 136 pages, l'auteur, bien connu dans les milieux « mesures » fait le tour des différents procédés relatifs à la mesure des températures.

Un sujet aussi vaste ne peut évidemment qu'être effleuré mais le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent.

C'est un ouvrage qui doit prendre place dans toutes les bibliothèques à côté des livres classiques consacrés aux industries et aux sciences.

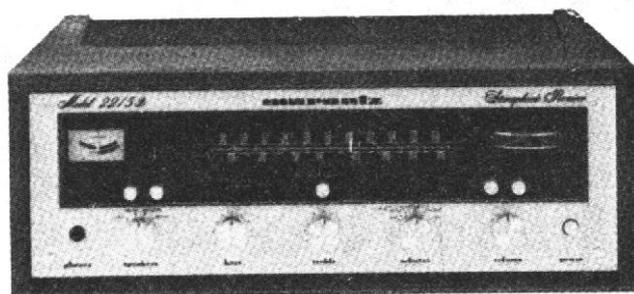
Un volume de 136 pages, format 15 × 21, 65 figures, sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 36 F

En vente : chez votre libraire habituel ou à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO** 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F).

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE MARANTZ 2215

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Marantz 2215, une table de lecture Akai AP 001, deux enceintes acoustiques Siare BX 32.

Le tuner amplificateur MARANTZ 2215

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 15 W.
Distorsion harmonique : 0,8 %.

Partie tuner

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.

La table de lecture AKAI AP 001

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : < 0,09 %.
Rapport signal/bruit : > 47 dB.

L'enceinte acoustique SIARE BX 32

Puissance : 30 W.
Bande passante : 35 à 22 000 Hz.
Impédance : 4 à 8 Ω .

CHAINE MARANTZ 1030

Cette chaîne comprend un amplificateur Marantz 1030, une table de lecture Akai AP 001, deux enceintes acoustiques BS 1.

L'amplificateur MARANTZ 1030

Puissance : 2 x 15 W.

Distorsion harmonique : 0,5 %.

La table de lecture AKAI AP 001

(voir chaîne Marantz 2215).

CHAINE MARANTZ 2225

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Marantz 2225, une table de lecture Akai AP 001, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase, un magnétocassette Technics RS 630.

Le tuner amplificateur MARANTZ 2225

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 25 W.
Distorsion harmonique : 0,8 %.

Partie tuner

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,7 μ V.

La table de lecture AKAI AP 001

(voir chaîne Marantz 2215).

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

Puissance : 35 W.
Bande passante : 50 à 30 000 Hz.
Distorsion : < 1 %.

CHAINE MARANTZ 1040

Cette chaîne comprend un amplificateur Marantz 1040, une table de lecture Akai AP 001, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase, un

magnéto cassette Technics RS 630.

L'amplificateur MARANTZ 1040

Puissance : 2 x 20 W.
Distorsion harmonique : 0,3 %.

La table de lecture AKAI AP 001

(voir chaîne Marantz 2215).

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

(voir chaîne Marantz 2225).

Le magnéto cassette TECH- NICS RS 630

Magnéto cassette 4 pistes - stéréo.
Bande passante : 20 à 16 000 Hz avec bande à l'oxyde de chrome.
Système Dolby incorporé.
Distorsion : 2 %.
Rapport signal/bruit : 60 dB avec Dolby.

CHAINE MARANTZ 2235

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Marantz 2235, une table de lecture Technics SL 2000, deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50, un magnétocassette Technics RS 630.

Le tuner amplificateur MARANTZ 2235

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 35 W.

Distorsion harmonique : 0,25 %.

Partie tuner

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,6 μ V.

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 50

Puissance : 35 W.
Bande passante : 20 à 30 000 Hz.
Impédance : 4 à 8 Ω .

CHAINE MARANTZ 1060

Cette chaîne comprend un amplificateur Marantz 1060, une table de lecture Scott PS 16, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase, un magnétocassette Technics RS 630.

L'amplificateur MARANTZ 1060

Puissance : 2 x 30 W.
Distorsion harmonique : 0,5 %.

La table de lecture SCOTT PS 16

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,07 %.
Rapport signal/bruit : 45 dB.

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

(voir chaîne Marantz 2225).

Le magnéto cassette TECH- NICS RS 630

(voir chaîne Marantz 1040).



CHAINE TECHNICS 7600

Cette chaîne comprend un amplificateur Technics SU 7600, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques Siare CX 32.

L'amplificateur TECHNICS SU 7600

Puissance : 2 x 43 W.
Distorsion : 0,2 %.
Bande passante : 5 à 65 kHz (-3 dB).

La table de lecture TECHNICS SL 20

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.
Ronronnement : -40 dB.

L'enceinte acoustique SIARE CX 32

Puissance : 35 W.
Bande passante : 30 à 22 000 Hz.
Impédance : 4 à 8 Ω.

CHAINE TECHNICS 8600

Cette chaîne comprend un amplificateur Technics SU 8600, une table de lecture Technics SL 2000, deux enceintes acoustiques Ultra Linear UL 125.

L'amplificateur TECHNICS SU 8600

Puissance : 2 x 76 W.
Distorsion : 0,08 %.
Bande passante : 5 à 50 kHz (-3 dB).

La table de lecture TECHNICS SL 2000

(voir chaîne Marantz 2235).

L'enceinte acoustique ULTRA LINEAR UL 125

Puissance : 40 W.
Bande passante : 32 à 18 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE TECHNICS 9200

Cette chaîne comprend un préamplificateur SE 9200, un amplificateur SU 9200, une table de lecture Technics SL 1700, deux enceintes acoustiques 3 A Adagio Infini.

Le préamplificateur TECHNICS SE 9200

Distorsion harmonique : 0,05 %.
Entrées : phono 1 - 2 - tuner - aux. 1 - 2.
Rapport signal/bruit : phono : 70 dB - aux. : 90 dB.

L'amplificateur TECHNICS SU 9200

Puissance : 2 x 82 W.
Distorsion harmonique : 0,08 %.
Bande passante : 5 à 70 kHz (-3 dB).

La table de lecture TECHNICS SL 1700

Platine à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 %.
Ronronnement : -50 dB.

L'enceinte acoustique 3 A ADAGIO INFINI

Puissance : 75 W.
Bande passante : 40 à 30 000 Hz (± 3 dB).
Distorsion : 0,8 % à 1 W.

CHAINE TECHNICS 5160

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Technics 5160 L, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase.

Le tuner amplificateur TECHNICS 5160 L

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 26 W.
Distorsion harmonique : 0,5 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz (-3 dB).

Partie tuner

Gammes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 1,8 μV.

La table de lecture TECHNICS SL 20

(voir chaîne Technics SU 7600).

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

(voir chaîne Marantz 2225).

CHAINE TECHNICS 5360

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Technics SA 5360, une table de lecture Akai AP 001, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase, un magnéto cassette Technics RS 630.

Le tuner amplificateur TECHNICS SA 5360

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 42 W.
Distorsion : 0,3 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz (-3 dB).

Partie tuner

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,8 μV.

La table de lecture AKAI AP 001

(voir chaîne Marantz 2215).

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE

(voir chaîne Marantz 2225).

Le magnéto cassette TECHNICS RS 630

(voir chaîne Marantz 1040).

CHAINE TECHNICS 5460

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Technics SA 5460, une table de lecture Technics SL 2000, deux enceintes acoustiques 3 A Allegretto, un magnéto cassette Technics RS 630.

Le tuner amplificateur TECHNICS SA 5460

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 68 W.
Distorsion : 0,1 %.
Bande passante : 10 à 40 000 Hz (-3 dB).

Partie tuner

Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,8 μV.

La table de lecture TECHNICS SL 2000

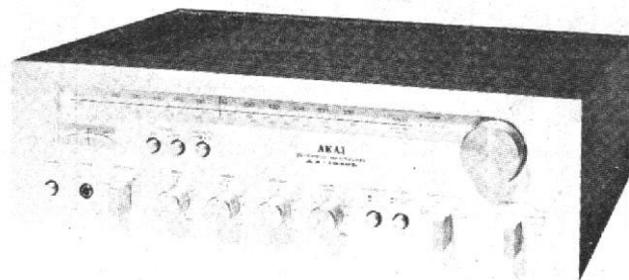
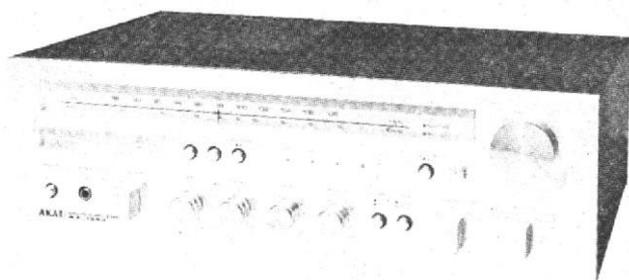
(voir chaîne Marantz 2235).

L'enceinte acoustique 3 A ALLEGRETTO

Puissance : 60 W.
Bande passante : 30 à 20 000 Hz.

Le magnétocassette TECHNICS RS 630

(voir chaîne Marantz 1040).



CHAINE AKAI 2400

Cette chaîne comprend un amplificateur Akai AM 2400, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques BST XL 300.

L'amplificateur AKAI AM 2400

Puissance : 2 x 40 W.
Distorsion : 0,3 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.

La table de lecture TECHNICS SL 20 (voir chaîne Technics 7600).

L'enceinte acoustique BST XL 300

Puissance : 27 W.
Impédance : 8 Ω.
Enceinte à 3 voies.

CHAINE AKAI 2600

Cette chaîne comprend un amplificateur Akai AM 2600, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques 3 A Alphase.

L'amplificateur AKAI AM 2600

Puissance : 2 x 60 W.
Distorsion : 0,1 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.

La table de lecture TECHNICS SL 20 (voir chaîne Technics 7600).

L'enceinte acoustique 3 A ALPHASE (voir chaîne Marantz 2225).

CHAINE AKAI AM 2800

Cette chaîne comprend un amplificateur Akai AM 2800, une table de lecture Technics SL 23, deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

L'amplificateur AKAI AM 2800

Puissance : 2 x 80 W.
Distorsion : 0,08 %.
Bande passante : 7 à 40 000 Hz.

La table de lecture TECHNICS SL 23

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,05 %.

Ronronnement : - 40 dB.
Platine semi-automatique à courroie.

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 50 (voir chaîne Marantz 2235).

CHAINE AKAI 1040 L

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Akai 1040 L, une table de lecture

Technics SL 2000, deux enceintes acoustiques Siare Fugue 50.

Le tuner amplificateur AKAI 1040 L

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 40 W.
Bande passante : 7 à 70 000 Hz.
Distorsion : 0,15 %.

Partie tuner
Gammas : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μV.

La table de lecture TECHNICS SL 2000 (voir chaîne Marantz 2235).

L'enceinte acoustique SIARE FUGUE 50 (voir chaîne Marantz 2235).

CHAINE AKAI 1030 L

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Akai 1030 L, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques Scott S 176.

Le tuner amplificateur AKAI 1030 L

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 30 W.
Distorsion : 0,3 %.
Bande passante : 10 à 60 000 Hz.

Partie tuner
Gammas : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μV.

La table de lecture TECHNICS SL 20 (voir chaîne Technics 7600).

L'enceinte acoustique SCOTT S 176

Puissance : 30 W.
Bande passante : 60 à 18 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE AKAI 1020 L

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Akai 1020 L, une table de lecture Technics SL 20, deux enceintes acoustiques BST XL 300.

Le tuner amplificateur AKAI 1020 L

Partie amplificateur
Puissance : 2 x 20 W.
Distorsion : 0,3 %.
Bande passante : 10 à 50 000 Hz.

Partie tuner
Gammas : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 2 μV.

La table de lecture TECHNICS SL 20 (voir chaîne Technics 7600).

L'enceinte acoustique BST XL 300 (voir chaîne Akai 2400).

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 04.19 - M. Roger DEFARGE, 91 Yerres, nous demande conseil pour l'équipement en haut-parleurs d'enceintes acoustiques de sa fabrication.

Voici la solution que nous vous proposons : votre haut-parleur de 28 cm de diamètre (8Ω) sera utilisé en woofer et votre haut-parleur de 21 cm (8Ω également) sera utilisé dans la gamme médium. A cela il faut ajouter un tweeter (toujours d'impédance 8Ω) qu'il vous faudra donc acquérir ; il en existe de très bons modèles chez AUDAX, par exemple.

Bien entendu, ces trois haut-parleurs devront être alimentés par l'intermédiaire d'un filtre à trois voies. Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article sur ce sujet publié dans notre N° 1433, page 231 (figure 11 ou 12).

Naturellement, les deux ensembles acoustiques seront respectivement branchés aux sorties 8Ω de votre amplificateur.

RR - 04.20 - M. Georges VIDAL, 95 Beaumont, nous fait part d'ennuis rencontrés lors de l'utilisation d'une cel-

lule du type magnétique lECTRICE de disques.

Avec la cellule piézoélectrique, vous n'aviez aucun ronflement ; avec la cellule magnétique, un ronflement apparaît... Le phénomène est bien connu : Il s'agit d'une induction sur la cellule magnétique, alors que la cellule céramique (piézoélectrique) n'y est évidemment pas sensible. Nous ne pensons pas que l'induction sur la cellule magnétique soit provoquée par le moteur du tourne-disque, comme cela arrive parfois (votre platine semblant être effectivement conçue pour pouvoir être équipée avec l'un ou l'autre type de cellule).

Nous pensons plutôt qu'il puisse s'agir d'un transformateur d'alimentation (amplificateur voisin, par exemple) insuffisamment éloigné ou mal orienté qui rayonne et induit du 50 Hz directement sur la cellule.

RR - 03.45 - M. Martin BARBEZAC, 17 Rochefort, nous demande notre avis sur la possibilité de réalisation d'un fréquencemètre digital dont il envisage la construction.

La possession d'un seul contrôleur universel ordinaire nous semble bien insuffisante

pour la mise au point du montage envisagé (et nous pourrions même ajouter, pour un montage quel qu'il soit).

Certes, il n'est pas toujours nécessaire de disposer de tout un laboratoire ! Encore faut-il savoir se servir judicieusement des appareils dont on dispose. Nous connaissons des amateurs qui font des merveilles simplement avec un voltmètre électronique et un oscilloscope.

En vérité, la technicité du réalisateur entre pour une part certainement plus importante que la multiplicité des appareils de mesure disponibles.

On en revient toujours au même point : Avec les kits actuels, n'importe qui peut construire n'importe quoi. Ensuite, il reste la mise au point ; et ça, c'est une autre histoire !

RR - 04.21 - M. Paul ROUSSET, 63 Clermond-Ferrand, nous demande :

1) Par quel type récent de transistor au silicium peut-on remplacer un AC107 ;

2) Correspondances de transistors.

1) Nous vous suggérons le type silicium planar BC419. Ce transistor étant un PNP (comme le transistor AC107 à

remplacer), cela évitera les importantes modifications de câblage que vous envisagiez.

2) Correspondances des transistors :

AC134 : AC122 ; AC125 ; AC151 ; AC173.

AF116 : AF126 ; AF132 ; AF136 ; AF166 ; AF196 ; 2SA 155.

AF177 : AF127 ; AF133 ; AF172 ; AF192.

AF118 : SFT162 ; 2SA 76.

RR - 04.22 - M. Henri MARIDET, 93 Gagny, nous demande s'il est possible de couper sans danger le courant HF sur la tête d'effacement d'un magnétophone pour réaliser des surimpressions.

Vous pouvez essayer, sans danger, le procédé envisagé. Cependant, il faut prévoir, non pas un simple interrupteur, mais un inverseur qui commute le courant HF sur une résistance d'une valeur égale à l'impédance présentée par la tête d'effacement à la fréquence considérée ; cela afin de maintenir à la même intensité, la valeur du courant de prémagnétisation d'enregistrement.

Nous ne vous dissimulerons cependant pas que ce pro-

cédé simplifié ne permet pas de réaliser des surimpressions de qualité.

RR - 04.23 - M. Pierre CHAILLOUX, 90 Delle, nous demande le schéma d'un variateur électronique simple de vitesse pour perceuse.

Veillez vous reporter aux numéros 1318 (page 40) ou 1396 (page 183) du Haut-Parleur. Vous pouvez également consulter Electronique Professionnelle numéro 1393, page 41.

RR - 04.24 - M. Roger VIRICELLE, 42 Le Chambon Feugerolles, nous demande :

1) Le schéma d'un signal-tracer pour dépannage ;

2) Pourquoi ne publie-t-on pas de schéma de téléviseur couleur à réaliser par l'amateur à partir d'un kit.

1) Veuillez vous reporter à l'ouvrage : Technique Nouvelle de Dépannage des Radiorécepteurs (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Certes, nous pourrions publier le schéma d'un téléviseur couleur en vue de sa construction par l'amateur... mais cela ne serait pas très sérieux !

Il est parfaitement évident qu'un amateur consciencieux pourrait construire un tel téléviseur ; mais il resterait à effectuer la mise au point, le réglage des circuits, etc. travaux qui ne peuvent pas se conduire avec une modeste pince coupante et un fer à souder.

RR - 04.25 - M. Jean-Pierre BAUD, 91 Montgeron, nous demande le schéma d'un variateur électronique de tension.

Veillez vous reporter aux numéros précédemment indiqués dans la réponse RR.04.23, auxquels nous pouvons ajouter les numéros suivants : 1278, 1322, 1330, 1338 et 1410, et bien d'autres encore, car les descriptions de ce genre ont été nombreuses.

RR - 04.28 - M. André TRACLET, 54 Dombasle, nous demande :

1) Un schéma d'amplificateur pour téléphone ;

2) Un dispositif pour enregistrer les communications téléphoniques sur un magnétophone.

1) Veuillez vous reporter à nos publications suivantes :

« Radio-Pratique » numéros 1271, 1323.

« Radio-Plans » numéros 267, 283, 310, 323, 330.

« Haut-Parleur » numéro 1482.

Le captage des signaux se fait à l'aide d'une bobine d'induction munie d'une ventouse que l'on fixe sur le socle de l'appareil téléphonique.

2) Cette même bobine d'induction (ou une seconde, identique) peut être utilisée pour l'enregistrement des communications ; la bobine est simplement à relier par fil blindé à l'entrée du magnétophone.

RR - 04.29 - M. Jean-Paul REBOUX, 62 Saint-Omer, nous demande conseil pour la mise au point d'un ensemble

préamplificateur + amplificateur BF.

D'après vos indications des mesures effectuées, il semble bien que les différences observées dans les tensions (par rapport à celles indiquées sur le schéma) proviennent du type de contrôleur employé. Votre contrôleur (voltmètre) doit présenter une résistance intérieure propre **insuffisante** ; il faudrait un contrôleur ayant une résistance interne de 20 000 à 40 000 Ω par volt. Encore que, pour telles mesures, l'idéal reste le voltmètre électronique dont l'impédance d'entrée est extrêmement élevée et qui, par conséquent, ne modifie pratiquement pas la valeur de la tension durant les mesures.

RR - 04.30 - M. Michel PACAUD, 91 Sainte-Geneviève, nous soumet le schéma d'un récepteur OC et nous demandons notre avis.

1) L'analyse du schéma que vous nous soumettez sera rapide. Ce pourrait être un bon récepteur, mais sûrement pas un bon récepteur de trafic.

Un tel appareil serait le siège d'une transmodulation et d'une intermodulation inadmissibles.

Aux étages HF et CF, il faut absolument prohiber les circuits intégrés et les transistors bipolaires. Il faut obligatoirement employer des transistors MOS-FET double porte pour ces étages... Et même cela, dans l'état actuel de la technique, n'est pas encore parfait (niveaux de transmodulation et d'intermodulation moins favorables qu'avec des lampes de qualité).

Pour un véritable récepteur de trafic, il faudrait également prévoir un filtre à quartz ou un filtre mécanique MF. Cependant, nous vous rappelons que

quel que soit le filtre utilisé pour la sélectivité MF, il reste absolument inopérant vis-à-vis de la transmodulation qui a son siège en HF.

2) Il est exact que dans les récepteurs à double changement de fréquence d'autrefois, on adoptait une valeur très faible concernant la fréquence de la 2^e MF (80 kHz par exemple), cela afin d'obtenir une très grande sélectivité. Dans les réalisations modernes, les récepteurs ou les transceivers peuvent avoir une valeur MF relativement élevée au contraire (soit MF unique, soit 2^e MF lorsqu'il y a double changement de fréquence) ; mais la sélectivité requise (bande passante de 2,4 kHz à -3 dB en BLU) est obtenue par l'emploi de filtres très efficaces (mécanique ou à quartz).

ERRATA

La réalisation « **TEMPO-RISATION PROGRAMMABLE** » (« Haut-Parleur » n° 1600) a été entachée de quelques erreurs matérielles dont nous nous excusons auprès de nos lecteurs qui voudront bien rectifier comme suit :

Fig. 14 : La liaison commune entre les émetteurs de T₁, T₂ et la broche 16. Vdd du C.I. 3879 NC est à supprimer.

En fait cette liaison commune aboutit à la broche 15.

La résistance R₃ est en fait la R₄ et inversement.

Annexe fig. 14 : R₃ = 910 Ω 1/4 watt \pm 5 % (et non 910 k Ω).

D₃ Diode 1N4148 (Texas-Instrument).

D₄ LED TIL 209 (Texas-Instrument).

Fig. 15 : Condensateur C₃ (chimique) : Le (+) est en fait le (-) et inversement.

RR - 04.31 - M. Dominique VERNE, 75011 Paris, nous demande des renseignements au sujet d'un appareil à déclenchement automatique pour l'enregistrement des communications téléphoniques.

Ce qu'il vous faut utiliser est un appareil de déclenchement que l'on appelle couramment un VOX. Plusieurs modèles ont été décrits dans nos revues : « Haut-Parleur » numéros 1260 (page 118); 1313 (page 168); 1392 (page 173).

« Radio-Pratique » numéros 1386 (page 10); 1412 (page 24).
« Radio-Plans » numéros 284 (page 29); 289 (page 40).

L'entrée du VOX peut être attaquée par un capteur téléphonique à induction (avec ventouse collée sur le socle du téléphone). La sortie du VOX comporte généralement un relais qui, dès qu'une communication s'établit ferme le circuit d'alimentation du magnétophone, ou du moteur d'entraînement du magnétophone.

Naturellement, les signaux BF recueillis par le capteur téléphonique (utilisés pour faire déclencher le VOX) sont également appliqués à l'entrée « enregistrement » du magnétophone.

RR - 04.32 - M. Serge LAUTRUT, 76 SOTTEVILLE, nous demande le schéma d'un modulateur de lumière à trois canaux commandé à partir d'un microphone.

Nous vous prions de vous reporter au numéro 1510 d'Electronique Pratique page 78.

RR - 04.44 - M. Louis DESTREILLES, 26 Saint-Rambert d'Albon se plaint d'un souffle assez gênant sur ses réceptions FM stéréophoniques, alors que les réceptions FM monophoniques sont absolument impeccables.

Nous avons récemment répondu à une question de ce genre. Nous estimons que c'est le système multiplex stéréophonique qui est en cause (si l'on peut dire), en ce sens qu'il nécessite un champ nettement plus important pour une audition sans souffle comparativement à une réception monophonique.

A la suite de ces courriers, nous nous sommes livrés à quelques mesures précises dans ce domaine. Nous avons utilisé un tuner FM suivi de son décodeur stéréophonique, ensemble commercial que nous estimons d'une bonne qualité moyenne :

a) Pour une audition monophonique parfaite, sans souffle, une tension de 7 à 8 μ V (mesurée à l'entrée d'antenne 75 Ω) suffit.

b) Par contre, pour une même qualité d'audition sans souffle, une tension d'entrée de 18 à 20 μ V devient nécessaire...

En conséquence, nous vous conseillons simplement d'améliorer vos conditions de réception, notamment en installant une antenne FM extérieure, ce qui augmentera la tension du signal appliqué au tuner et supprimera le souffle en réception stéréophonique.

RR - 04.34 - M. Jacques VILLEMAGNE, 72, La Flèche, désire obtenir les schémas de divers montages d'accessoires électroniques

en vue de leur installation sur des cyclomoteurs.

Les accessoires électroniques pour automobile sont nombreux et plusieurs descriptions ont déjà été publiées dans nos différentes revues.

Malheureusement, si une automobile comporte un accumulateur, il n'y en a généralement pas sur les cyclomoteurs... De ce fait, les différents montages proposés ne conviennent pas et ne fonctionneraient pas, car ils ne s'accommodent pas du genre de courant délivré par ces petits « engins ».

RR - 04.35 - M. Jean CHASSAING, 37 Tours, nous demande des précisions complémentaires concernant l'amplificateur BF décrit aux pages 118 et 119 du numéro 1322.

1) Nous vous rappelons (cela ayant déjà été dit en son temps dans cette rubrique) que le schéma publié à la page 118 comporte des erreurs concernant l'immatriculation des transistors. Il s'agit de transistors RCA et il faut remplacer la partie 2N par 40; il faut donc lire : 40406, 40407, 4008, 40409 et 40410. Veuillez d'ailleurs consulter le schéma similaire publié à la page 211 du N° 1288.

2) Le transformateur doit pouvoir délivrer 2 x 42 V sous 3 à 4 A.

3) Schéma de la page 119 :
a) La résistance R fait 1,2 k Ω (1 W).

b) La diode zener peut être du type BZY 95/C20.

c) Correcteur de timbre ; de haut en bas : aiguës, médiums, graves.

RR - 04.36 - M. Jacques GOYER, 74 Annemasse, nous pose diverses questions techniques.

Vos différentes questions nécessitent vraiment de très longs développements qui sortent du cadre de cette rubrique.

Puisque vous possédez l'ouvrage « Cours Élémentaire de Radiotechnique » (et que vous l'avez apprécié!), nous nous permettons tout simplement de vous conseiller d'acquiescer maintenant le « Cours Moyen de Radiotechnique », ouvrage qui fait normalement suite au premier cité (puisque'il s'agit du tome II) et dans lequel vous trouverez toutes réponses détaillées à vos questions.

RR - 04.37 - M. René DURET, 33 Arcachon, nous demande la tension de la diode zener CR₁ utilisée sur le chargeur de batterie décrit à la page 278 du numéro 1374.

Il s'agit d'une diode zener 8,2 V. Vous pouvez par exemple employer le type BZX 61/C8 V2 (de la RTC).

RR - 04.38 - M. Raymond COLAS, 13002 Marseille, sollicite des précisions complémentaires au sujet de la réalisation pratique de l'antenne « active » pour automobile décrite dans le numéro 1385.

Hélas, nous ne pouvons pas vous renseigner concernant les valeurs des composants. En effet, il s'agit d'une réalisation commerciale pour laquelle le constructeur ne nous a communiqué que les renseignements qui ont été

publiés. Il s'agissait d'un article visant simplement à exposer le principe du dispositif, sans que pour autant l'amateurl puisse le copier et le reproduire.

RR - 04.40 - M. André LYONNET, 16 Ruelle, désire des précisions complémentaires au sujet de l'alimentation décrite à la page 224 du numéro 1433.

1) La capacité du condensateur C_6 n'est pas critique ; un modèle de $220 \mu\text{F}$ 45/50 V peut convenir.

2) La diode D_5 peut être du type BYX 42 - 300 (RTC). Une diode type BY 126 ou 226 (RTC) peut convenir pour D_6 .

3) P_2 est un potentiomètre ajustable (par tournevis) de $4,7 \text{ k}\Omega$ à variation linéaire ; comme l'indique le schéma, il est utilisé simplement en résistance ajustable.

RR - 04.41 - M. Jacques LACOSTE, 22 Lannion, nous demande conseil au sujet d'un groupement de haut-parleurs.

1) Concernant les deux haut-parleurs de 24 cm de diamètre à votre disposition, il ne s'agit certainement pas d'un haut-parleur actif et d'un haut-parleur passif. En effet, un haut-parleur passif n'est constitué (essentiellement) que d'une simple membrane ; aucune connexion électrique n'y aboutit.

D'autre part, nous ne pensons pas qu'il soit valable d'utiliser un haut-parleur normal en haut-parleur passif. Nous estimons qu'il est nécessaire d'employer la paire de haut-parleurs (actif + passif) prévue pour être utilisée conjointement.

2) Pour un groupement classique dans une enceinte normale, en vous reportant à notre numéro 1433 (page 231), il semble que vous pourriez réaliser, soit le montage de la figure 11, soit celui de la figure 12, en utilisant vos deux tweeters en parallèle.

RR - 04.42 - M. Bernard JOURJON, 14 Bayeux, nous demande :

1) des précisions concernant la petite alimentation représentée sur la figure RR-9.06, page 604, du numéro 1530 ;

2) des renseignements sur le marquage des diodes ;

3) conseil pour le montage d'une ampoule témoin.

1) Il est certain qu'à vide (récepteur non connecté), le condensateur se charge à la tension de crête, c'est-à-dire $9 \times \sqrt{2} = 12,7 \text{ V}$. Mais en charge (récepteur alimenté), cette tension doit incontestablement baisser.

Si vous avez utilisé un transformateur dont la tension secondaire est trop élevée, ou si le récepteur alimenté consomme vraiment peu, vous pourriez alors intercaler une résistance en série, de valeur adéquate, sur chaque connexion du secondaire du transformateur aboutissant au redresseur BY164.

2) Il existe un code de couleurs (JEDEC) pour le marquage des diodes. Les couleurs indiquent les mêmes chiffres que dans le cas des résistances ou des condensateurs ; il y a donc 4 anneaux de couleurs indiquant chacun un chiffre. Le premier chiffre correspond à l'anneau le plus large, anneau qui indique aussi le côté « cathode ». A l'avant des 4 chiffres, on sous-entend le préfixe habituel 1N...

Exemple : un anneau large jaune suivi de trois anneaux plus étroits respectivement

marron, jaune et gris = 1N 4148.

Mais attention ! De nombreuses diodes sont marquées avec des anneaux de couleurs qui n'ont rien à voir avec ce code et qui correspondent à un code particulier au fabricant.

3) Il est évidemment possible d'alimenter une ampoule de 6,3 V 0,1 A sur 220 V en intercalant une résistance en série... Mais il faudrait une résistance de $2,2 \text{ k}\Omega$ 22 W ! En d'autres termes, l'essentiel de la puissance consommée est gaspillée en pure perte (chaleur) dans la résistance. Puisqu'il s'agit de constituer une lampe-témoin, il est beaucoup plus simple et rationnel d'employer une petite ampoule au néon.

RR - 04.43 - M. Dominique CALVIE, 69001 Lyon, nous demande des schémas de dispositifs de synchronisation pour projecteurs de diapositives.

Nous vous avons répondu directement ; notre réponse nous a été retournée avec la traditionnelle mention « N'habitez pas à l'adresse indiquée ».

En ce qui concerne la synchronisation pour projecteurs de diapositives, nous vous suggérons d'examiner les articles publiés sur ce sujet et parus dans nos revues suivantes :

Radio-Plans : 259, 265, 283, 301, 325, 278.

Haut-Parleur : 1152 (page 136), 1161 (page 98), 1165 (page 156), 1172 (page 78), 1264 (page 148), 1490 (page 184).

Nous espérons que l'un des montages proposés sera à votre convenance et vous donnera satisfaction.

RR - 03.39 - M. Rémi CHAPDELAIN, 75019 Paris, nous demande :

1) Quel est le montant de la redevance à payer pour l'utilisation de talkies-walkies dans la bande « amateur » 26,96 à 27,28 MHz ;

2) Si le schéma d'émetteur 27 MHz joint à sa lettre est susceptible de fonctionner et quelle puissance HF peut-il délivrer ;

3) Des prévisions complémentaires au sujet de l'émetteur 27 MHz, figure 34, page 260, HP N° 1539 ;

4) Si l'un des petits amplificateurs BF dont il nous soumet les schémas pourrait être utilisé comme modulateur pour l'un des deux émetteurs précédemment cités ;

5) Conseils pour la construction d'une antenne accordée sur 27 MHz ;

6) Conseils pour le réglage et l'alignement des récepteurs ;

7) Les caractéristiques des transistors suivants : 2N 176 ; 2N 2102 ; 2N 3569 ; 2N 3692 ; 2N 5116 ; 2SB 33 ; 2SA 350 ; 2SA 222 ; SFT 320 ; BCY 28.

1) Le montant de la redevance est fonction de l'usage que vous envisagez de faire de vos talkies-walkies, ainsi que de leur puissance. Veuillez consulter la Direction Générale des Télécommunications 246, rue de Bercy Paris 12^e.

Nous attirons également votre attention sur le fait que la bande citée est effectivement réservée aux talkies-walkies 27 MHz, mais qu'il ne s'agit absolument pas d'une bande « radioamateurs ».

2) Réalisé convenablement, l'émetteur dont vous nous soumettez le schéma doit effectivement fonctionner ; la puissance HF délivrée doit être de l'ordre de 1 W maximum.

3) Cet appareil est en réalité un émetteur destiné à la radio-commande. Pour son utilisation dans la bande 27 MHz en modulation d'amplitude, il faudrait effectivement utiliser

(suite page 152)

UTILISATION

des transistors

en interrupteurs

Il est courant de qualifier « d'interrupteurs » les transistors utilisés en commutation. Peut-être l'est-il moins d'en bien comprendre le fonctionnement, de discerner la validité comme les limites de l'analogie, et de savoir établir et faire fonctionner convenablement des montages pratiques. Ces quelques lignes se proposent de faire le point sur la question.

I - LE TRANSISTOR EN REGIME DE COMMUTATION

Nous raisonnerons sur des transistors NPN : la transposition au cas des PNP n'entraîne que le changement des sens des courants, et des polarités des tensions.

On connaît le classique

réseau de caractéristiques de la figure 1 : chaque courbe y représente, pour une intensité donnée du courant de base I_b , les variations du courant de collecteur I_c , en fonction de la différence de potentiel V_{CE} entre émetteur et collecteur. La figure 2, qui détaille l'une de ces caractéristiques, fortement étalée au voisinage de l'origine, fait apparaître le phénomène d'offset : I_c s'annule

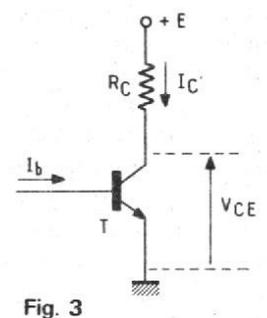
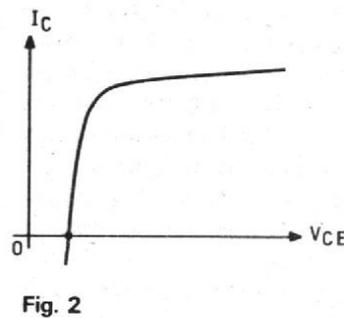
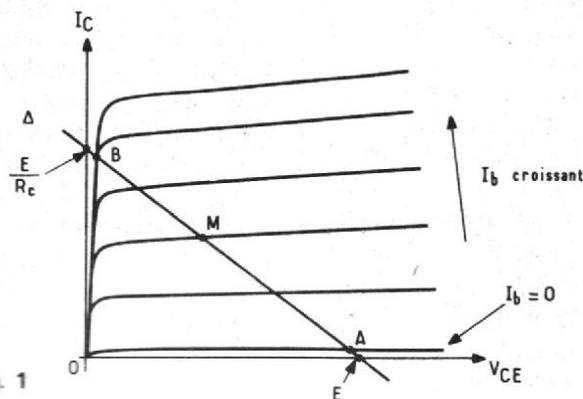
pour une tension V_{CE} non parfaitement nulle.

Associés, au transistor T décrit par le réseau de la figure 1, une résistance de collecteur R_c (figure 3). Le courant I_c y crée une chute de tension :

$$V = R_c I_c$$

qui conduit à la relation :

$$E = R_c I_c + V_{CE}$$



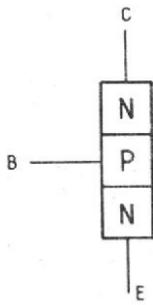


Fig. 4

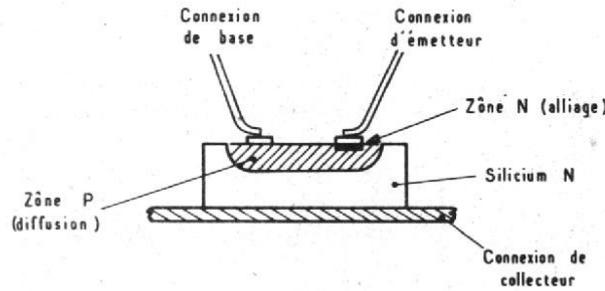


Fig. 5

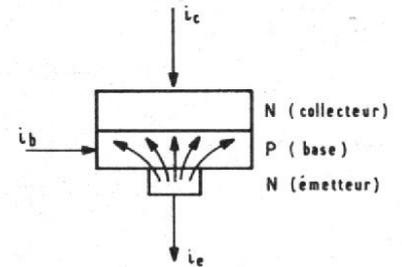


Fig. 6

Dans le réseau de la figure 1, cette relation est l'équation d'une droite Δ , dite « droite de charge », qui coupe l'axe horizontal au point d'abscisse E, et l'axe vertical au point d'ordonnée E/R_c . A chaque valeur de I_b correspond un point de fonctionnement M, intersection de s avec la caractéristique correspondante.

Deux de ces points sont particulièrement intéressants. Le premier, A, se trouve sur la caractéristique pour laquelle $I_b = 0$. Le courant de collecteur I_c est alors partiellement nul, et la tension V_{CE} voisine de E : en première approximation, tout se passe comme si le transistor T avait été remplacé par un interrupteur ouvert. On dit que T est bloqué.

Lorsque I_b croît, le point M monte sur la droite de charge. Il ne peut dépasser B, situé sur la branche commune à toutes les caractéristiques. A ce moment, la tension V_{CE} est voisine de 0, et le courant I_c de E/R_c . En première approximation, tout se passe comme si on avait remplacé T par un interrupteur fermé. On dit que le transistor est saturé.

Mais l'intérêt d'un transistor utilisé comme interrupteur, réside surtout dans la possibilité de découper des signaux alternatifs, qu'on applique alors, dans le cas de la figure 3, en lieu et place de la tension d'alimentation continue E. L'analyse de ce

type de fonctionnement exige que nous fassions un retour sur la structure interne du transistor.

II. LA DISSYMETRIE D'UN TRANSISTOR

Dans une description très simplifiée, on a pour habitude de représenter un transistor par la superposition alternée de zones N et P (fig. 4), qui délimitent deux jonctions PN. Cette représentation, parfaitement symétrique, ne fait apparaître aucune différence entre le collecteur et l'émetteur, qui semblent pouvoir être intervertis sans inconvénient.

En réalité, la dissymétrie découle des techniques de fabrication, qui apparaissent sur l'exemple de la figure 5. Il s'agit là d'un transistor de type mesa. Sur un support métallique, qui servira de connexion de collecteur, on dépose une plaque de silicium N : cette zone constitue le collecteur lui-même. Un dopage par diffusion créé, à la surface de ce bloc, une mince couche de type P, qui est la base. Elle est reliée à la sortie par un contact purement ohmique. Enfin, une technique d'alliage créé, entre la connexion d'émetteur et la zone P, une nouvelle zone N, qui est l'émetteur lui-même. La dissymétrie apparaît maintenant de façon très

nette, car la surface de la jonction émetteur-base est beaucoup plus faible que celle de la jonction collecteur-base.

Pour en revenir à une représentation schématisée, il conviendrait donc de préférer, au dessin de la figure 4, celui de la figure 6. L'importance de la distinction résulte de la théorie de l'effet transistor. Nous la résumerons très brièvement. Dans le transistor de la figure 6, la jonction collecteur-base, polarisée en inverse, est normalement bloquée, et ne laisse passer aucun courant (à l'exception d'un très faible courant de fuite). Si, par une source de tension connectée entre la base et l'émetteur, on rend conductrice la jonction correspondante, on injecte des électrons dans la base. Dans une base épaisse, ceux-ci se recombineraient avec les trous (porteurs positifs). Mais la base étant très mince, la quasi-totalité des électrons injectés par l'émetteur atteint la zone N supérieure, et permet à la jonction collecteur-base de conduire.

Compte-tenu de la géométrie du dispositif, presque tous les électrons, malgré leurs trajectoires divergentes matérialisées par des flèches sur la figure 6, atteignent le collecteur pour y créer le courant I_c . Une faible proportion sort par la connexion de base, donnant le courant I_b . On sait que le rapport de ces deux intensités

n'est autre que le gain en courant β du transistor :

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

Supposons maintenant qu'on utilise le transistor à l'envers, en intervertissant les connexions d'émetteur et de collecteur : il faut alors le représenter par le schéma de la figure 7. La dispersion des trajectoires électroniques en provenance de l'émetteur, montre qu'une proportion importante des électrons s'échappe maintenant par la base. Par conséquent, le transistor utilisé à l'envers fonctionne toujours, mais son gain en courant β , rapport des intensités I_c et I_b , a considérablement diminué.

III - LE TRANSISTOR EN INTERRUPTEUR

Revenons maintenant à notre propos initial : il s'agit de remplacer l'interrupteur mécanique de la figure 8, qui permet de recueillir, sur la sortie S, les tensions appliquées à l'entrée E quand il est ouvert, ou une tension nulle quand il est fermé, par le dispositif électronique de la figure 9. Nous noterons V_1 les tensions appliquées à l'entrée, V_s les tensions de sortie, et V_2 les tensions de commande, appli-

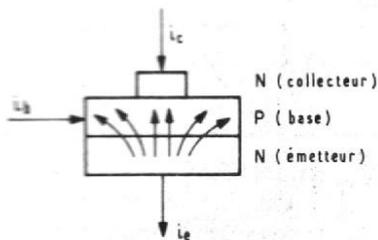


Fig. 7

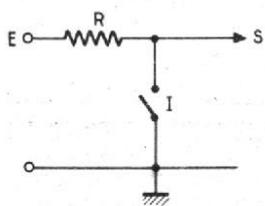


Fig. 8

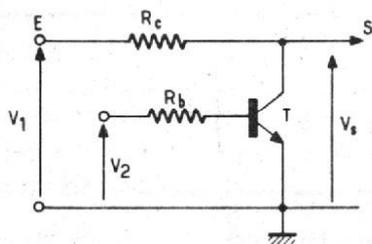


Fig. 9

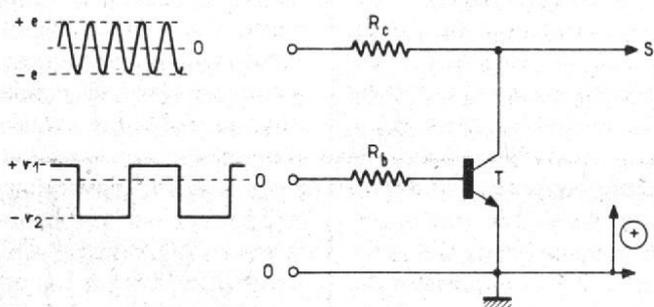


Fig. 10

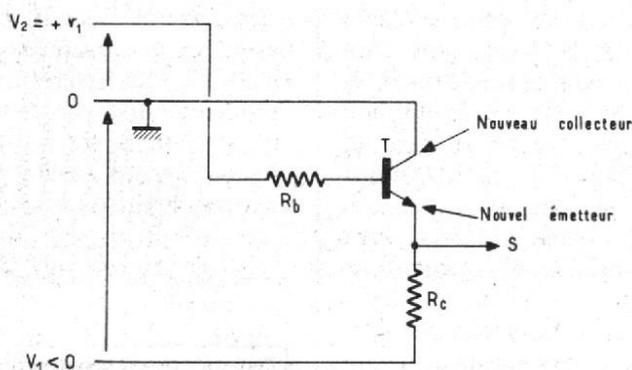


Fig. 11

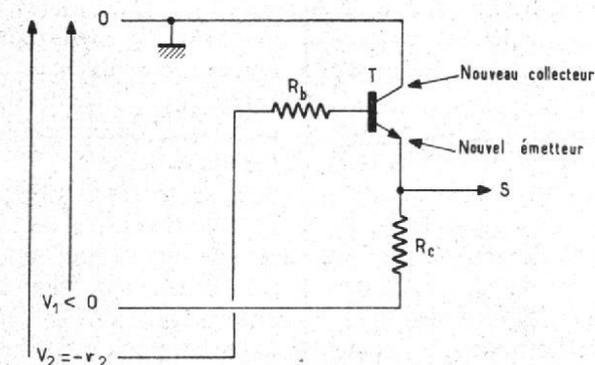


Fig. 12

quées sur la base à travers la résistance R_b .

L'exemple pratique choisi, est celui du découpage d'un signal alternatif centré sur le potentiel 0, et évoluant entre les limites $-e$ et $+e$ (fig. 10). Nous commanderons la base par des créneaux rectangulaires. Leur palier supérieur se situe à un niveau $+v_1$, tel que, compte-tenu de la résistance R_b , le transistor T soit saturé. Le niveau des paliers inférieurs est $-v_2$. En examinant ces diverses tensions, toutes comptées positivement dans le sens que précise la flèche de la figure 10, on s'aperçoit que quatre cas sont possibles :

- 1^{er} cas : $V_1 > 0$ et $V_2 > 0$
- 2^e cas : $V_1 < 0$ et $V_2 > 0$
- 3^e cas : $V_1 < 0$ et $V_2 < 0$
- 4^e cas : $V_1 < 0$ et $V_2 < 0$

Étudions les, successivement.

Cas $V_1 > 0$ et $V_2 > 0$

Le transistor fonctionne normalement. En négligeant la chute de tension émetteur-base, le courant de base vaut :

$$I_b = \frac{V_1}{R_b}$$

puisque la tension V_2 est alors $+v_1$. Il y aura saturation si R_b et v_1 sont choisis tels que : (1)

$$\beta_1 \frac{v_1}{R_b} > \frac{V_1}{R_c}$$

Le transistor T se comporte comme un interrupteur fermé. β_1 désigne le gain en courant pour le branchement normal, qui est celui de la figure 6. Sur la sortie S, la tension est nulle.

Cas $V_1 > 0$ et $V_2 < 0$

Le courant de base I_b est maintenant nul, et le transistor bloqué : il se comporte comme un interrupteur ouvert qu'aucun courant ne traverse, et on retrouve, sur la sortie S, la tension V_1 appliquée à l'entrée E.

Cas $V_1 < 0$ et $V_2 > 0$

Puisque V_1 est négatif, le transistor fonctionne à l'envers, conformément au schéma de la figure 7. Son émetteur devient son collec-

teur, et inversement. Le gain en courant, β_2 , est très inférieur à β_1 .

Dans la figure 11, nous avons redessiné le montage de la figure 10, en y faisant clairement apparaître, pour le cas considéré, les niveaux relatifs des diverses tensions. Par rapport à la masse du montage, qui est maintenant le nouveau collecteur, le potentiel $V_2 = +v_1$ appliqué sur la base, à travers R_b , est positif. Il l'est, a fortiori, par rapport au nouvel émetteur. Le transistor T est donc conducteur. Il sera saturé, donc offrira une tension nulle à ses bornes, si : (2)

$$\beta_2 \frac{v_1}{R_b} > \frac{|v_1|}{R_c}$$

Dans ces conditions, T se comporte comme un interrupteur fermé, et ne laisse subsister aucune tension sur la sortie S, ramassée au niveau de la masse.

Cas $V_1 < 0$ et $V_2 < 0$

Nous explicitons cette nouvelle situation à la figure 12. Le nouveau collecteur se trouve encore au potentiel de la masse. Si le potentiel $V_2 = -v_2$ appliqué à R_b est plus négatif que V_1 , aucun courant de base ne circule, et T, bloqué, se comporte comme un interrupteur fermé : la sortie S reproduit la tension V_1 . Remarquons que ceci ne serait pas vrai si V_2 , négatif, était inférieur à V_1 en valeur absolue : on se trouverait alors dans le cas de la figure 13, où la base est positive par rapport au nouvel émetteur, et où le transistor T conduit.

IV. RESUME DES CONDITIONS D'UTILISATION EN INTERRUPTEUR

Cette étude nous montre que, sous certaines réserves que nous allons maintenant résumer, un transistor peut être utilisé comme un interrupteur bilatéral, donc capable de commander des tensions

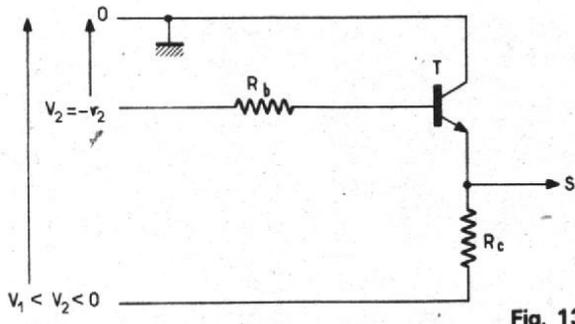


Fig. 13

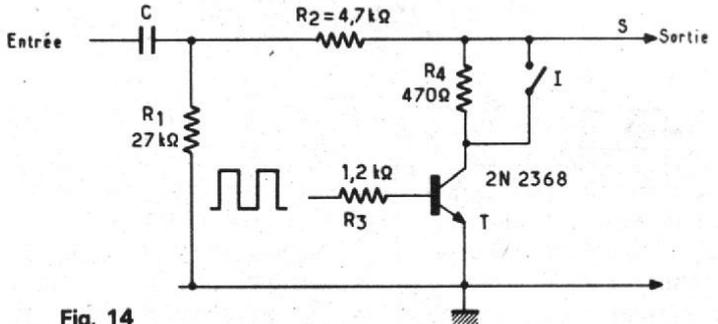


Fig. 14

alternatives. Les notations reprennent celles de la figure 10 ; comme précédemment, nous appellerons β_1 le gain en courant du transistor utilisé normalement, et β_2 celui du transistor connecté à l'envers.

Le dernier cas impose que $|v_2| > e$. Dans les deux cas où T est saturé, les conditions de cette saturation sont respectivement données par les inégalités (1) et (2). Comme β_2 est

plus petit que β_1 , il suffit de satisfaire l'inégalité (2) pour que l'autre le soit automatiquement. Dans la pratique, β_2 sera imposé par le choix du transistor. D'autres conditions imposeront généralement R_c , et c'est donc R_b qu'il faudra sélectionner. Les deux conditions à respecter se résument alors comme suit :

$$|v_2| > e$$

$$R_b < \beta_2 R_c v_1/e$$

V. DE LA THEORIE A LA PRATIQUE

Afin de mieux préciser toutes ces notions théoriques, nous proposons maintenant l'étude expérimentale d'une porte électronique, que l'auteur a mis au point dans le cadre de la réalisation d'un générateur tone-burst, délivrant des salves de signaux

BF, et destiné à l'étude dynamique des amplificateurs. Le lecteur trouvera, par ailleurs, la description complète de ce montage et de ses applications.

Nous ne reproduirons, ici, que le schéma de la porte proprement dite, directement dérivé de celui de la figure 10. On le trouvera à la figure 14. Les signaux appliqués sur l'entrée, à travers le condensateur C, sont des sinusoïdes.

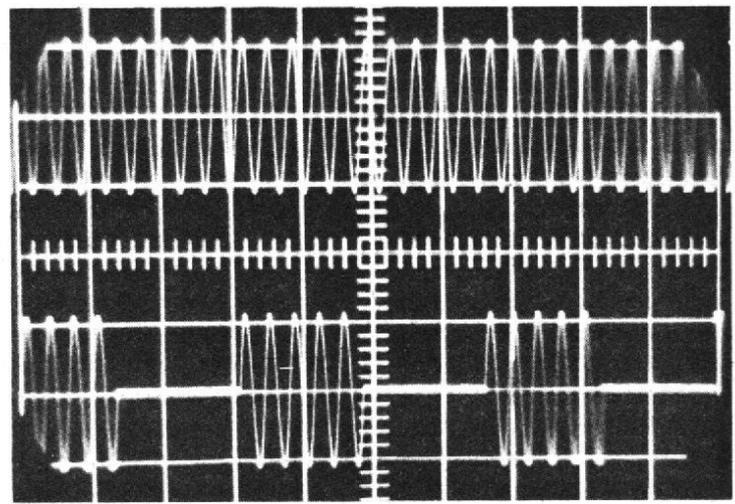


Fig. 15

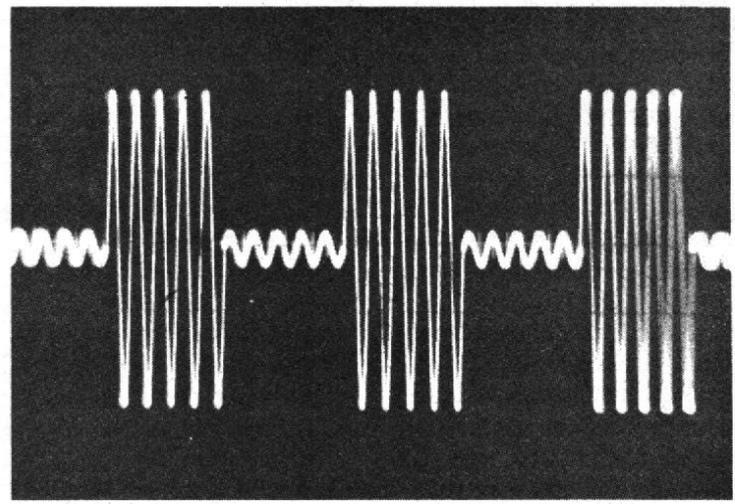


Fig. 16

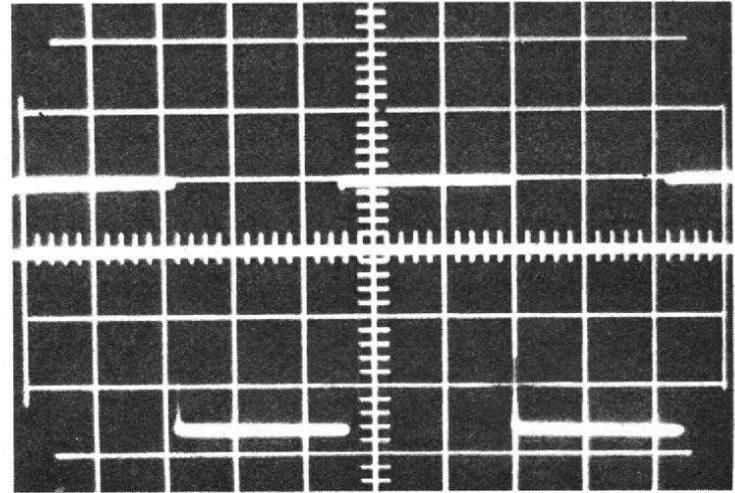


Fig. 17

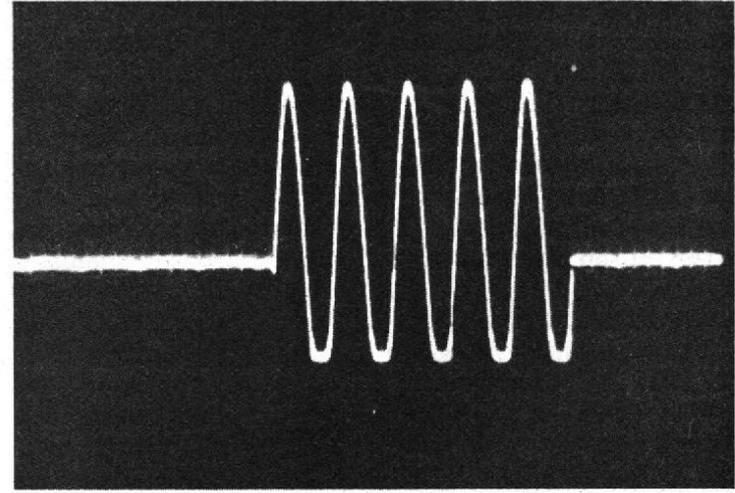


Fig. 18

le montage de la figure 34 (variante AM) et faire précéder le transistor modulateur T_5 par un petit amplificateur BF microphonique.

Concernant ce montage, nous vous rappelons les rectificateurs suivants :

Condensateur entre collecteur de T_1 et masse = 15 pF.

Bobinage L_0 : Primaire (1 - 2) = spires ; secondaire (3 - 4) = 3 spires.

4) Oui, et c'est le montage d'amplificateur BF comportant un transformateur de sortie qui permet l'adaptation la plus facile.

Dans le cas du premier émetteur, il suffit d'intercaler le secondaire du transformateur de modulation dans la connexion d'émetteur du transistor de sortie HF aboutissant à la masse.

Pour le second émetteur, vous supprimez purement et simplement le transistor T_5 , et le retour d'émetteur du transistor T_2 final HP (après la résistance de 82 Ω) aboutit à une extrémité du secondaire du transformateur de modulation, l'autre extrémité étant reliée à la masse.

5) Dans la bande 27 MHz, le trafic s'écoule avec des antennes à polarisation verticale. Il vous faut donc utiliser une antenne du type ground-plane : Longueur du fouet vertical, ainsi que les quatre éléments radiaux horizontaux constituant le plan de terre = 2,64 m. Liaison à l'émetteur par câble coaxial.

6) Un générateur d'impulsions ne convient pas ; il faut obligatoirement un générateur HF/MF et un outputmètre indicateur.

7) Caractéristiques maximales des transistors :

2N 176 : PNP germanium ; $V_{cb} = 40$ V ; $V_{ce} = 30$ V ; $P_d = 90$ W ; $h_{fe} = 25$ pour $V_{ce} = 2$ V et $I_c = 0,5$ A.

2N 2102 : NPN silicium ; $V_{cb} = 120$ V ; $V_{ce} = 65$ V ;

$V_{eb} = 7$ V ; $I_c = 1$ A ; $P_d = 1$ W ; $h_{fe} = 120$ pour $V_{ce} = 10$ V et $I_c = 150$ A.

2N 3569 : NPN silicium ; $P_c = 300$ mW ; $V_{cb} = 80$ V ; $V_{ce} = 40$ V ; $V_{eb} = 5$ V ; $I_c = 500$ A ; $h_{fe} = 40$ pour $I_e = 150$ A.

2N 3692 : NPN silicium ; $P_c = 200$ mW ; $V_{cb} = 35$ V ; $V_{ce} = 20$ V ; $V_{eb} = 4$ V ; $h_{fe} = 100$ pour $V_{cb} = 10$ V et $I_e = 5$ mA.

2N 5116 : FET canal P ; $P_d = 500$ mW ; $V_{ds} = 15$ V ; $V_{gss} = 30$ V ; $I_{dss} = 25$ mA.

2SB 22 : PNP germanium ; $V_{cb} = 20$ V ; $V_{eb} = 2,5$ V ; $I_c = 50$ mA ; $P_d = 150$ mW ; $h_{fe} = 80$ pour $V_{ce} = 6$ V et $I_c = 1$ mA.

2SA 350 : PNP germanium ; $V_{cb} \times 20$ V ; $V_{eb} = 0,5$ V ; $I_c = 10$ mA ; $P_d = 80$ mW ; $h_{fe} = 90$ pour $V_{ce} = 9$ V et $I_c = 1$ mA.

2SA 222 : PNP germanium ; $V_{cb} = 20$ V ; $V_{eb} = 0,5$ V ; $I_c = 10$ mA ; $P_d = 50$ mW ; $h_{fe} = 50$ pour $V_{ce} = 6$ V et $I_c = 1$ mA.

SFT 320 (AF 126) : PNP Germanium ; $V_{cb} = 32$ V ; $V_{ce} = 32$ V ; $V_{eb} = I_c = 10$ mA ; $P_d = 60$ mW ; $H_{fe} = 40$ à 140 pour $V_{ce} = 6$ V et $I_c = 1$ mA.

BCY 28 : PNP silicium ; $P_c = 275$ mW ; $V_{cb} = 30$ V ; $V_{ce} = 25$ V ; $V_{eb} = 30$ V ; $I_c = 50$ mA ; $h_{fe} = 25$ pour $V_{cb} = 6$ V et $I_e = 1$ mA.

Tous les autres semi-conducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas parmi nos documentations, du moins sous les « immatriculations » (?) indiquées.

8) Nous avons répondu ici à l'essentiel de vos multiples questions. Il en est d'autres qui sortent totalement du cadre de cette rubrique, et d'autres pour lesquelles des précisions complémentaires de votre part seraient nécessaires.

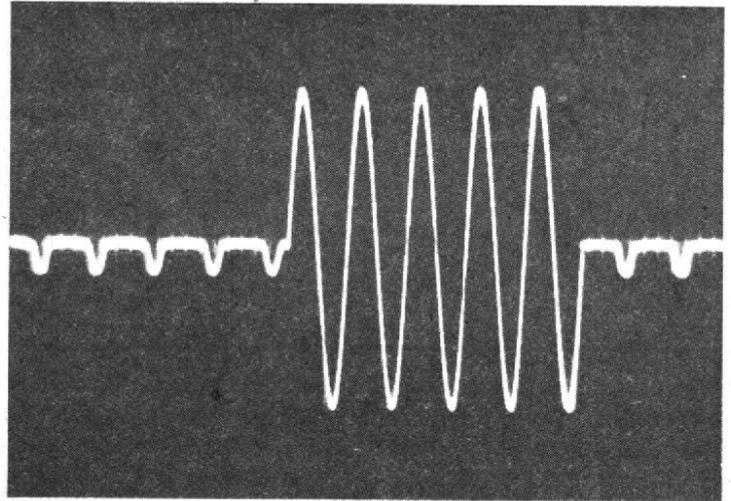


Fig. 19

On pilote la base du transistor 2N 2368, à travers la résistance R_3 de 1,2 k Ω , par des créneaux dont les paliers inférieurs et supérieurs se situent respectivement à - 5 V et à + 2 V.

La résistance R_4 de 470 Ω , associée à l'interrupteur I, constitue un petit perfectionnement. Lorsque I est fermé, tout se passe comme si R_4 n'existait pas, et la porte fonctionne normalement. Par contre, quand I est ouvert, et pendant les intervalles de saturation de T, l'ensemble des résistances R_2 et R_4 forme un diviseur de tension : au lieu de trouver une tension de sortie nulle, on recueille en S un signal atténué dans un rapport voisin de 10.

L'oscillogramme de la figure 15 représente le fonctionnement normal de la porte. On y trouve le signal d'entrée sur la courbe du haut, et le signal découpé sur celle du bas. Dans tous nos exemples, la fréquence de découpage est égale au dixième de la fréquence des sinusoïdes. La figure 16 montre le résultat obtenu lorsque l'interrupteur I est ouvert.

La forme et les niveaux du signal de découpage, sont illustrés par l'oscillogramme de la figure 17, où le trait continu matérialise le niveau zéro, et où la sensibilité verti-

cale est réglée à 2 V par division.

Les deux oscillogrammes suivant, enfin, correspondent à un découpage défectueux, du au non respect des conditions que nous avons établies dans la partie théorique de cet article. Pour le premier (fig. 18), on observe un écrêtage des sommets négatifs de la sinusoïde : le fonctionnement est celui de la figure 13, ou la tension d'entrée V_1 devient plus négative que V_2 . Le transistor T est alors partiellement conducteur, et forme avec R_2 (fig. 14) un diviseur de tension agissant sur les crêtes négatives.

Dans le cas de la figure 19, la résistance de base R_3 était choisie trop grande (nous avons pris 2,7 k Ω) pour qu'il y ait saturation pendant le fonctionnement inversé du transistor : on voit apparaître, aux instants où la tension de sortie devrait être nulle, des pointes de modulation négatives.

RETOUR SUR LA CHAMBRE D'ECHO ANALOGIQUE

décrite dans nos numéros 1587 et 1591

UN certain nombre d'erreurs se sont glissées malencontreusement dans certains schémas. Des circuits intégrés se sont retrouvés sans alimentation, d'autres avec une entrée à la masse, des interrupteurs sont mystérieusement apparus sur une ligne à retard qui pourtant, d'après le schéma de principe ne devait pas être coupée en quatre sections, la transmission ne pouvant évidemment pas s'effectuer...

D'autre part, la réalisation ne suivait pas rigoureusement le schéma de principe, pour des raisons de simplification de circuit de la ligne à retard, nous avons inversé les numéros des deux moitiés (par ailleurs identiques) d'un circuit SAD 1024, inversion sans effet sur le fonctionnement mais qui n'avait que l'inconvénient de perturber les réalisateurs non avertis.

Nous profitons également de cet emplacement pour donner un schéma de réunion des modules entre eux. Il ne reste que l'alimentation.

Sur la figure 7, nous avons ajouté les bornes d'alimentation du circuit intégré, que l'on trouve sur le circuit imprimé et qui sont le 14 pour le plus et le 7 pour le moins. Les sorties ne s'appellent pas Q_1 et Q_2 mais ϕ_1 et ϕ_2 .

Sur la figure 8, les interrupteurs sont supprimés et les

quatre sections sont réunies, les unes à la suite des autres pour former une chaîne de retard de 2048 éléments. Nous avons également ajouté une mise à la masse de broches inutilisées, masses que l'on trouvait sur le circuit imprimé. Nous avons également fait figurer l'inversion de la numérotation des moitiés du circuit C_{12} ainsi que l'inversion du repère des résistances.

Sur la figure 10, nous avons ajouté, ce qui n'est pas indispensable, le repère des circuits, ce qui permet de faire un parallèle avec la figure précédente. Nous avons ajouté des lettres qui avaient mystérieusement disparu : D, E, F, G, H, I et aussi a, il fallait bien faire entrer le signal dans la ligne à retard.

Sur la figure 11, nous avons mis la broche 9 du circuit inté-

gré au plus, à l'alimentation.

Sur la figure 13, la masse venant de la broche 4 et CI_6 va sur la 4 de CI_3 , au lieu d'aller sur la 3. C'est tout.

Sur la figure supplémentaire, nous avons représenté le câblage général. La disposition des pièces de commande n'est pas celle de la façade que nous avons réalisée, à vous de l'adapter au coffret dont vous disposez.

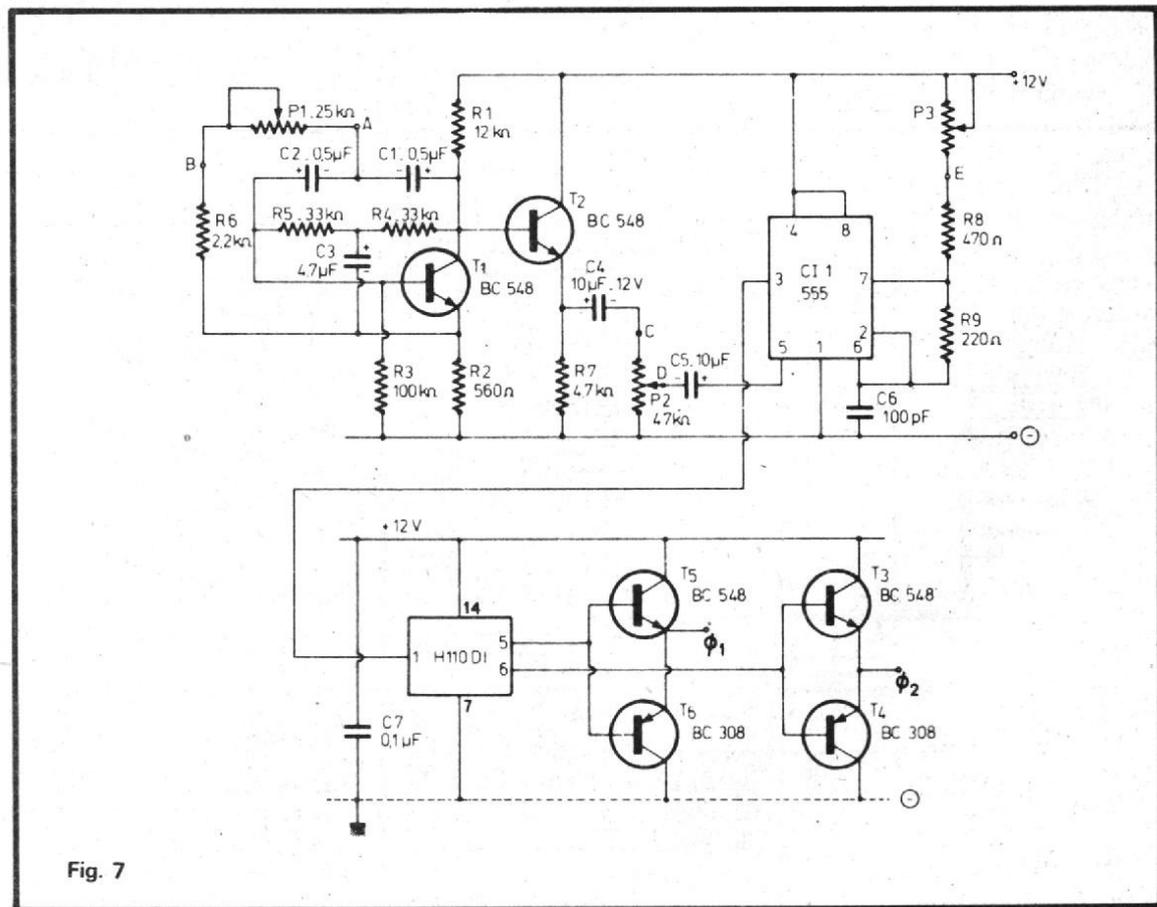


Fig. 7

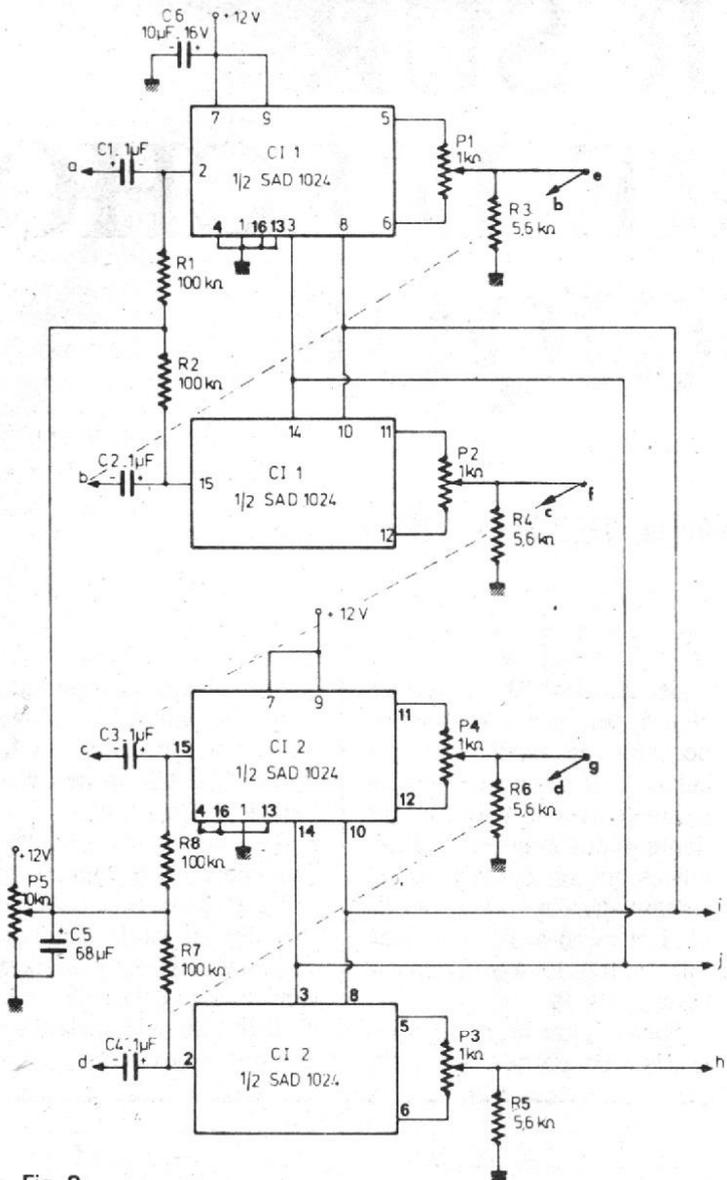


Fig. 8

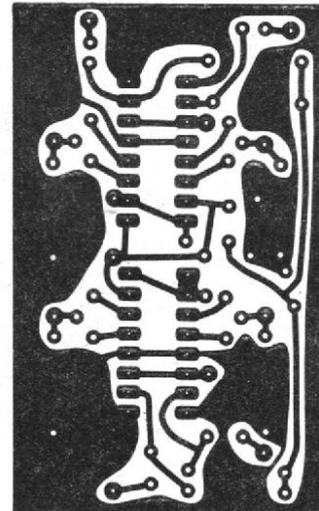


Fig. 11

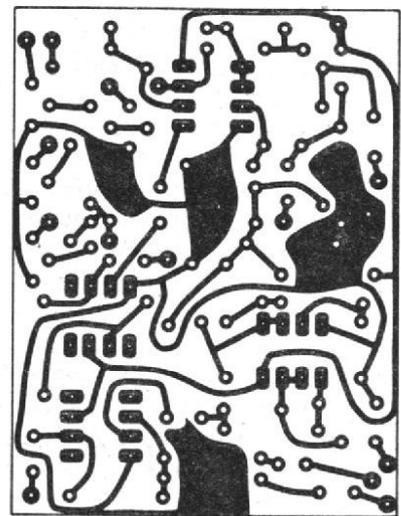


Fig. 12

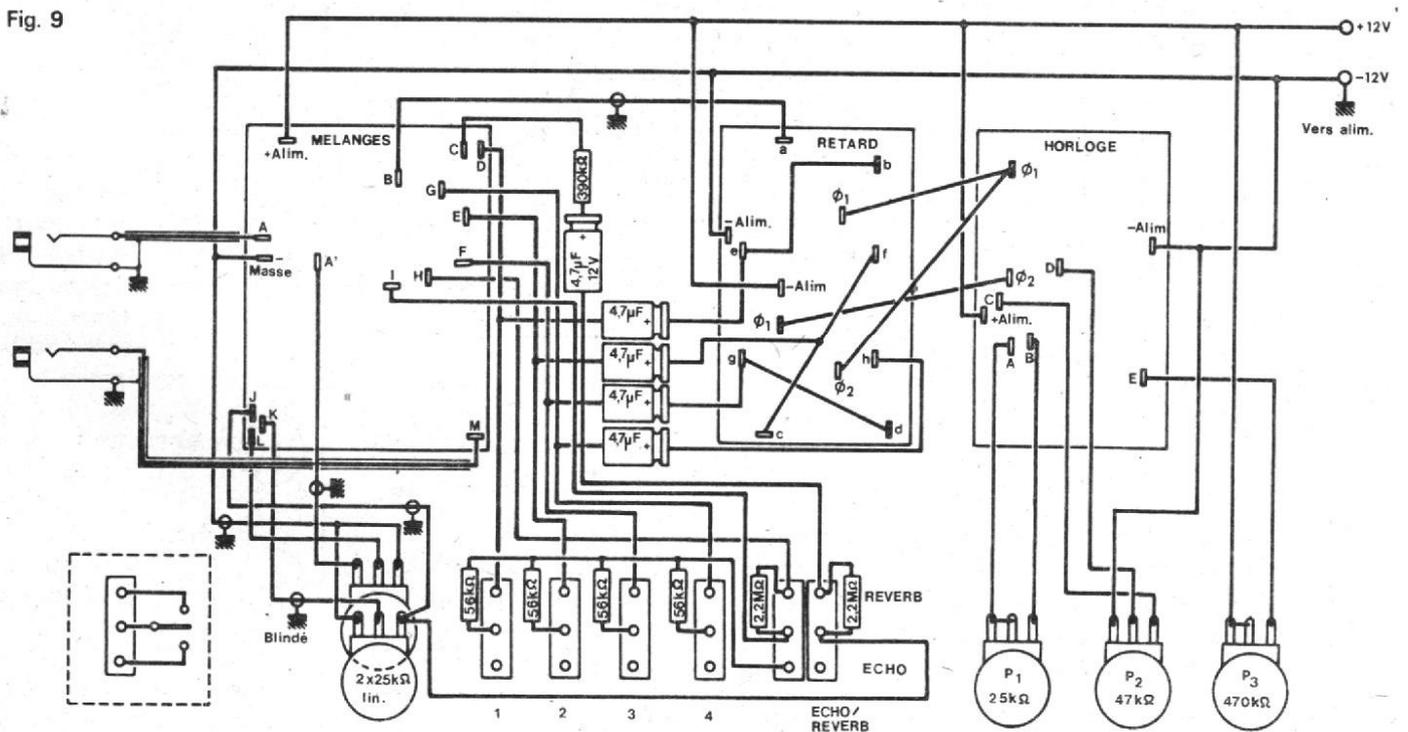


Fig. 9

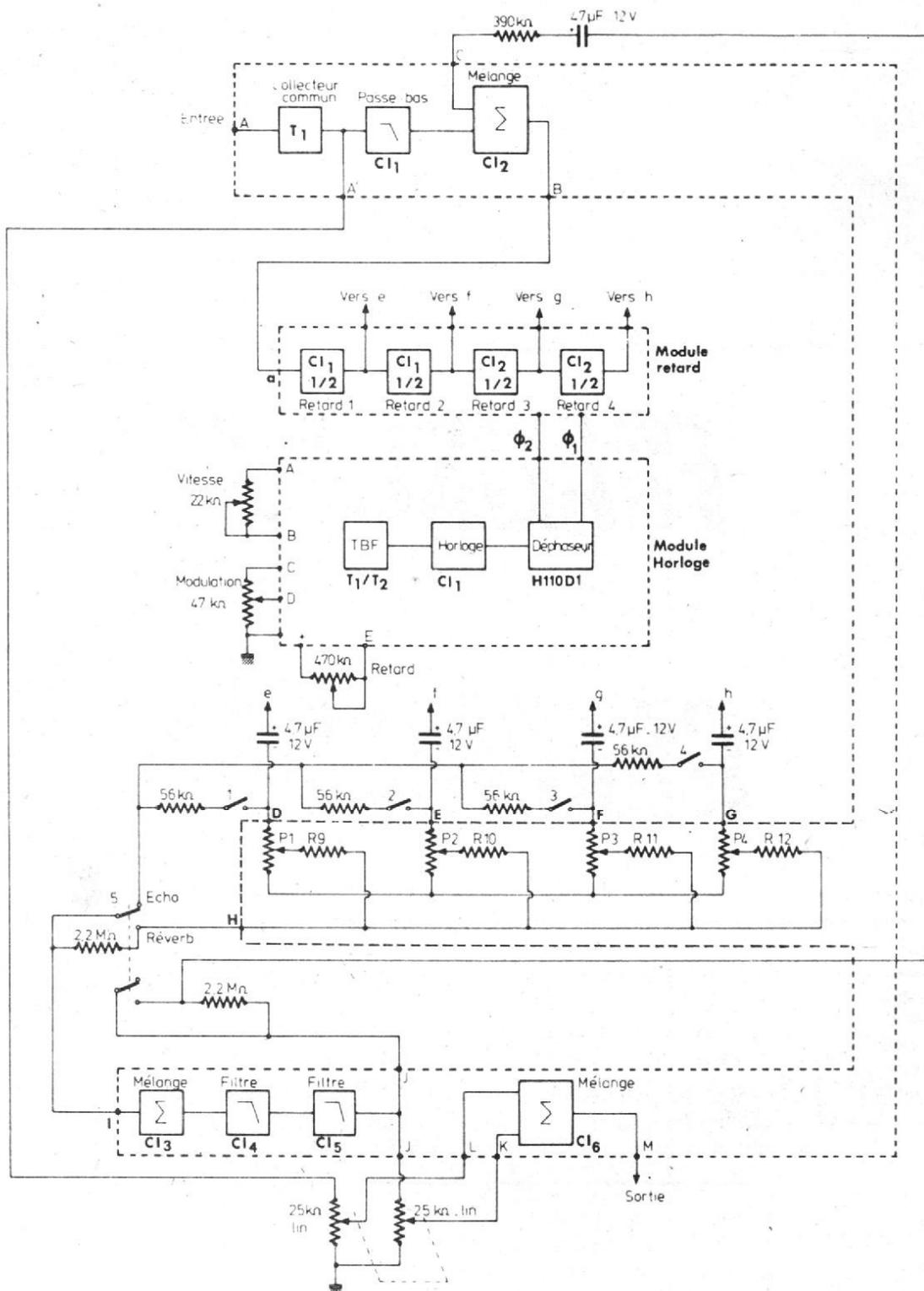


Fig. 10

Pour les potentiomètres P_1 et P_3 , ils travaillent en résistance variable, le curseur peut être relié à une extrémité ou à l'autre, cela ne risque pas de perturber le fonctionnement de l'appareil.

Une alimentation mal régu-

lée peut entraîner l'apparition d'un bruit d'horloge en sortie. Pour réduire ce bruit, on pourra alimenter chaque circuit au travers d'une résistance de 50 à 100 Ω découplée par un condensateur chimique de 22 μF en parallèle sur un

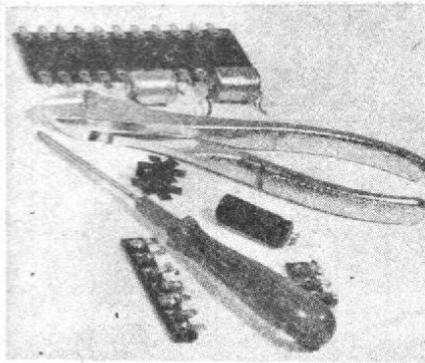
condensateur de 0,1 μF (ou 47 nF) céramique.

L'utilisation de fils blindés n'est pas utile à tous les endroits. Si vous utilisez du fil blindé, souvenez-vous qu'il ne faut mettre qu'une seule extrémité du blindage à la masse.

Eloignez si possible les fils de l'horloge des fils véhiculant les signaux audio.

Vérifiez deux fois, ou plus, votre montage avant de l'essayer. Tout le monde peut faire des erreurs. La preuve.

Etienne LEMERY



ABC de L'ELECTRONIQUE

EGALISEURS

GRAPHIQUES

**EGALISEURS
D'AMBIANCE
(CORRECTION
DE L'ÉCOUTE
DANS UN LOCAL)**

DEUX sortes d'égaliseurs peuvent être établis :

1) à voies à bandes larges, dans lesquelles le réglage sur le gain d'une voie a une influence s'étendant très au-delà des limites de la bande ;

2) à voies à bandes étroites, ce qui permet de régler le gain d'une voie sans influencer le gain dans le domaine des autres voies.

Dans le premier cas, comme le montre la figure 1 A, si l'on augmente le gain uniquement sur la voie accor-

dée sur f_1 , il est clair que le gain sur la voie accordée sur f_2 sera augmenté aux fréquences proches de f_1 , par exemple à f_2 .

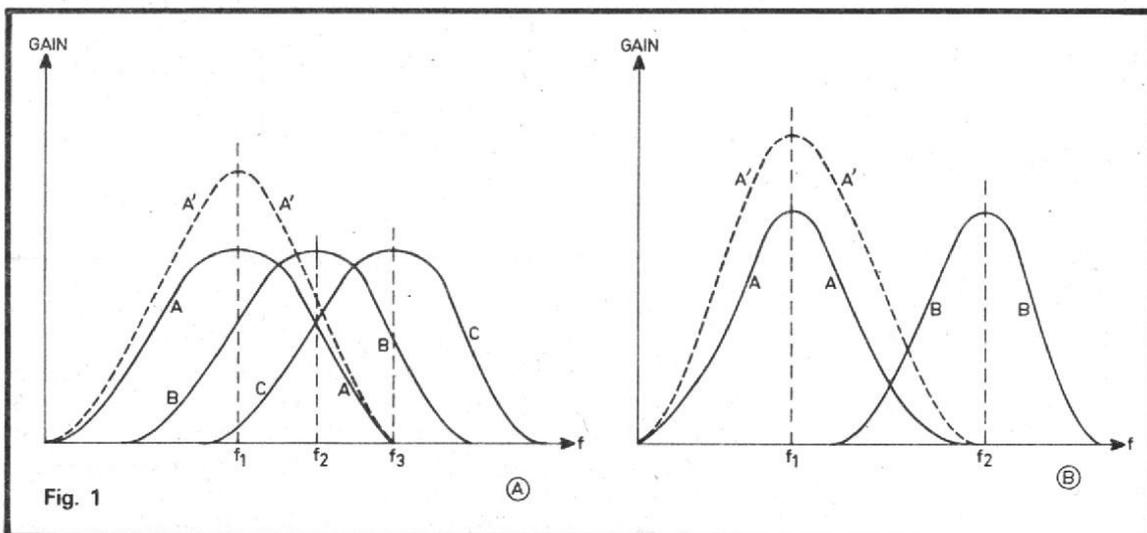
Si les bandes des voies sont étroites (voir fig. 1 B), on voit que si le gain dans la voie

accordée sur f_1 augmente, cette augmentation de gain aura peu de répercussion aux fréquences de la voie voisine accordée sur f_2 .

Ainsi, sur la voie accordée sur f_1 , l'augmentation de gain

donne la courbe de réponse A' qui se recoupe très peu avec la courbe B de la voie voisine. Une plus grande précision des réglages pourra être obtenue.

Les emplacements des boutons des curseurs, après les



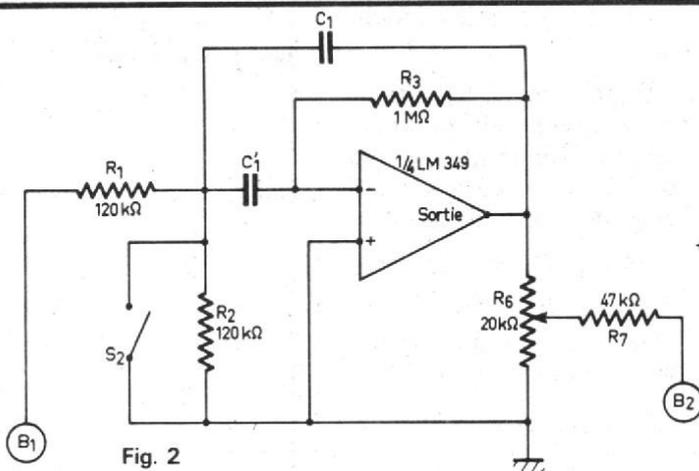


Fig. 2

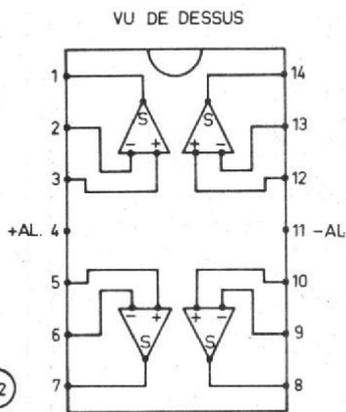


Fig. 3 LM 349

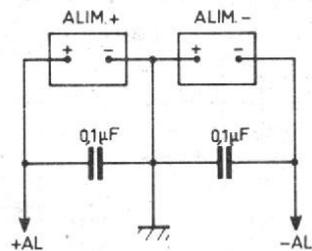


Fig. 4

réglages, pourront représenter presque exactement, des « points » de la courbe de réponse réelle.

Inversement, si une courbe de réponse était imposée, on pourrait la réaliser avec une précision satisfaisante, en plaçant les boutons des curseurs dans les positions correspondantes. La notion de largeur de bande absolue, dans le cas d'un appareil à plusieurs voies, doit être remplacée par celle, beaucoup plus commode, dans les déterminations des circuits, par la bande relative B/f_0 , ou de son inverse, f_0/B .

On a vu en effet que, dans les montages BF, si l'on doit séparer la bande totale en plusieurs sous-bandes, celles-ci ne seront pas égales, mais augmenteront selon une progression géométrique.

Par exemple la première voie aura une bande nominale déterminée par les limites f_0 et $2f_0$. La fréquence d'accord est la moyenne géométrique de f_0 et $2f_0$, égale à $1,414 f_0$, 1,414 étant la racine carrée de 2.

Pour la voie suivante, la bande nominale est $4f_0 - 2f_0 = 2f_0$ et la fréquence d'accord est $\sqrt{8} f_0 = 2,82 f_0$, c'est-à-dire 2 fois $\sqrt{2}$.

Les bandes relatives sont :

$$\frac{\text{bande absolue } B}{\text{fréquence d'accord } f_0}$$

Par exemple :

$$\frac{f_0}{1,414 f_0} = 0,707$$

$$\frac{2 f_0}{2,82 f_0} = 0,707$$

et on verra que l'on trouvera toujours la même bande relative.

EGALISEUR A BANDE RELATIVE DE FAIBLE VALEUR

Si, au lieu des bandes nominales des voies, on considère les bandes à 3 dB, on trouvera également des bandes relatives égales pour toutes les voies.

Indiquons aussi que les filtres, actifs ou passifs, donnent des courbes de transmission différentes de celles obtenues avec des circuits accordés à des bobines, capacités et résistances d'amortissement.

L'égaliseur d'ambiance permettra de compenser les défauts des auditions, dans un local, dues à sa dissymétrie par exemple, meubles disposés d'après le goût des occupants et non pour obtenir une audition musicale sans trous ou résonances à certaines fréquences.

Les filtres à bande réelle du même ordre de grandeur que la bande nominale de la voie considérée, peuvent être du type indiqué à la figure 2 sur laquelle on supposera, pour le moment, que S_2 est supprimé ou constamment ouvert, laissant ainsi R_2 en circuit.

Il s'agit d'un filtre actif passe-bande et on pourra calculer les éléments du circuit pour obtenir une bande rela-

tive de voie B/f_0 , large ou étroite selon le montage à réaliser en vue d'applications particulières.

MÉTHODE PRATIQUE DE CALCUL DU FILTRE ACTIF

Le filtre proposé est un amplificateur à contre-réaction sélective. Son gain, à la fréquence « d'accord » f_0 , est désigné par A_0 . C'est un rapport de tension, évalué en V/V (volt sur volt).

Le coefficient de surtension est Q et il détermine la largeur de bande B . Celle-ci est fonction de f_0 et de Q , d'après la relation approximative.

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

et on voit immédiatement que Q est l'inverse de la bande relative définie plus haut, B/f_0 .

Pour tout l'égaliseur, on se fixera les valeurs de A_0 et de Q . Cela fait, les autres éléments R et C seront calculés en fonction de f_0 , Q et A_0 , en réalité en fonction de f_0 qui augmente de r fois de voie en voie, r étant la raison de la progression géométrique dont les termes sont les fréquences d'accord, par exemple $r = 2$ si les fréquences d'accord se suivent dans un rapport 2.

On calculera R_1 , R_2 , R_3 , d'après les relations suivantes :

$$R_1 = \frac{Q}{2 \pi f_0 A_0 C_1} \quad (1)$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - A_0) 2 \pi f_0 C_1} \quad (2)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_0 C_1} \quad (3)$$

La capacité $C_1 = C_1'$ (voir fig. 2) est, d'après les trois relations, inversement proportionnelle à f_0 , la fréquence d'accord, si tous les éléments du montage, sauf C_1 , C_2 et f_0 sont les mêmes dans tous les filtres.

De plus, on pourra simplifier la détermination en prenant par exemple $R_1 = R_2$.

Enfin R_1 peut être imposé par la résistance d'entrée de l'égaliseur convenant le mieux à son branchement à l'appareil qui le précède.

Voici un exemple de calcul.

1) Admettons un gain $A_0 = 4$ fois, correspondant à 12 dB de tension car $20 \log 4 = 20 \cdot 0,6 = 12$.

Prenons aussi, $Q = 2$.

2) Choisissons R_1 d'après la résistance d'entrée de l'égaliseur proprement dit, c'est-à-dire la partie qui réunit les entrées de filtres.

La résistance d'entrée d'un filtre est $R_1 + R_2$, à peu de choses près. De ce fait, la résistance d'entrée de la totalité des filtres est $(R_1 + R_2)/n$, n étant le nombre des voies de l'égaliseur.

Prenons $n = 10$, donc, la résistance d'entrée est dans ce cas particulier

$$\frac{R_1 + R_2}{10} = R_i$$

Si la résistance d'entrée globale R_i est imposée, on en déduira $R_1 + R_2 = 10 R_i$. Si

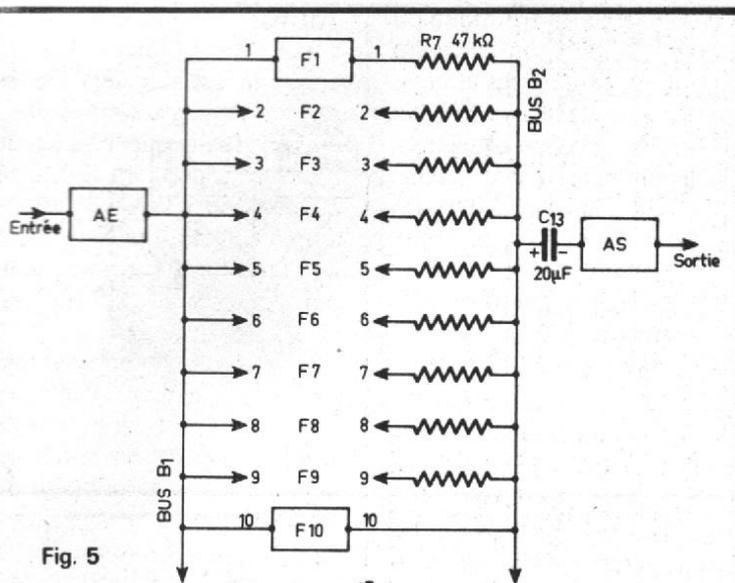


Fig. 5

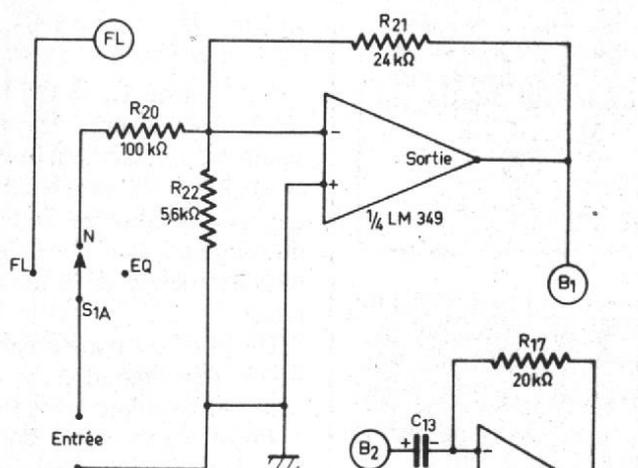


Fig. 6

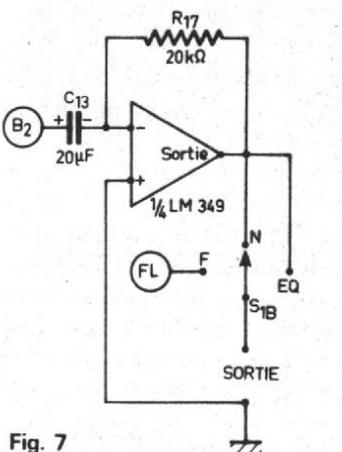


Fig. 7

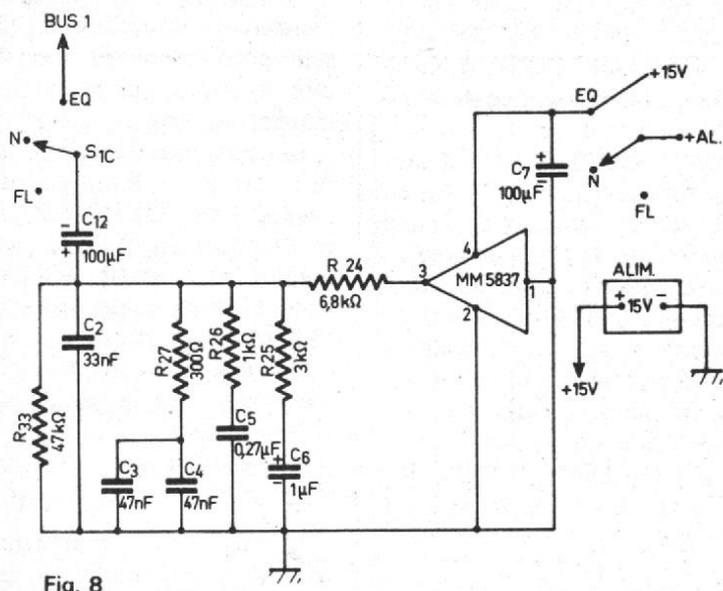


Fig. 8

l'on se fixe R_1 , on en déduira R_2 .

Comme on l'a dit maintes fois, R_1 doit dans la mesure du possible, être grande par rapport à la résistance de sortie de l'étage de l'appareil précédent.

Prenons $R_1 = 120 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$ également.

De ce fait, R_1 globale sera $240/10 = 24 \text{ k}\Omega$.

3) Calculons R_3 à l'aide de la relation

$$R_3 = 2 A_o R_1 \quad (1)$$

qui est indépendante de f_o et C_1 . On l'a déduite des relations précédentes en éliminant f_o et C_1 entre (1) et (3).

Comme $A_o = 4$ et $R_1 = 120 \text{ k}\Omega$, on trouve $R_3 = 960 \text{ k}\Omega$ que l'on arrondira à $1 \text{ M}\Omega$.

4) Reste à calculer C_1 (et C_1') à l'aide de l'équation

$$C_1 = \frac{Q}{2 f_o A_o R_1}$$

dont les termes Q , $2 f_o$, A_o et R_1 sont connus. Il est alors commode de calculer le produit

$$C_1 f_o = \frac{Q}{2 f_o A_o R_1}$$

Avec $Q = 2$, $A_o = 4$, $2\pi = 6,28$ et $R_1 = 120\,000 \Omega$, on trouve

$$C_1 f_o = 6,63/10^7$$

avec C_1 en farads et f_o en hertz (ou C_1 en μF et f_o en MHz).

Les valeurs de C_1 seront par conséquent déterminées immédiatement lorsqu'on aura fixé les fréquences d'accord f_o des différentes voies de l'égaliseur.

Ce sera un égaliseur à octaves, donc $r = 2$. Les fréquences f_o seront 32, 64... 16 000 Hz, en tout 10 fréquences. En fonction de celles-ci, on obtiendra celles de C_1 que nous indiquons au tableau I ci-après.

TABLEAU I

f_o (Hz)	$C_1 = C_1'$
32	22 nF
64	11 nF
125	5,6 nF
250	2,7 nF
500	1,5 nF
1 000	680 pF
2 000	330 pF
4 000	160 pF
8 000	82 pF
16 000	43 pF

On dispose maintenant de toutes les valeurs des composants R et C des filtres actifs des dix voies.

Comme amplificateur, on a choisi un élément (parmi quatre) d'un LM 349 National. Son brochage est indiqué à la figure 3. Il y a deux alimentations, voir figure 4. Le circuit de la figure 2 sera reproduit dix fois, en donnant à C_1 et C_1' dans chaque voie, la valeur indiquée au tableau 1.

Les filtres comporteront aussi les charges de sortie R_6 de $20 \text{ k}\Omega$, réalisées avec des potentiomètres rectilignes et linéaires qui **constituent l'ornement spectaculaire et utile** des égaliseurs graphiques et des mélangeurs.

Dans le montage complet de l'égaliseur, chaque filtre de voie se présente avec une entrée B_1 et une sortie B_2 connectées au BUS B_1 d'entrée et au BUS B_2 de sortie.

A la figure 5, on donne le schéma simplifié de l'égaliseur proprement dit. Les amplificateurs AE et AS sont uniques dans un égaliseur. Le premier sert d'adaptateur-tampon (buffer), entre l'appareil qui fournit le signal BF à corriger et le BUS 1 qui répartit le signal aux dix voies.

L'amplificateur AS est le mélangeur des dix signaux de voie, ce qui reconstitue un signal global corrigé, ou modifié, grâce à l'action sur les potentiomètres R_6 de $20 \text{ k}\Omega$.

A la figure 6, on donne le schéma de l'amplificateur

d'entrée AE. C'est tout simplement un élément de LM 349, utilisé comme amplificateur à contre-réaction **non sélective** effectuée avec R_{21} .

Dans le schéma général simplifié, l'amplificateur AE est monté entre l'entrée S_{1A} en position N = normal et le BUS 1 au point B_1 de sortie.

On notera que cet amplificateur agit aussi comme atténuateur d'entrée, son gain étant 0,25 fois seulement, en tension.

L'amplificateur de sortie AS est représenté à la figure 7 avec les valeurs des éléments. Ce schéma est proche de celui de la figure 6. Le gain du mélangeur est toutefois variable, dépendant des positions des curseurs des potentiomètres R_6 de 20 k Ω .

Cela s'explique de la manière suivante : la tension totale d'entrée dans un mélangeur comme AS, est la somme des tensions provenant de chaque voie d'entrée. Par exemple, si toutes les voies donnent x volts, la tension d'entrée de SA serait 10 x volts, mais il faut tenir compte aussi des résistances R_7 , toutes de 20 k Ω qui réduisent la tension qui parvient à l'entrée inverseuse (-) du CI.

En résumé, si V_e est la tension d'entrée de AE, celle de sortie, appliquée à chaque voie est 0,25 V_e . Celles de sortie sont alors V_e car les voies à filtres ont un gain $A_0 = 4$.

Les tensions réduites par R_6 et R_7 s'additionnent à l'entrée

de AS. Finalement, on trouvera 4 V à la sortie de AS si l'on applique 1 V à l'entrée de AE et si tous les potentiomètres R_6 sont au maximum. Ce gain est exprimé par 12 dB.

Lorsque les curseurs sont au milieu résistant des potentiomètres (qui sont d'ailleurs linéaires et rectilignes), le gain global est 1 entre l'entrée de l'égaliseur et la sortie. De ce fait, si l'on note 0 dB, cette position médiane des curseurs, on aura des gains supérieurs à 1 (donc dB positifs) lorsque les curseurs seront au-dessus des zéros, et gains inférieurs à 1 (ou atténuations) si les curseurs sont placés au-dessous de la graduation zéro, c'est-à-dire des décibels négatifs.

- 12 et 0 et, 0 et + 12 dB, soit une variation totale de ± 12 dB ou 24 dB. Les commutateurs S_{1A} et S_{1B} , (voir figures 6 et 7) sont solidaires et en position N.

Lorsqu'ils sont en position F, ces points sont reliés par la ligne FL et le signal à « égaliser » ou à modifier passe directement de l'entrée à la sortie, ce qui permettra de le comparer avec le signal corrigé, par simple action sur $S_{1A} - S_{1B}$.

L'égaliseur proprement dit a été analysé ci-dessus.

Passons maintenant aux autres parties qui serviront à son emploi comme correcteur de l'acoustique d'un local non aménagé spécialement pour les auditions musicales, à

l'aide de chaînes BF mono ou stéréo. De plus, on corrigera aussi toutes les autres anomalies dues aux HP aux PU etc. Il faut reconnaître d'ailleurs, qu'aucun local, même spécial, n'est jamais parfait et dans les studios d'audition et ceux d'enregistrement, on retouche l'acoustique chaque fois qu'ils sont utilisés d'une manière particulière.

CIRCUITS AUXILIAIRES GÉNÉRATEURS DE BRUIT ROSE

Voici d'abord à la figure 8, le schéma d'un générateur de **bruit rose** (pink noise generator) qui sera précieux pour les réglages de l'égaliseur en vue de compenser les effets néfastes de l'aménagement du local.

Rappelons qu'il existe plusieurs sortes de générateurs de « bruit » ou « souffle » et en particulier :

- 1) générateurs de bruit rose,
- 2) générateurs de bruit blanc.

Les premiers, dont un dispositif est utilisé dans l'appareil complet proposé donnent **une énergie constante par octave** (ou par bande relative).

Les générateurs de bruit blanc (white noise generators) se caractérisent par une augmentation d'amplification de

3 dB par variation de fréquence d'une octave (par ex. f à 2f). L'énergie est alors égale si les bandes absolues sont égales.

Il en résulte que le signal de bruit rose, donnera la même quantité de bruit aux sorties des voies de l'égaliseur dont les bandes passantes augmentent cependant de 2 fois d'une voie à la suivante.

A noter que si l'on avait réalisé un égaliseur, d'ailleurs absurde, ayant des bandes absolues égales, on aurait pu faire appel à un générateur de bruit blanc.

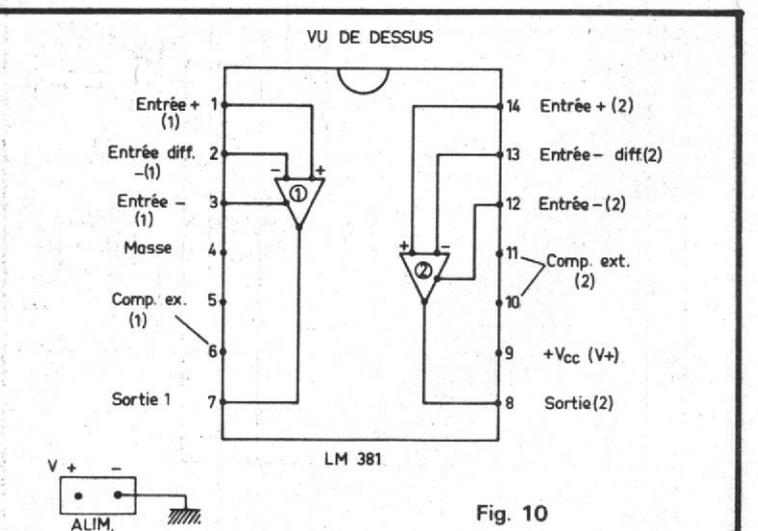
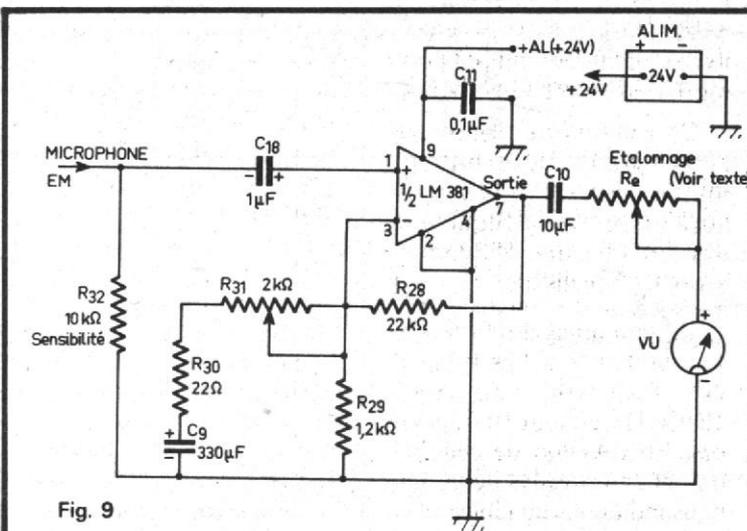
Considérons maintenant le schéma de la figure 8. On utilise un CI spécial, le MM 5837, à quatre fils : 3 : vers R_{24} , 1 : masse, 2 : masse, 4 : sortie vers + alim., aboutissant au point EQ de la section S_{1D} du commutateur S_1 à trois positions, mentionnée plus haut.

De même, la sortie du générateur est reliée à la section S_{1C} du même commutateur.

On voit qu'en position N (normal) et F, le générateur n'est pas utilisé.

En position EQ, la sortie du signal se branche au BUS 1, donc aux entrées de 10 filtres, tandis que le point 4 du générateur « rose » se branche au + 12 V ce qui lui permet de fonctionner.

Le CI MM 5837 National est un MOS/MSI. Le signal produit est apériodique sur toute la bande BF et permet le réglage des circuits BF. Pour en tirer un signal rose on utilise des filtres passifs à résis-



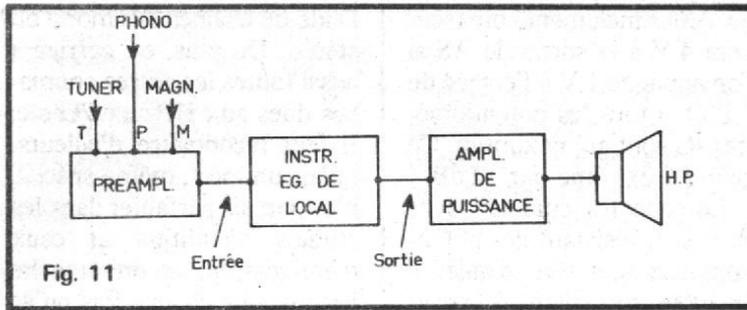
tance en série avec des capacités. La distribution spectrale des signaux s'étend de 20 Hz à 20 kHz.

Le signal de sortie, au point 3 du MM 5837, fournit 11,5 V crête à crête.

Une seule alimentation de + 15 V est nécessaire. Le - de cette alimentation est à la masse.

AMPLIFICATEUR DE MICROPHONE ASSOCIÉ À L'ÉGALISEUR D'AMBIANCE

Son schéma est à la figure 9. On utilise dans cette partie de l'ensemble, une section, parmi deux, d'un circuit intégré



LM 381. Son brochage est donné à la figure 10.

L'amplificateur utilise la section dont l'entrée inverseuse est au point 3, l'entrée non inverseuse au point 1, la masse est aux points 2 et 4, la sortie au point 7 et le + 24 V au point 9.

On pourra utiliser la deuxième section dans le canal 2 d'un égaliseur stéréo, réalisé avec deux fois l'appareil proposé.

Le microphone est branché

à l'entrée non inverseuse 1 par l'intermédiaire de C_8 . Il y a contre-réaction entre la sortie 7 et l'entrée inverseuse 3, avec R_{28} de 22 k Ω . Le signal de sortie est transmis par C_{10} et R_e au VU-mètre. R_e est à déterminer expérimentalement pour obtenir la déviation nécessaire lorsque le signal est appliqué au microphone. Un contrôleur universel pour alternatif peut remplacer le vu-mètre à condition qu'il soit linéaire à toutes les fréquences de 20 à 20 000 Hz.

PROCÉDÉ DE RÉGLAGE DE L'ÉGALISEUR MÉTHODE SIMPLIFIÉE ET ÉCONOMIQUE

On réalisera le montage de la figure 11 qui comprend les sources de signaux musicaux : tuner, phono, magnétophone. Le préamplificateur du type classique devra comporter dans chacune des trois positions T, P, M d'un commutateur de sources, des circuits correcteurs, comme par exemple le RIAA pour le phono. Le signal de sortie du préamplificateur sera donc considéré comme étant à caractéristiques linéaires, c'est-à-dire correct en tant que signal électrique.

Il sera alors appliqué à l'égaliseur décrit plus haut, c'est-à-

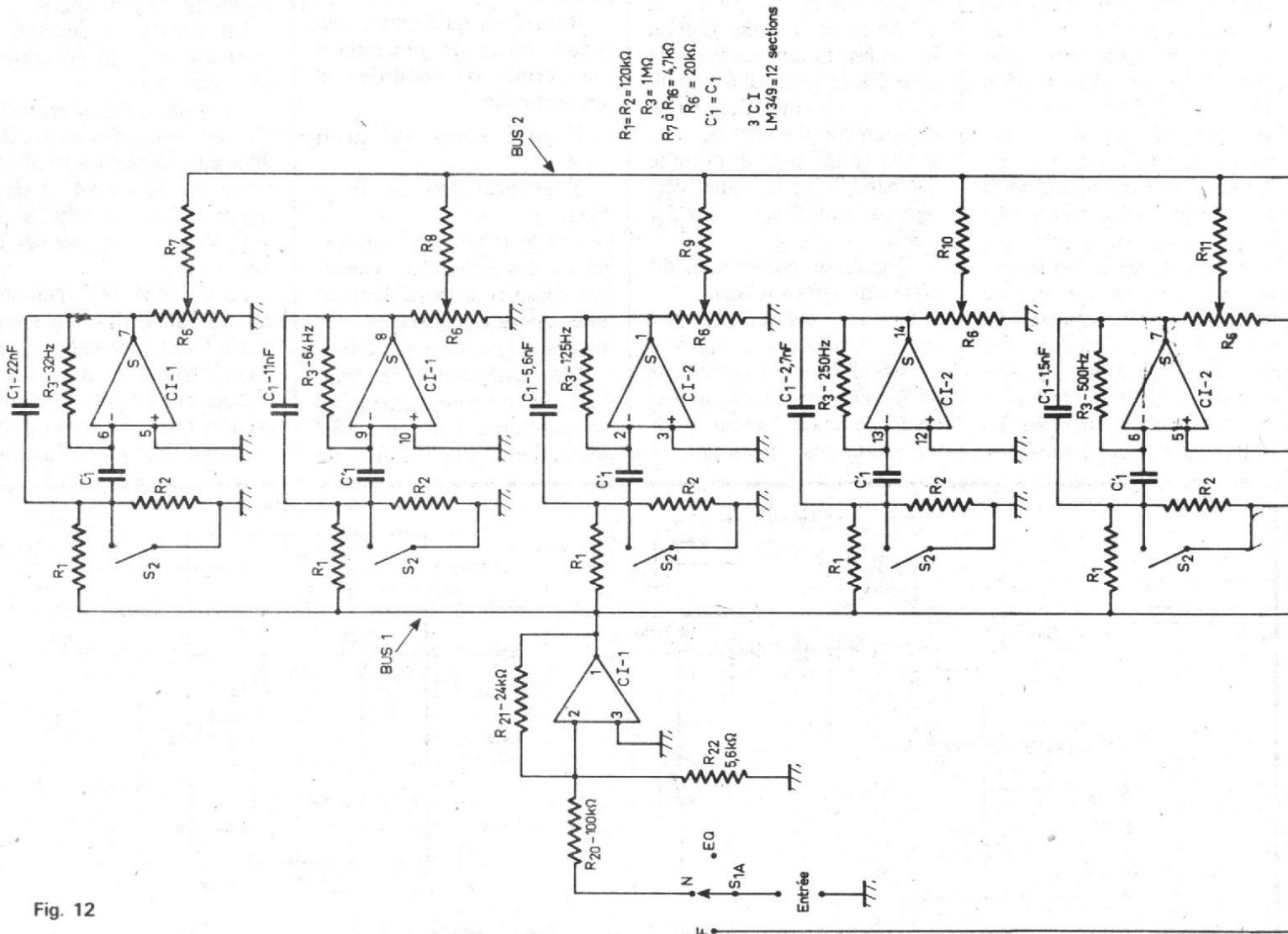


Fig. 12

dire à l'entrée qui est indiquée sur les figures 5, 6 et sur le schéma général complet des figures 12 et 13 qui se raccordent aux points X et Y.

Tous les circuits sont représentés sur ces figures, sauf le préamplificateur de microphone (fig. 9) qui est électriquement séparé de l'ensemble égaliseur + générateur de bruit rose.

Revenons au montage de mise au point de la figure 11.

La sortie de l'égaliseur sera connectée à un excellent amplificateur linéaire, dit « Hi-Fi ». Ce sera celui de la chaîne BF de qualité de l'utilisateur.

En somme, on aura ainsi intercalé l'égaliseur entre le préamplificateur et l'amplificateur de la chaîne Hi-Fi. Celle-ci se terminera évidemment avec le HP (ou ensemble

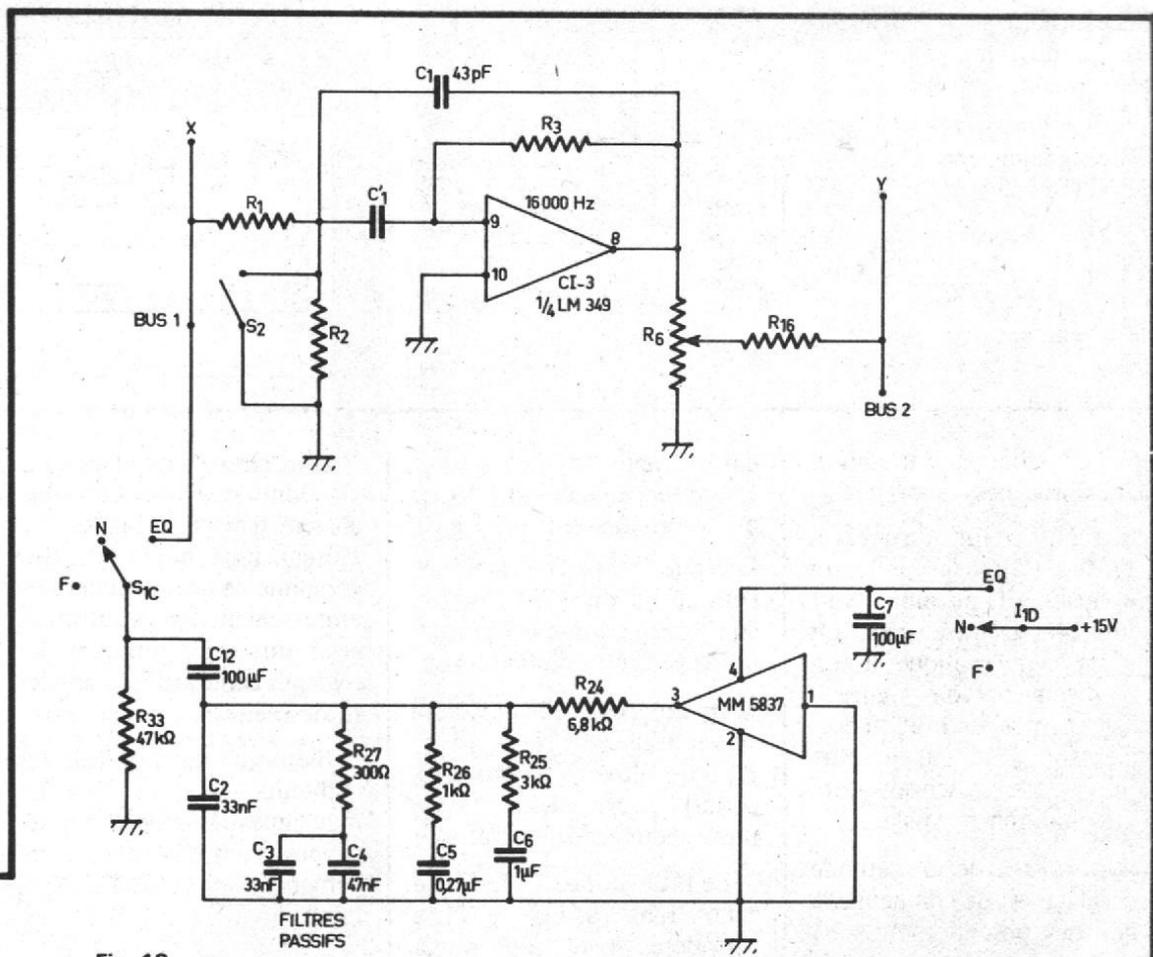
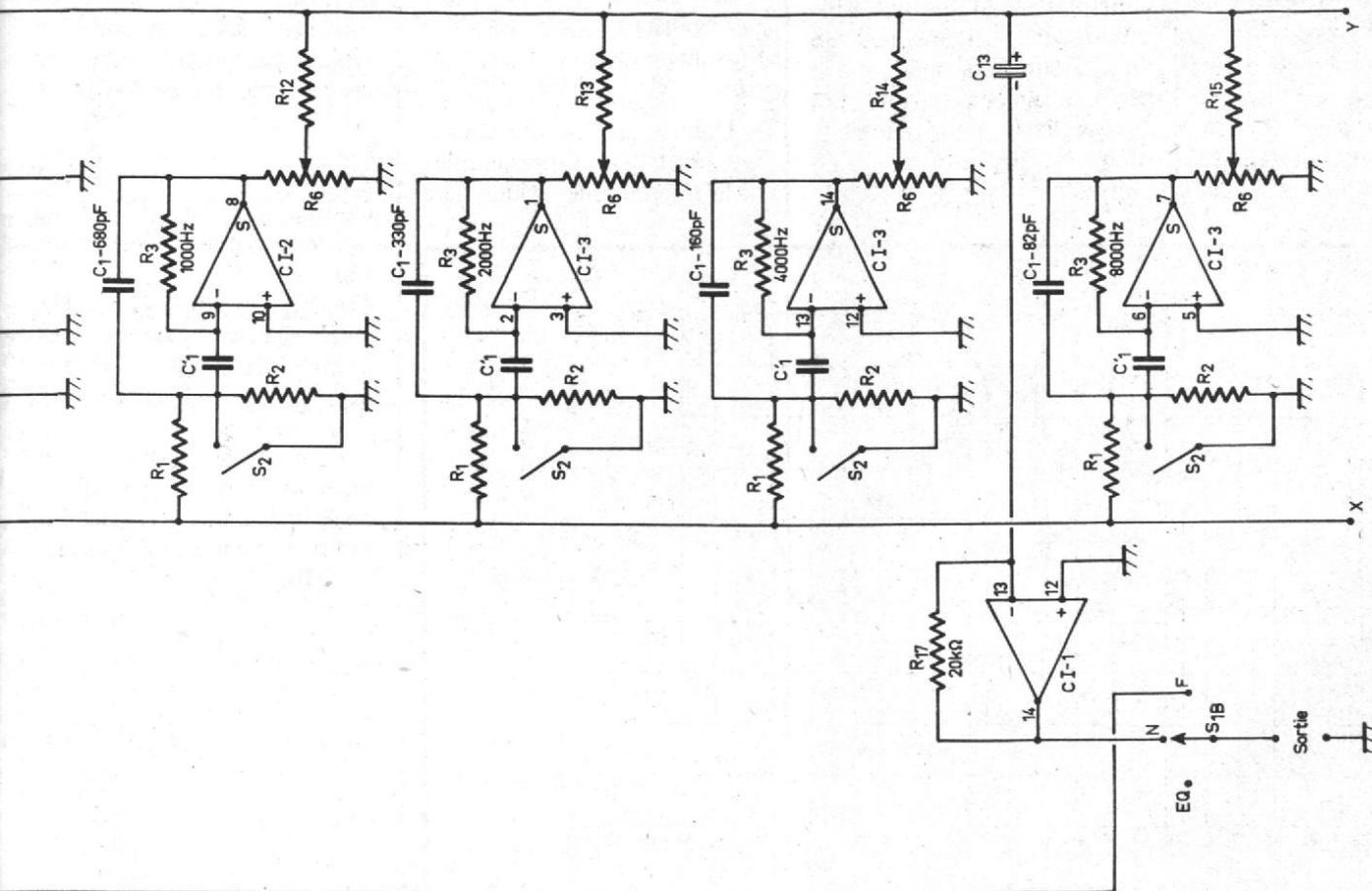


Fig. 13



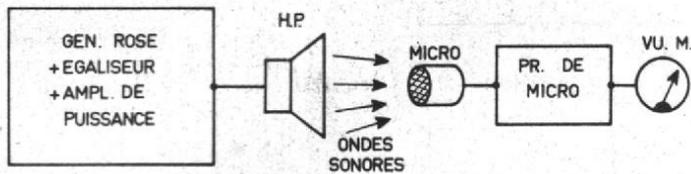


Fig. 14

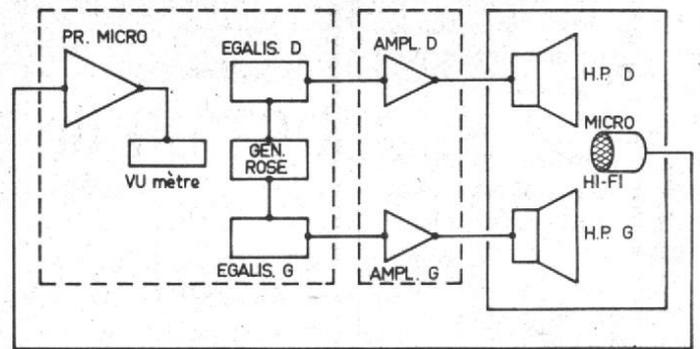


Fig. 15

de HP : basses, médium, aiguës) associés.

Les H.P. seront disposés à l'endroit prévu comme emplacement normal. (voir figure 14). D'autre part, on placera le microphone et son amplificateur (voir figure 9) exactement à l'endroit où normalement l'auditeur le plus favorisé, se placerait lors d'une audition normale.

Le principe de la méthode de réglage est de compenser à l'aide des potentiomètres R_6 de l'égaliseur, les écarts de puissance des signaux compris dans la bande passante de chaque canal. Les signaux musicaux seront remplacés par ceux de bruit rose.

A cet effet, on se servira des interrupteurs indépendants S_2 que l'on voit sur le schéma de l'égaliseur, court-circuitant la résistance d'entrée R_2 (voir

par exemple les figures 12 et 13 qui représentent l'égaliseur et le générateur « rose »).

Lorsque S_2 est en court-circuit l'entrée du filtre actif est en court-circuit et aucun signal ne passe par cette dérivation.

On procédera de la manière suivante : chaque réglage avec R_6 d'un filtre se fera avec S_2 ouvert pour celui-ci et S_2 fermé pour tous les autres.

Le bruit « rose » sera juste celui transmis par le filtre considéré. Si « l'acoustique » du local est parfaite, les puissances indiquées par le VU-mètre seront toutes égales. Comme ce cas est idéal, on constatera, en notant des déviations différentes de l'indicateur, pour chaque voie seule. D'après cela, on agira sur les dix R_6 pour obtenir la même indication du VU-mètre.

L'ensemble sera alors valable tant que rien ne sera changé dans le local, car un fauteuil posé ou enlevé, une personne de plus ou même un grand chien danois entré ou sorti du local, rendront les réglages caducs et il faudra les recommencer.

Bien entendu, la plupart des auditeurs ne sont pas des maniaques de la perfection et supporteront des petits changements dans le local sans en faire une affaire d'Etat.

Ensuite, l'auditeur pourra aussi, en tenant compte de son appréciation personnelle, rectifier la réponse en agissant avec prudence sur les réglages de l'égaliseur et cela avec de la musique, sans recours au bruit rose.

Dans le cas de la stéréophonie, l'installation sera doublée et le microphone unique sera

disposé comme le montre la figure 15. On réglera d'abord chaque canal séparément et ensuite on écoutera les deux à la fois en réglant à nouveau l'équilibre des puissances. Ayant acquis de l'expérience en la matière, on saura retoucher encore les réglages de l'égaliseur.

Finalement, on constatera que le bon réglage ne sera obtenu qu'en faisant également appel à l'oreille de l'utilisateur et à son goût personnel car la musique est un art qui ne se mesure que dans certains cas particuliers.

Voici à la figure 16, trois exemples de courbes de réponse globales, obtenues en réglant de certaines manières les potentiomètres de l'égaliseur :

Courbe 1 : tous les curseurs à zéro.
 Courbe 2 : filtre 1 kHz au maximum, tous les autres à zéro.
 Courbe 3 : filtres 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz au maximum (+ 12 dB), les autres à zéro.

Le point zéro est celui correspondant au milieu de la piste linéaire de R_6 . Le minimum est l'extrémité marquée - 12 dB.

F. JUSTER

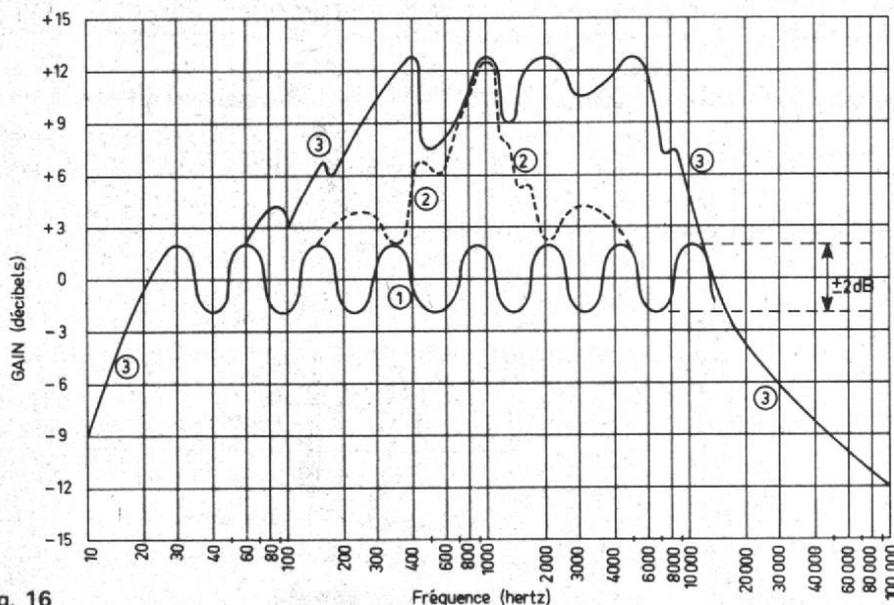


Fig. 16

SONDES pour multimètre numérique

LES sondes décrites dans cet article sont plus particulièrement destinées au multimètre numérique décrit dans ces pages le mois précédent; cependant deux d'entre elles peuvent être utilisées avec n'importe quel voltmètre digital; voir même avec un contrôleur universel à aiguille pourvu que l'on dispose d'une petite alimentation.

Ces sondes sont au nombre de trois et nous allons les étudier en entier (théorie et pratique) dans les pages qui suivent.

A - FRÉQUENCEMÈTRE

Cette sonde ne peut bien sûr pas rivaliser au point de vue précision avec les fréquencemètres digitaux; mais comme son prix de revient est inférieur à 100 francs et que ses performances sont relativement correctes, nous pensons qu'elle pourra rendre de grands services à de nombreux amateurs. Voici un résumé de ses caractéristiques:

- sensibilité d'entrée: 100 mV efficaces,
- fréquence de fonctionnement: quelques Hz à 20 MHz,
- précision $\pm 5\%$.

SCHÉMA PRATIQUE

On trouve en figure 1 le schéma synoptique qui se décompose comme suit.

Un étage d'entrée accomplit la difficile tâche d'amplification et de mise en forme des signaux à mesurer. A sa sortie on trouve un signal carré à la fréquence inconnue; ces carrés déclenchent un monostable qui délivre des impulsions de largeur constante à la fréquence inconnue. Ces impulsions passent dans un filtre actif passe-bas qui délivre alors une tension continue

proportionnelle à la fréquence à mesurer.

Nous allons étudier cela un peu plus en détail grâce au schéma complet de la figure 2.

L'étage d'entrée utilise un circuit intégré remarquable; le NE 529 de Signetics/RTC (disponible aisément; prix inférieur à 20 francs au 1/2/77); ce circuit contient un comparateur ultra-rapide suivi d'une porte NAND en technologie Schottky.

L'entrée s'effectue sur la broche 3 du circuit intégré via une résistance de 100 Ω suivie de deux diodes montées tête-bêche afin de protéger le circuit d'une éventuelle surcharge. On peut également

passer par un condensateur de 0,22 μ F (ou plus) 400 V; ceci afin de faire des mesures en présence de tensions continues; cependant l'impédance d'entrée du NE 529 étant assez faible et l'impédance du 0,22 μ F étant d'autant plus grande que la fréquence est basse, la sensibilité du montage diminuera en TBF. La solution consiste à utiliser l'entrée directe avec un condensateur de plus forte valeur.

La deuxième entrée du comparateur (broche 4) est reliée à un pont diviseur de tension alimenté en -12 V; c'est ce pont qui fixe le seuil de basculement du circuit et donc la sensibilité.

La sortie du comparateur attaque alors une porte NAND; la broche 8 étant laissée « en l'air » elle prend le niveau 1 et la porte NAND fonctionne; en sortie (broche 9) nous avons des signaux rectangulaires à la même fréquence que le signal d'entrée.

Le comparateur est alimenté en ± 12 V tandis que la porte est alimentée en 5 V pour être compatible TTL.

Le signal rectangulaire est, après passage dans un filtre passe-bas, appliqué à un monostable TTL.

La largeur des impulsions délivrées par ce dernier est commutable en fonction de la

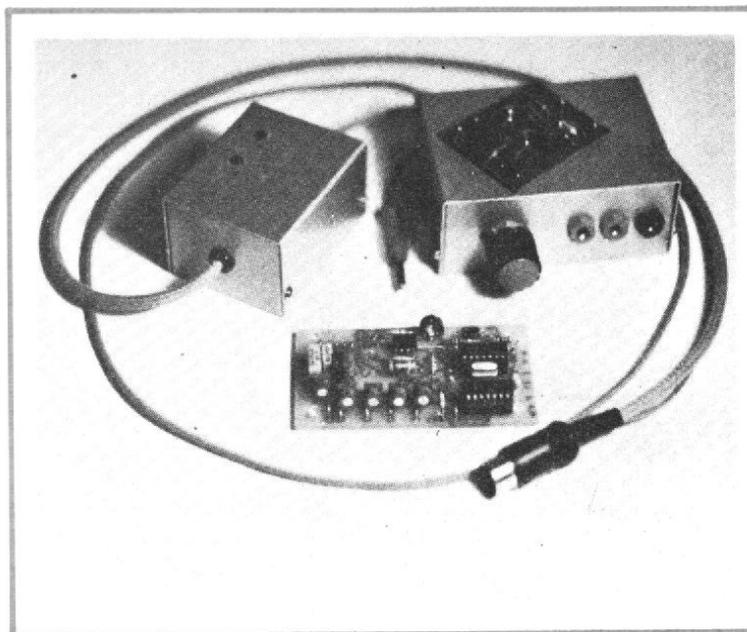


Fig. 1. - Synoptique de la sonde fréquencemètre.

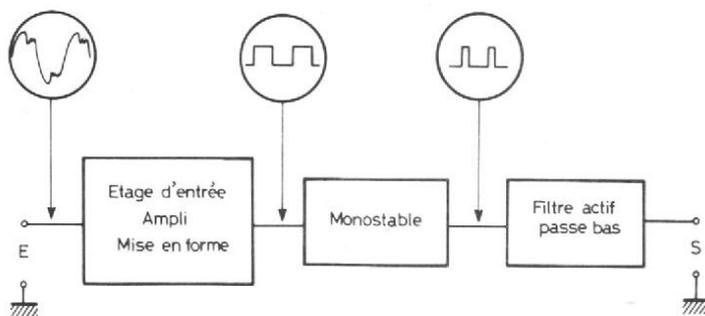
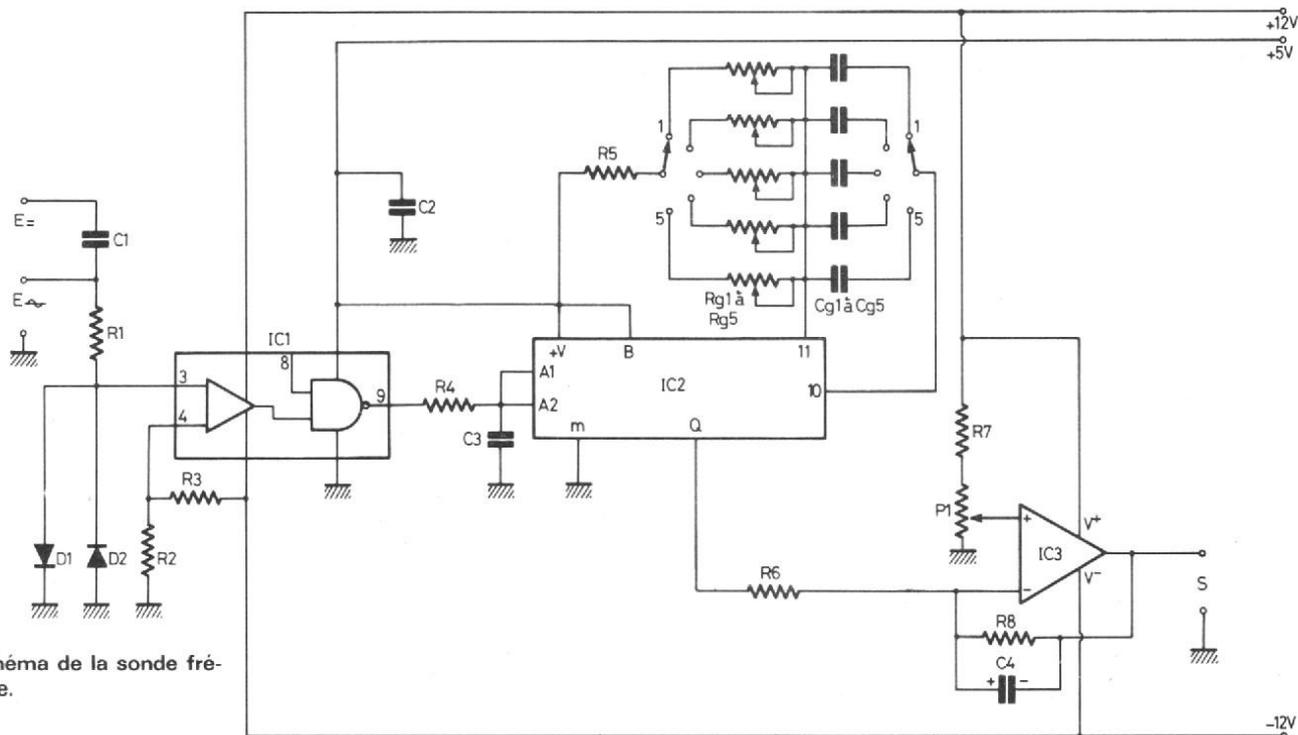


Fig. 2. - Schéma de la sonde fréquencemètre.



gamme désirée grâce au jeu de condensateurs et de résistances ajustables ; nous avons ainsi 5 gammes :

- 0 à 2 kHz
- 2 à 20 kHz
- 20 à 200 kHz
- 200 kHz à 2 MHz
- 2 à 20 MHz.

Comme le laissent présager les résistances ajustables, nous avons un étalonnage à faire par gamme ; cet inconvénient vient du fait que nous n'avons pas voulu utiliser pour les condensateurs C_g de condensateurs de précision qui sont aussi rares que chers.

Le signal sortant du monostable est appliqué à un filtre actif passe-bas équipé d'un amplificateur opérationnel.

Le monostable étant un circuit TTL, en l'absence d'impulsion de sortie la tension sur la broche Q peut être

comprise entre 0 et 0,8 V ; ceci introduit un offset qu'il nous faut compenser ; pour cela un potentiomètre ajustable P_1 alimente l'entrée non inverseuse de l'amplificateur afin d'amener la sortie à 0 en l'absence d'impulsions ; ce réglage est évidemment à effectuer une fois pour toutes.

Ce montage délivre donc une tension continue de valeur comprise entre 0 et 2 V quand la fréquence d'entrée varie dans les limites de la gamme choisie.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous commencerons par faire une remarque au sujet des composants ; leur liste est

donnée dans le tableau 1 ci-joint, cependant si l'on veut assurer à la sonde une bonne stabilité dans le temps, les résistances marquées d'un astérisque seront avantageusement à couche métallique ; les potentiomètres marqués de la même façon seront des Cermet, et les condensateurs également marqués d'un astérisque, seront au polycarbonate.

L'utilisation de ces composants vous permettra de ne vérifier votre étalonnage que très rarement et assurera une excellente stabilité des performances vis-à-vis des variations de température.

Cela étant dit nous vous invitons à vous reporter à la figure 3 sur laquelle se trouve le plan du boîtier que l'on pourra réaliser en alu de

10/10⁰ ou acheter tout prêt dans le commerce (les fabricants ne manquent pas !). La face avant, comme on peut le voir sur la photo A, est équipée du commutateur rotatif de sélection de gammes et des trois douilles pour fiches bananes : masse, entrée directe et entrée par condensateur. Nous ne donnons pas de plan de perçage car celui-ci dépend de la taille du commutateur qui, selon les modèles, occupe pas mal de place.

La face arrière quand à elle, visible sur la photo B est équipée d'un passe-fil de \varnothing 8 mm pour le raccordement au multimètre ; d'autre part nous y avons percé 5 trous de 3 mm afin de pouvoir réaliser l'étalonnage de l'extérieur. Ces trous sont munis de rondelles isolantes à épaulement prévues initialement pour l'isola-

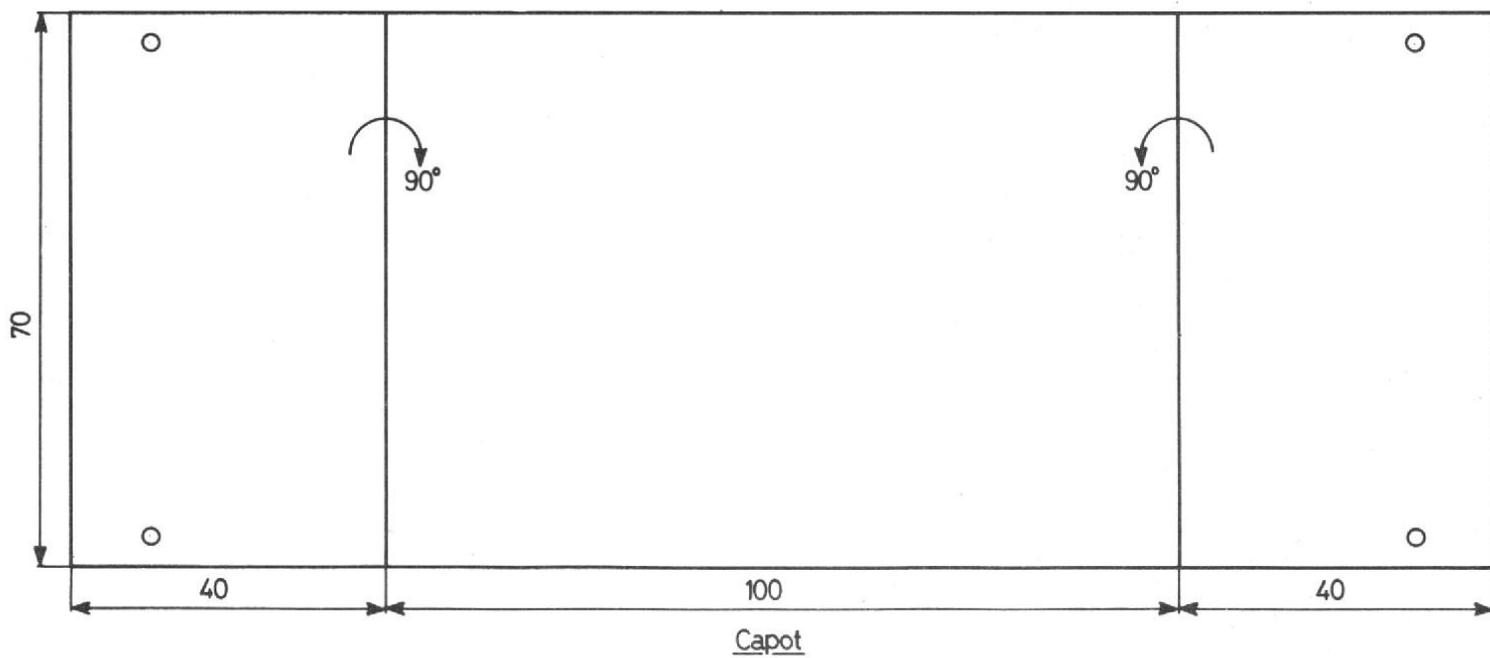
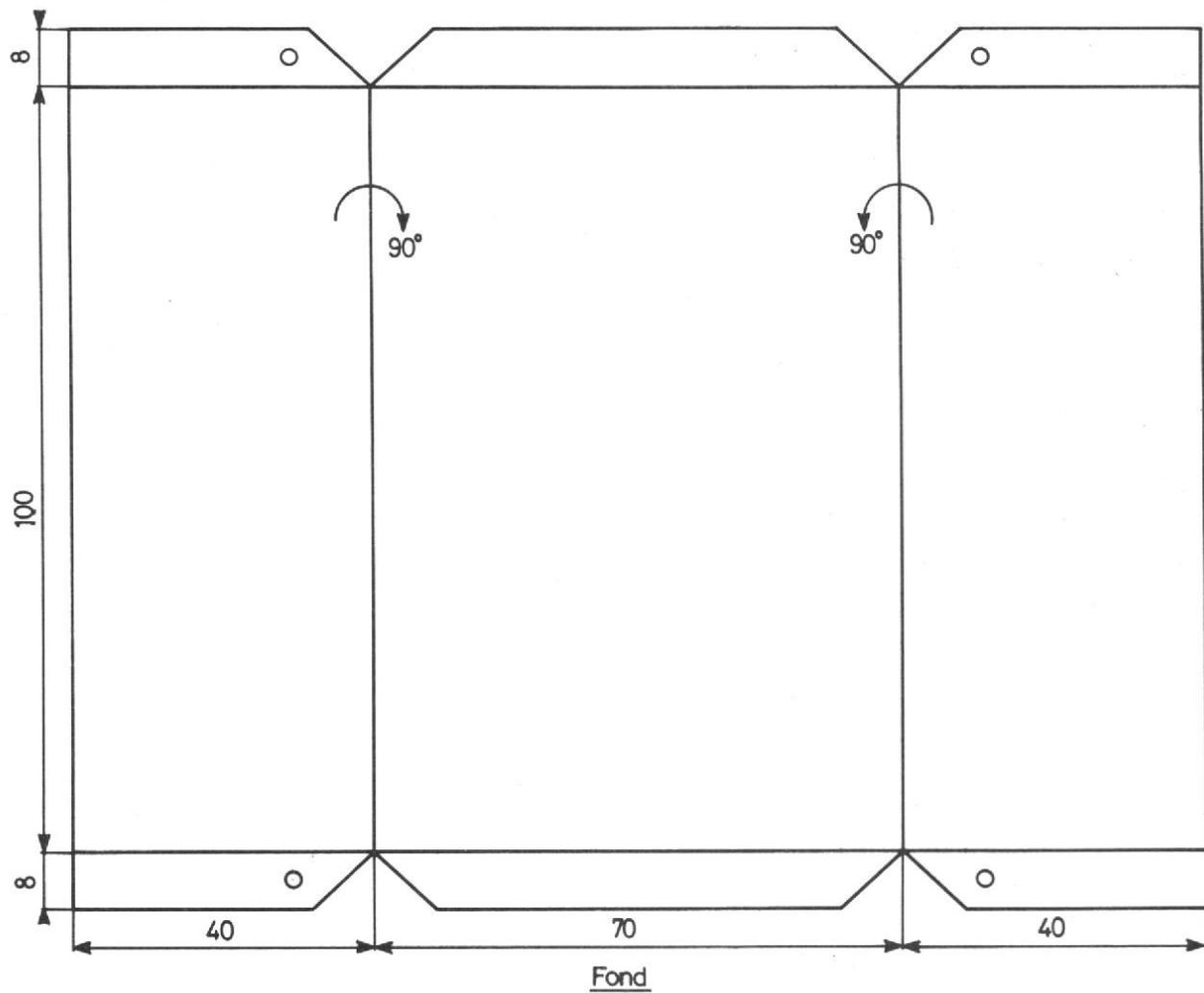


Fig. 3. - Plan du boîtier (cotes en mm).

Repère	Type et équivalence	Remarque
IC ₁ IC ₂	NE 529 pas d'équivalents connus SN 74121 N ; SFC 4121 E ; MC 14121 P DM 74121 N...	Signetics / RTC
IC ₃	SN 72741 P ; MC 1741 P ; SFC 2741 DC741 en boîte DIL 8 broches LM 741 C ; μ A 741...	
D ₁ , D ₂	1N 914 ; 1N 4148 ; 1N 4448...	Diode Si usage général
C ₁ C ₂ C ₃ Cg ₁ à Cg ₅ *	0,22 μ F (ou plus) 400 V 47 nF 100 pF 0,1 μ F ; 10 nF ; 1 nF ; 100 pF ; 10 pF tolérance \pm 10 % 4,7 μ F 15 V	Polyester, mylar... Polyester, mylar... Céramique Polycarbonate si on veut la stabilité dans le temps
R ₁ R ₂ R ₃ 22 k Ω 1/2 ou 1/4 W R ₄ R ₅ * R ₆ et R ₈ * R ₇	100 Ω 1 W 100 Ω 1/2 ou 1/4 W " " 470 Ω 1/2 ou 1/4 W 4,3 k Ω 1/2 ou 1/4 W 22 k Ω 1/2 ou 1/4 W 120 k Ω 1/2 ou 1/4 W	couche de carbone " " Couche métallique Couche métallique Couche de carbone
P ₁ Rg ₁ à Rg ₅ *	Potentiomètre ajustable 1k Ω pour CI Potentiomètre ajustable 1k Ω pour CI	Carbone Cermet si on veut la stabilité dans le temps

Tableau 1
Liste des composants de la sonde fréquencemètre

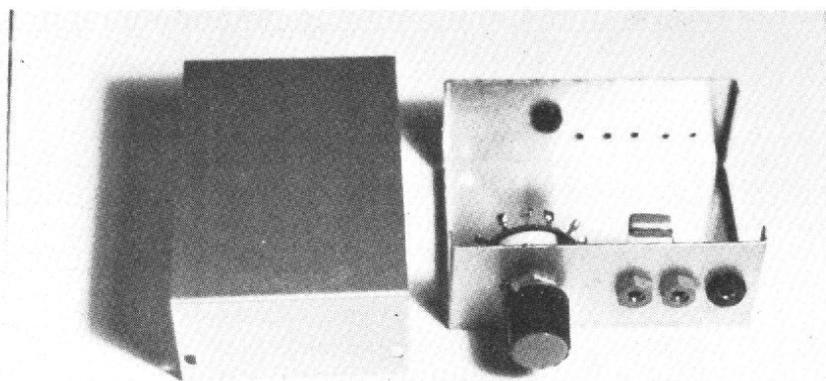


Photo A. - Vue du boîtier de la sonde fréquencemètre ; on distingue le 0,22 μ F d'entrée.

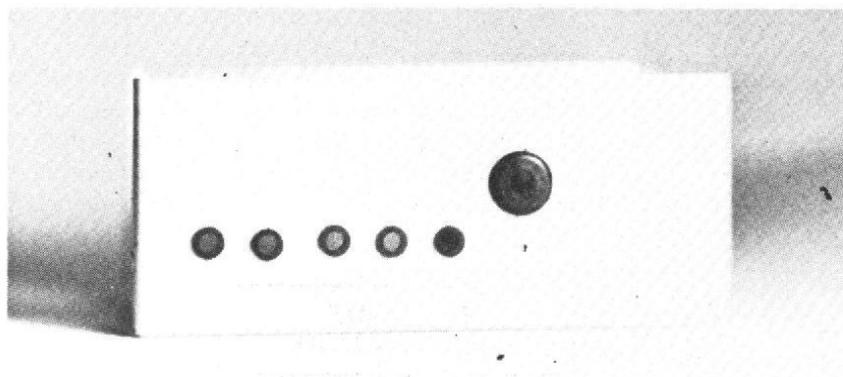


Photo B. - Vue de la face arrière du boîtier de la sonde fréquencemètre.

tion des transistors de puissance.

Là non plus nous ne donnons pas de cotes de perçage ; ces dernières dépendant du modèle de résistances ajustables utilisées ; on percera donc les trous une fois le circuit imprimé câblé et mis en place.

Le dessin de ce dernier est donné à l'échelle 1 en figure 4 ; il est à réaliser en epoxy simple face ; la bakélite étant à proscrire si l'on veut monter à 20 MHz.

Le plan d'implantation se trouve en figure 5 tandis qu'une photo représente le CI terminé. Pour son câblage on procédera dans l'ordre habituel ; straps ; pontés de raccordement (constitués par un U renversé en fil nu) ; supports de CI (pas obligatoire), résistances, condensateurs, diodes, C.I., attention il y a un strap dont l'extrémité est sous l'ampli Op !

Après une comparaison soignée avec la photo C il ne restera plus qu'à installer le circuit dans la boîte ; à percer les 5 trous pour les ajustables puis à câbler :

- la douille masse à relier à la masse du circuit et au boîtier,
- la douille entrée directe,
- la douille entrée par condensateur à relier à la précédente par le 0,22 μ F 400 V comme on peut le voir sur les photos.

On ne câblera pas le commutateur pour l'instant et on s'occupera des liaisons avec le multimètre.

5 fils partent de la sonde : les alimentations + 12 V ; - 12 V ; + 5 V ; la masse, la sortie ; nous avons utilisé 5 fils isolés de petit diamètre torsadés ensemble et glissés dans de la gaine plastique ; la liaison au multimètre s'effectuant comme l'indique la figure 6 pour ce qui est du multimètre décrit dans la revue. Si tel n'est pas le cas, il faut extraire de l'appareil en votre possession 3 fils fournissant : + 5 V sous 50 mA et \pm 11 à \pm 15 V sous 15 mA ce qui est généra-

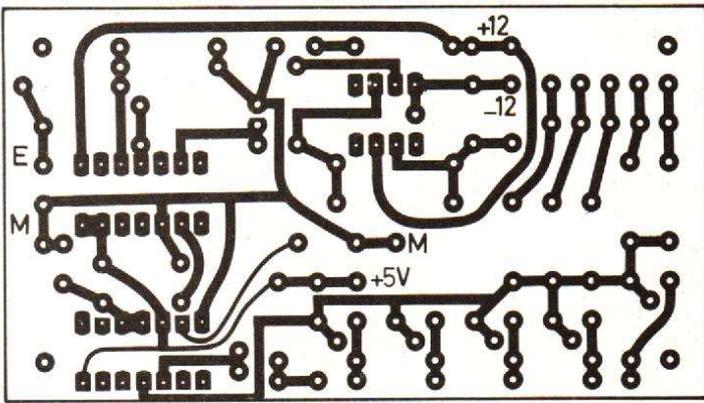


Fig. 4. - Circuit imprimé de la sonde fréquencemètre (échelle 1).

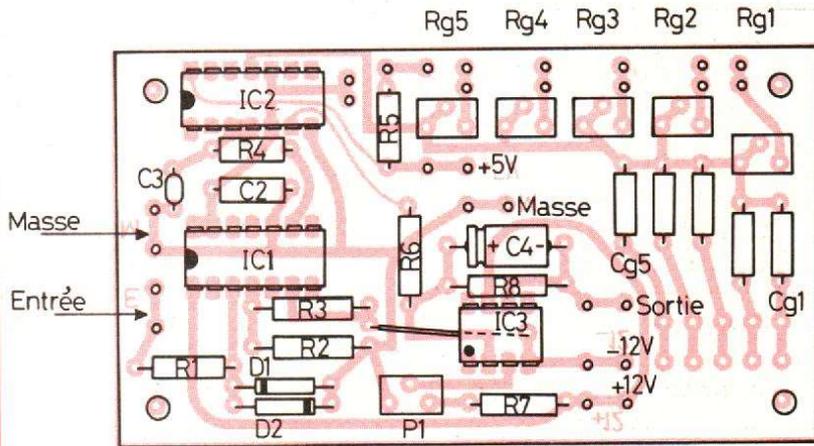


Fig. 5. - Implantation des composants de la sonde fréquencemètre.

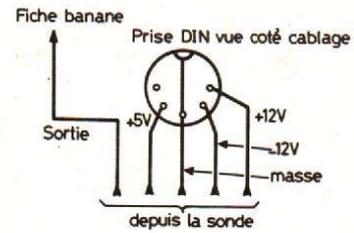


Fig. 6. - Câble de raccordement.

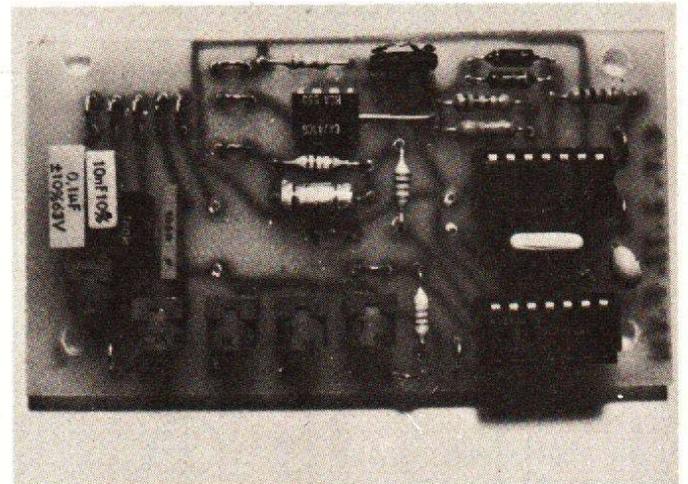


Photo C. - Le circuit imprimé de la sonde fréquencemètre.

lement possible sur les appareils actuellement sur le marché compte tenu des technologies employées.

ETALONNAGE

On câblera sans passer par le commutateur les composants de la gamme 2 kHz ; puis, entrée en court-circuit, il faudra ajuster P₁ pour que le multimètre indique 0 (sur la gamme 2 V continus).

— Appliquer alors à l'entrée un signal à 1 kHz, d'amplitude suffisante et ajuster la résistance adéquate pour que l'affichage indique 1000 ; si ce réglage n'est pas possible deux cas peuvent se présenter : l'ajustable est en butée côté résistance minimale ; il faut alors diminuer votre condensateur ; ou l'ajustable est en butée côté résistance maximale et il faut alors augmenter votre condensateur. Si vos condensateurs ont une tolé-

rance de $\pm 10\%$ cela ne doit pas se produire.

— Câbler les composants pour la gamme 20 kHz et procéder de même (sauf en ce qui concerne le réglage de P₁ qui a été effectué une fois pour toutes).

— Procéder de même jusqu'à la dernière gamme.

Selon l'âge et la qualité du 121 utilisé il se peut que vous soyez amenés à diminuer, voire même à enlever complètement le condensateur pour la gamme 20 MHz (ce fut le cas pour un de nos 121) ; en effet sur cette gamme nous atteignons les limites du circuit intégré. Il se peut même si votre 121 n'est pas de première qualité que vous soyez obligés de le changer pour assurer un fonctionnement correct jusqu'à 20 MHz (ce ne fut pas le cas pour les 5x121 essayés sur la maquette cependant nous vous conseillons de ne pas acheter un circuit au rabais mais un vrai 121 de chez un fabricant connu !).

Quand l'étalonnage est terminé câblez le commutateur et fermez la boîte ; votre sonde fréquencemètre est terminée.

Sa précision de $\pm 5\%$ est suffisante dans la plupart des cas ; pour déterminer la fréquence d'un oscillateur ; pour tracer des courbes de réponse, etc.

De plus sa sensibilité assez élevée est bien pratique malgré la faiblesse de l'impédance d'entrée.

Bien que l'entrée soit protégée par deux diodes, ne dépassez jamais 7 V efficaces sous peine de voir se carboniser la 100 Ω d'entrée ; si vous n'avez pas confiance en vous, mettez une 100 Ω 1 W ou 2 W ce sera plus sûr !

B - SONDE THERMOMÈTRE

Lorsque nous présentons cette sonde à des amis ils sourient gentiment en pensant :

« Encore un gadget d'électronicien ! ». Eh bien non ! ce n'est pas un gadget et nous allons vous le prouver.

Lors de la réalisation d'amplis HiFi ou d'alimentation stabilisées n'avez-vous jamais posé les doigts sur les transistors de puissance en vous demandant : « Tiendra, tiendra pas ? » ; en effet au-dessus de 60 °C le doigt est un piètre thermomètre !

Grâce à cette sonde et à son capteur de température très maniable (un transistor en boîtier TO 18) vous n'aurez plus de tels problèmes ; en effet l'inertie est très faible et la linéarité est bonne dans la gamme 0 à 100 °C (ce qui est suffisant en pratique) ; au-delà nous n'avons pas trouvé les moyens matériels de vérifier !! Quand nous aurons ajouté qu'elle revient à moins de 50 francs nous aurons sans doute réussi à vous tenter alors étudions-la sans plus tarder.

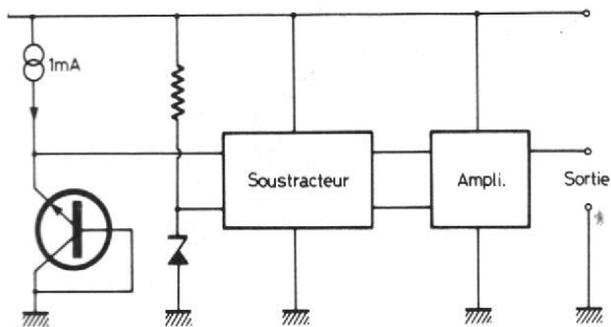


Fig. 7. - Principe du thermomètre.

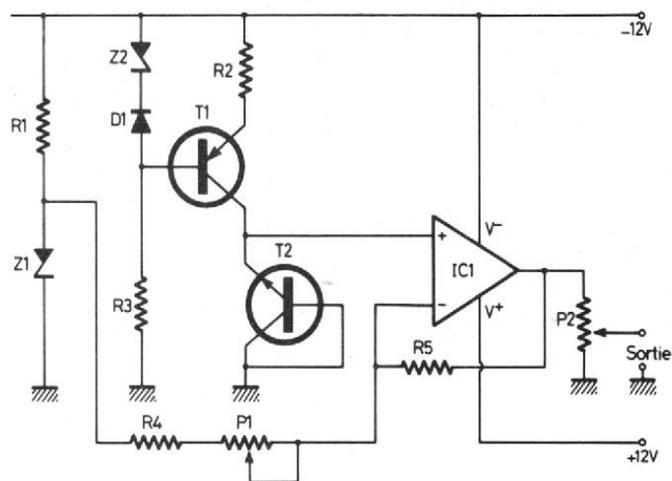


Fig. 8. - Schéma du thermomètre.

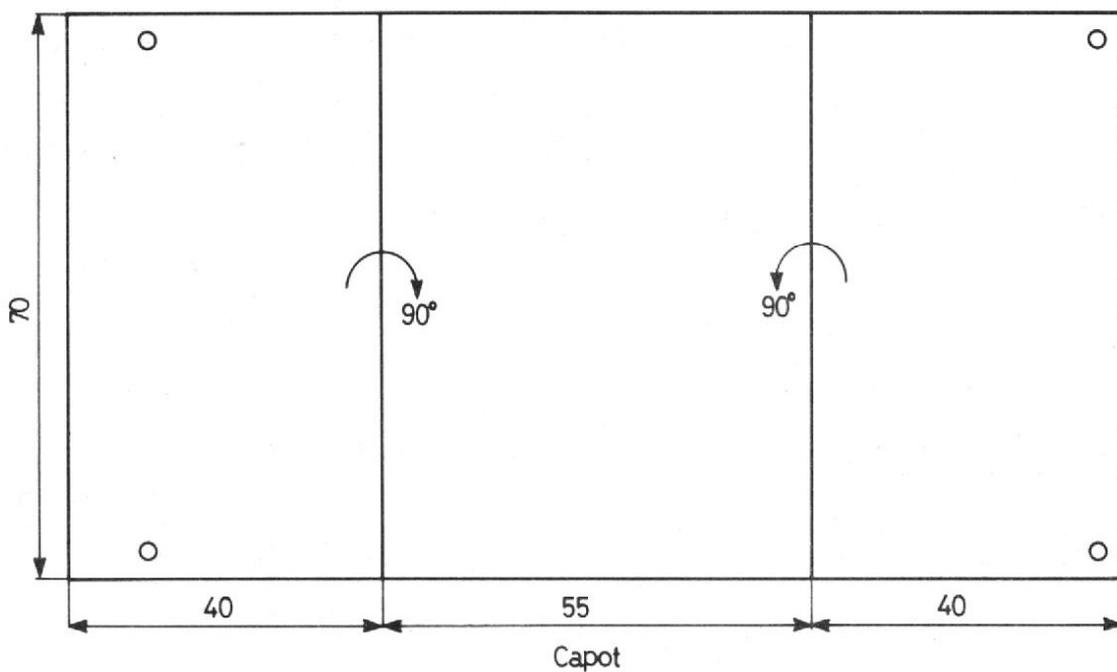
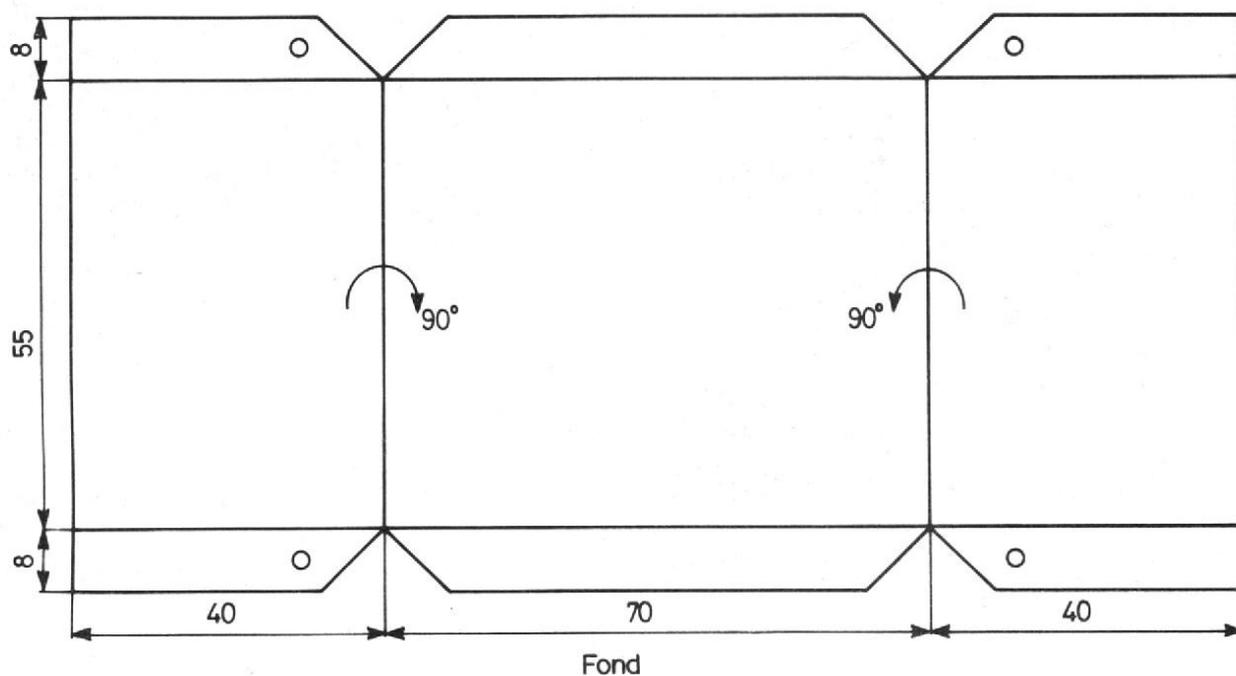


Fig. 9. - Plan du boîtier du thermomètre (cotes en mm).

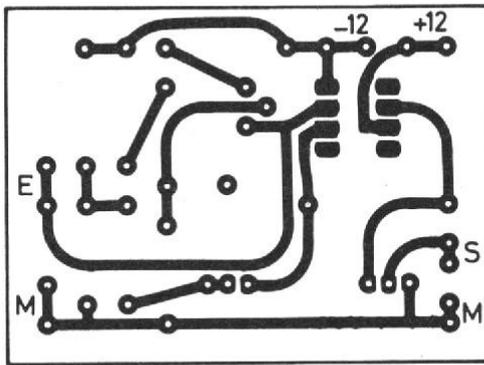


Fig. 10. - Plan du circuit imprimé du thermomètre (échelle 1).

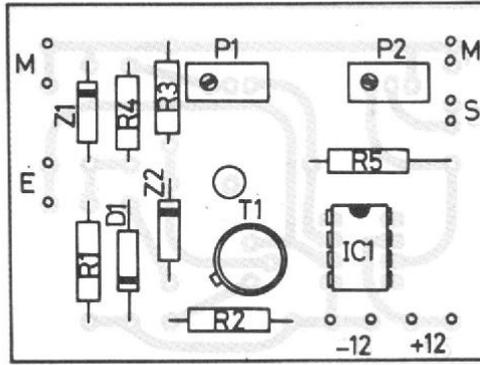


Fig. 11. - Implantation des composants du thermomètre.

SCHÉMA DE PRINCIPE

Le thermomètre utilise la propriété physique d'une jonction de semiconducteur P et N ; à savoir la décroissance parfaitement linéaire de la tension aux bornes de la jonction quand la température augmente.

La jonction émetteur-base d'un transistor sert de capteur ; on mesure la tension V_{EB} ; on soustrait la valeur mesurée de la valeur de V_{EB} à 0° centigrade et on amplifie. Toutes ces opérations sont résumées sur le schéma synoptique de la figure 7.

On y remarque que le transistor capteur est alimenté à courant constant. D'autre part, la plupart des transistors en boîtier métallique ayant le collecteur au boîtier ; le fait d'utiliser la jonction EB permet de relier le collecteur et donc le boîtier à la masse du montage ce qui diminue les influences parasites.

La figure 8 montre le schéma réel que nous allons commenter quelque peu.

On y voit tout d'abord la source à courant constant stabilisée en température par :

- l'utilisation d'une zener 5,6 V (nous rappelons que c'est cette tension de zener qui est la plus stable en raison de la compensation à l'intérieur du semiconducteur de deux phénomènes physiques ayant des coefficients de température de signe contraire) ;
- l'utilisation d'une diode compensant en température les variations de V_{BE} du transistor T_1 ;
- l'utilisation dans l'émetteur d'une résistance à couche métallique plus stable en température qu'une résistance au carbone.

Le courant produit est donné par :

$$I = \frac{V_{BA}}{R_E} = \frac{5,6}{5600} = 1 \text{ mA}$$

La tension prélevée aux bornes du capteur est appliquée à l'entrée non inverseuse

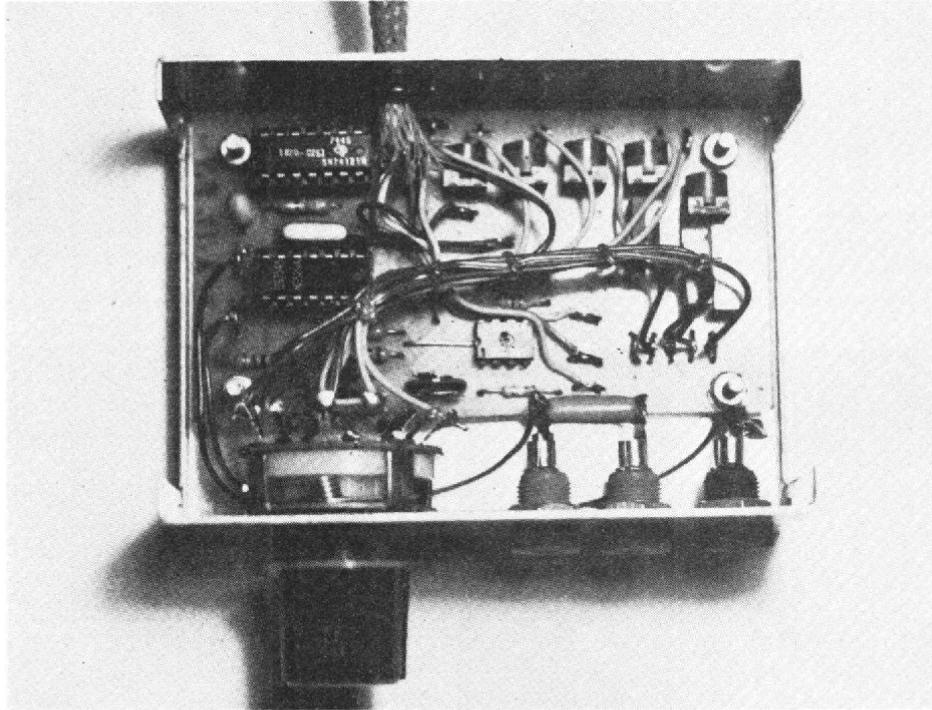


Photo D. - La sonde fréquencemètre câblée.

Repère	Type et équivalence	Remarque
IC ₁	SN 72741 P ; MC 1741 P ; SFC 2741 DC ; 741 en boîtier DIL 8 broches LM 741 C ; μA 741, etc.	
T ₁	2N 2905 ; 2N 2907 ; BC 157, 158, 159, 177, 178, 179, 212, 213, 214, etc.	Tout PNP d'usage général convient
T ₂	BC 107, 108, 109, 167, 168, 169, 2N 2222, etc.	Tout NPN usage général boîtier métal convient
D ₁	1N 914 ; 1N 4148 ; 1N 4448	Diode Si usage général
Z ₁ , Z ₂	BZY 88 C 5V6 ; BZX 83 C 5V6, etc.	Toute zener 5,6 V 0,4 W
R ₁ , R ₃	2,2 k Ω 1/2 ou 1/4 W	Couche de carbone
R ₂	5,6 k Ω 1/2 ou 1/4 W	Couche métallique
R ₄	56 k Ω 1/2 ou 1/4 W	"
R ₅	10 k Ω 1/2 ou 1/4 W	"
P ₁	Ajustable CI 20 k Ω 10 tours	On peut employer un 1 tour mais le réglage est délicat
P ₂	Ajustable CI 10 k Ω 10 tours	

Tableau 2
Liste des composants du thermomètre

d'un amplificateur opérationnel ; tandis que l'entrée inverseuse reçoit une fraction (ajustable) de la tension d'une zener 5,6 V. En sortie de l'ampli un potentiomètre ajuste le facteur d'échelle.

Pour des raisons de stabilité en température les résistances fixant le gain de l'ampli sont à couches métalliques tandis que les potentiomètres ajustables sont des multitours pour la commodité de l'étalonnage.

RÉALISATION PRATIQUE

Nous donnons en figure 9 le plan d'un boîtier que l'on pourra réaliser en alu de 8/10° ou acheter tout prêt dans le commerce. Les perçages sont réduits au minimum :

- un trou pour un passe-fil à chaque extrémité du boîtier (\varnothing 8 mm par exemple) ;
- deux trous pour accéder de l'extérieur aux potentiomètres d'étalonnage.

Comme le montre la photo E, les trous d'étalonnage ont été « décorés » grâce à deux rondelles à épaulement destinées initialement à la fixation de transistors de puissance.

Le boîtier ne nécessite aucune inscription et pour toute décoration nous l'avons peint !

Le montage est réalisé sur un circuit en bakélite cuivrée dont le tracé est donné figure 10 ; ce circuit est fixé dans le boîtier par un seul trou central.

Le câblage du circuit sera à effectuer grâce à la figure 11 et à la photo F dans l'ordre habituel straps, résistances, transistors, diodes, circuits intégrés.

Une fois celui-ci terminé et vérifié on pourra monter le circuit dans le boîtier et effectuer les raccordements côté multimètre comme cela a été décrit pour la sonde fréquence.

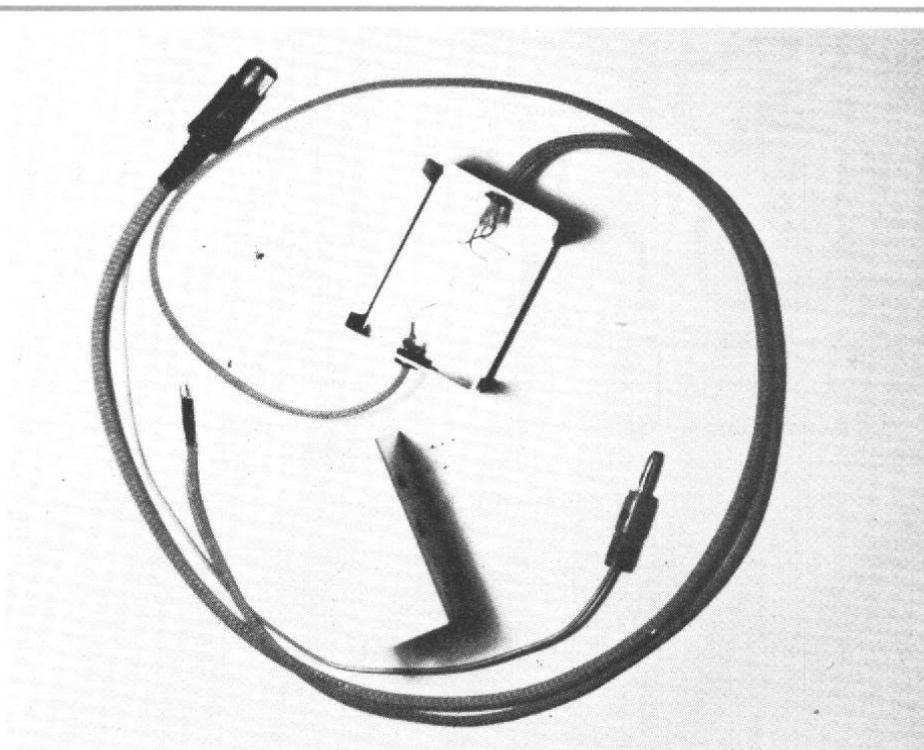


Photo E. — Le boîtier de la sonde thermomètre équipé de ses cordons.

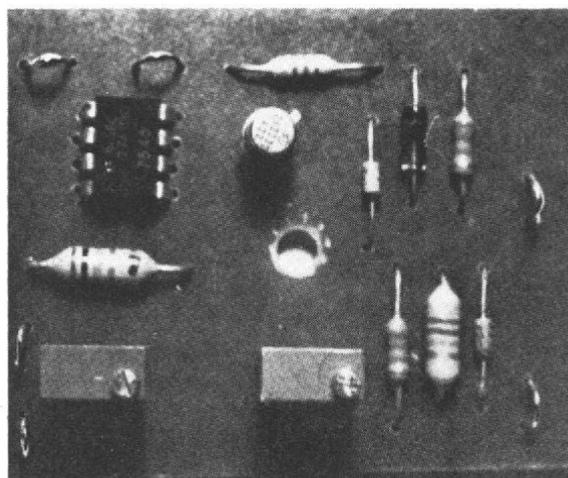


Photo F. — Le circuit imprimé du thermomètre.

Photo G. — Le capteur de la sonde thermomètre.

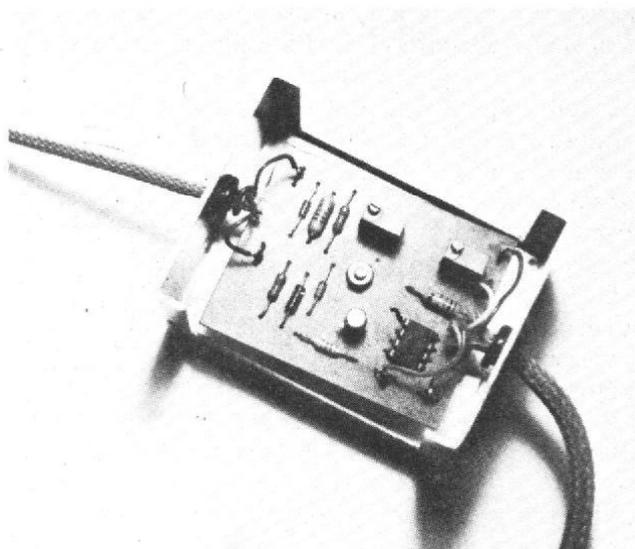
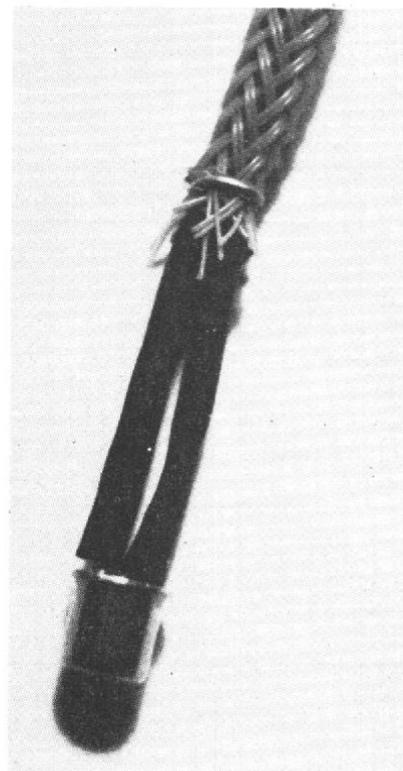


Photo H. — La sonde thermomètre câblée.

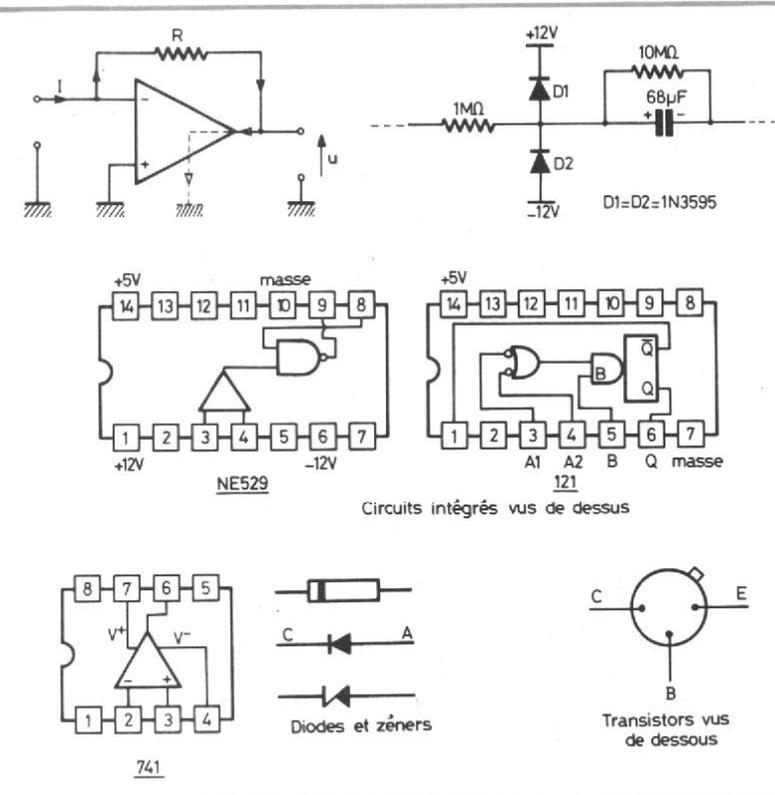


Photo I. - Le câble de raccordement au multimètre, la fiche banane est la sortie « signal » tandis que la prise DIN véhicule les alimentations.

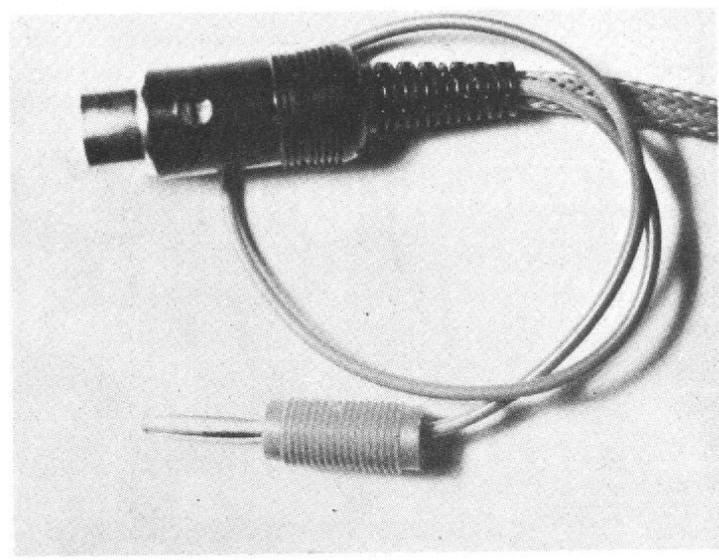


Fig. 12. - Principe de l'ampèremètre à chute de tension nulle.
 Fig. 13. - Protection du multimètre (voir texte et figure 39).
 Fig. 14. - Brochage des semi-conducteurs utilisés.

RÉALISATION DU CAPTEUR

Il faut, pour des raisons de conductibilité thermique, utiliser un transistor en boîtier métallique. On commencera par souder ensemble sur toute leur longueur base et collecteur ; ensuite on soudera sur la base et l'émetteur un fil isolé qui servira au raccordement avec le boîtier ; on peut sans problème dépasser le mètre ; puis on glissera sur chaque soudure un généreux morceau de gaine thermo rétractable pour éviter tout contact intempêtif ; enfin pour des raisons d'esthétique on pourra recouvrir les deux fils de liaison d'une gaine souple. La photo G montre le capteur terminé.

ÉTALONNAGE

Il est extrêmement simple à effectuer en théorie mais il demande un peu de patience. Nous vous proposons deux méthodes avec une nette préférence pour la première.
 - Mettre au maximum le potentiomètre de 10 kΩ (P₂).

- Tremper le capteur dans de la glace fondante en prenant bien soin de n'immerger que le boîtier et pas les pattes.
 - Ajuster le 20 kΩ (P₁) (après réalisation de l'équilibre thermique) pour amener l'affichage à 0 (multimètre commuté sur la gamme 2 V continus).
 - Tremper le capteur dans de l'eau tiède en même temps qu'un thermomètre médical ; ajuster alors le 10 kΩ pour lire la même valeur que le thermomètre médical. N'oubliez pas que ce dernier ne peut pas descendre tout seul !!
 - Bloquer les réglages à la paraffine ; la sonde est terminée.
 La deuxième méthode consiste à utiliser deux fois de l'eau tiède et un thermomètre médical (une fois vers 36 °C et une fois vers 41 °C) et à procéder par approximations successives sur les potentiomètres ; c'est beaucoup plus long mais cela présente l'avantage sur la méthode précédente d'éviter les erreurs dues à la glace que l'on croit fondante et qui ne l'est pas !
 Une fois l'étalonnage terminé vous pouvez procéder par comparaison avec des thermomètres classiques et

vous aurez certainement des surprises (nous avons trouvé un thermomètre à alcool faux de 8° !). Dans tous les cas n'oubliez pas que la meilleure référence pour vérifier votre étalonnage est le thermomètre médical.
 Enfin et pour conclure sur cette sonde nous vous signalons que le capteur peut supporter de - 50 °C à + 200 °C sans danger mais nous ne savons pas si la linéarité est conservée au-delà de 100 °C. Si un lecteur a les moyens de faire des mesures précises hors de cette gamme nous serions heureux qu'il nous fasse part de ses résultats.

C - LA SONDE AMPÈREMÈTRE À CHUTE DE TENSION NULLE

Bien que ce soit la plus simple à réaliser parmi les trois sondes décrites, nous l'avons gardée pour la fin ; en effet elle ne s'applique qu'au multimètre numérique original

décrit les mois précédents dans ces pages.
 Généralement un ampèremètre, quel qu'il soit, mesure la tension développée par l'intensité inconnue dans une résistance appelée shunt ; ce procédé introduit en série dans le circuit sous test une chute de tension non négligeable. Le multimètre précédemment décrit chutant au maximum 200 mV, ce n'est pas mal mais nous avons voulu faire beaucoup mieux et voici à quoi nous sommes arrivés :
 - 200 nA pleine échelle soit une résolution de 100 pA pour la position 0,2 V
 - 2 μA pleine échelle soit une résolution de 1 nA pour la position 2 V
 - 20 μA pleine échelle soit une résolution de 10 nA pour la position 20 V
 - 200 μA pleine échelle soit une résolution de 100 nA pour la position 200 V
 - 2 mA pleine échelle soit une résolution de 1 μA pour la position 2000 V.
 Chute de tension 50 nV par point soit 100 μV maximum pour la pleine échelle.
 Grâce à cette sonde il devient possible de mesurer les courants de fuite des diodes aussi facilement que le

L'ONDE MARITIME

CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi
T. 47-44-30
BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83

BARLOW - WADLEY XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC »
PROFESSIONNEL
AM - USB - ISB - CW - RTTY



30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE
sur récepteur BARLOW (Joindre 1 F timbre poste)

NOM _____

ADRESSE _____

Le son incomparable
de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

continue d'enchanter nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portatif.

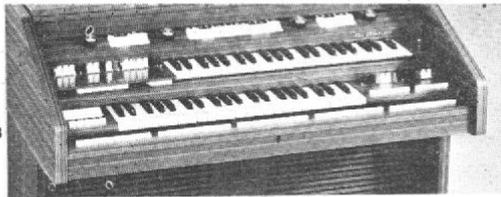
Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaii, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, piano électrique, etc.

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



Bon pour un catalogue gratuit 100 pages des orgues Dr. Böhm

Joindre 5 F en timbres français, coupon de réponse, ou mandat
BC. A DECOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A

Dr. BÖHM - Service catalogue - 71, rue de Suresnes - 92380 GARCHES

NOM
Adresse

Je désire recevoir 1 de vos disques de démonstration (30 cm, 33 t., stéréo, hi-fi).
 Musiques classiques.
 Variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique.
Je vous joins 45,00 F (les 2 disques ensemble 80,00 F) pour envoi franco.

HPV 67

courant consommé par une ampoule de lampe de poche ; ajoutons pour clore le débat que le prix de revient du montage est de l'ordre de 2 à 3 francs (non il n'y a pas de faute d'impression !).

SCHÉMA DE PRINCIPE

Il apparaît en figure 12. Si le courant d'entrée de l'ampli opérationnel est nul, la tension en sortie du montage est $U = RI$; c'est aussi simple que cela.

Bien entendu l'ampli opérationnel utilisé n'est autre que l'ampli d'entrée du multimètre (fig. 17, H.P. N° 1587) puisque son courant d'entrée est inférieur à 100 pA. Le convertisseur A/D ayant une sensibilité de 2 V la relation précédente montre que nous avons bien les gammes annoncées ; d'autre part l'ampli d'entrée ayant un gain en boucle ouverte de 20 000 (ou plus) la chute de tension est inférieure ou égale à celle annoncée.

RÉALISATION PRATIQUE

Elle consiste à souder un fil sur la borne masse de la prise « DIN » sondes et un fil sur la borne entrée - de l'amplificateur d'entrée de cette même prise DIN. Si l'on veut assurer la protection du multimètre pour cette fonction, il faut ajouter après la 1 M Ω visible sur la figure 39 en haut à droite (H.P. N° 1596) deux diodes 1N 3595 (faibles fuites) montées comme l'indique la figure 13. Comme nous vous l'annoncions précédemment vous pouvez juger de la simplicité de cette sonde qui permet des mesures sortant de l'ordinaire (courants de fuite des diodes en particulier).

Pour terminer, nous don-

nons en figure 14 le brochage des semi-conducteurs utilisés.

Nous espérons que cette description tentera bien des lecteurs et que le faible prix de revient des sondes ne fera qu'accroître le plaisir que l'on aura à les utiliser.

C. TAVERNIER

RECTIFICATIF

La relecture détaillée de nos articles et la perspicacité de nos lecteurs, que nous remercions ici, nous ont permis de déceler quelques erreurs sans gravité que nous corrigeons ci-dessous :

H.P. N° 1591 p. 202, fig. 30 : un léger défaut d'impression a fait se toucher des pistes indépendantes ; il s'agit de celles aboutissant aux broches 14 et 13 de IC₂ et 8 et 9 de IC₁.

H.P. N° 1591 p. 202, fig. 31 : il manque une piste reliant le point commun collecteur de T₄, collecteur de T₃ au positif du 470 μ F 10 V (voir figure 36).

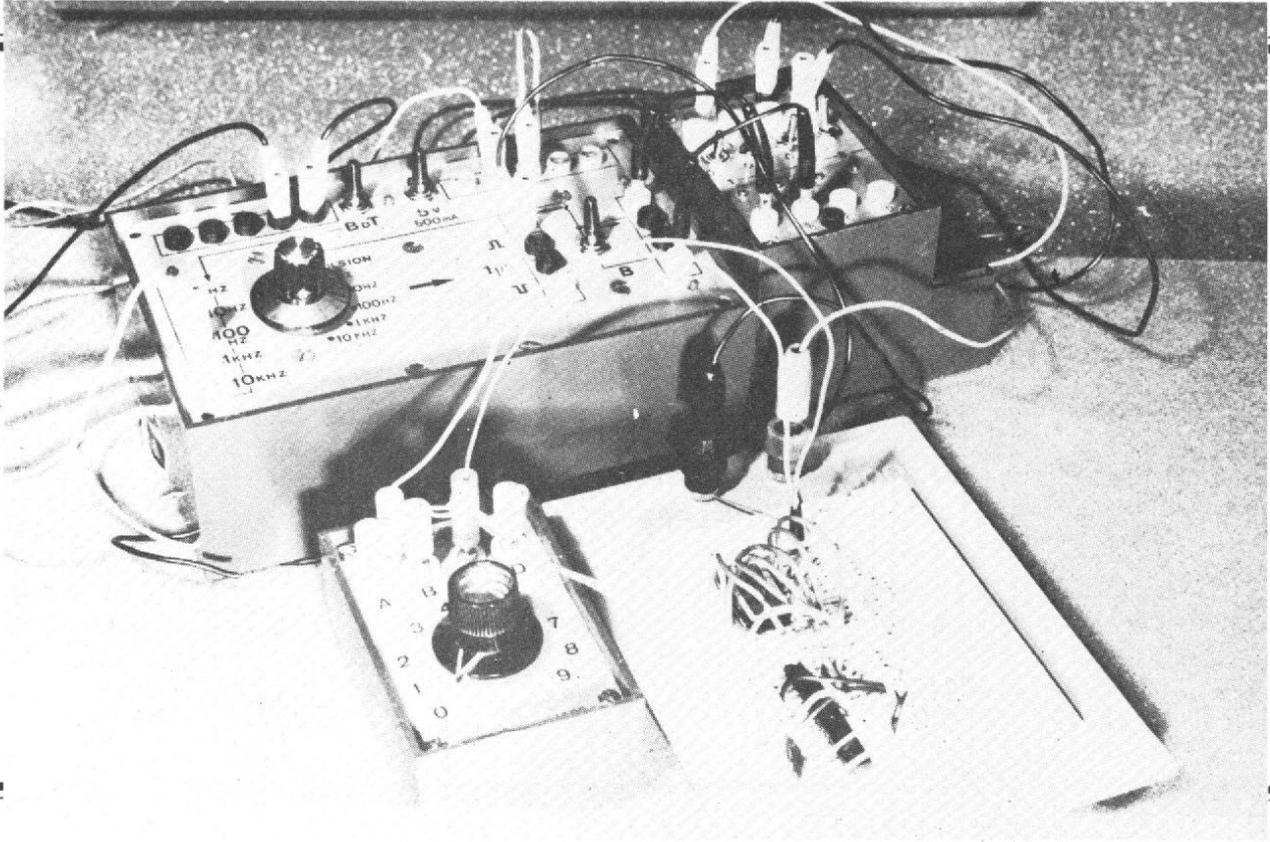
H.P. N° 1591 p. 203, fig. 35 : il manque le brochage du BD 135-137 qui est de gauche à droite (avec le métal en haut comme cela est représenté) : B - C - E.

H.P. N° 1591 p. 203, fig. 37 : il faut échanger les repères ; respectivement T₄, T₅, A₄ avec T₁₀, T₁₁, A₁ et T₆, T₇, A₃ avec T₈, T₉, A₂. La diode Z₄ et la diode D sont à changer de sens.

H.P. N° 1596 p. 196, fig. 39 : le 0,68 μ F de l'ampli d'entrée est en réalité un 68 μ F (comme l'indiquait le rectificateur à la figure 17).

H.P. N° 1596 p. 202, fig. 50 : le fil reliant le haut du fusible 250 mA au commutateur de gamme est relié au fil en provenance de R_e.

Réalisation d'un ensemble modulaire pour tests digitaux, ou...



LA LOGIQUE MISE EN BOÎTE

APRES avoir examiné les circuits de base, nous attaquerons la description de quelques modules faisant appel à des bascules, ainsi qu'un module d'affichage 7 segments.

Ces circuits, comme les précédents, sont supposés être bien connus et nous ne nous étendrons pas sur les détails de leur fonctionnement. Il n'y a aucune mise au point à prévoir et nous utiliserons le module 1 (Etats logiques BCD) pour tester les circuits en liaison avec le module cen-

tral. Les heureux possesseurs d'un oscilloscope pourront, en régime dynamique, vérifier les formes des signaux de sortie, en reliant l'entrée de chaque module à la base de temps du module central. Compte-tenu des compatibilités TTL, ces opérations sont simples et sans danger pour les circuits (à la condition, bien entendu que l'on ne commette pas d'erreurs de branchement...).

Pour protéger les modules contre les risques d'une inversion de tension d'alimentation (opération qui, sans cette pré-

caution, serait fatale aux circuits intégrés), nous avons, cette fois-ci, disposé dans la ligne positive de chaque alimentation une diode silicium. L'inconvénient de cette disposition, que nous avons déjà signalé dans le dernier article, est une baisse de 0,7 V de la tension d'alimentation appliquée au circuit, ce qui ne nuit pas à son fonctionnement, mais diminue corrélativement le niveau haut logique sur les sorties des modules.

Pour éviter les interactions, les bornes d'alimentation des

circuits basculeurs sont découplés par un condensateur de 100 nF.

Du côté de la réalisation, enfin, on reste fidèle au coffret Teko/P₁ et aux plaquettes Veroboard au pas de 2,5 ou mieux 2,54 mm.

MODULE 5 DOUBLE BASCULE

Le circuit SFC473E de Sescosem (ou son équivalent en d'autres marques) est utilisé.

Chaque boîtier contient 2 bascules JK « Maîtres-Esclave » dont la théorie du fonctionnement est donnée dans tous les bons manuels de logique. Nous en rappellerons brièvement les propriétés :

Chaque bascule comporte 2 entrées J et K, une électrode de commande \bar{T} , une remise à zéro \bar{R} et deux sorties complémentaires Q et \bar{Q} .

On envoie généralement sur l'électrode \bar{T} un signal de commande de basculement qui s'effectue lorsque ce signal passe de 1 à 0 (même progressivement).

L'état ou le changement d'état des sorties Q au basculement dépend essentiellement de l'état des entrées J et K. Ainsi :

- Si $J = K = 1$, Q passe de 0 à 1 au basculement,
- Si $J = 0$ et $K = 1$, Q passe de 1 à 0 au basculement,
- Si $J = 1$ et $K = 0$, Q passe de 0 à 1 au basculement,
- Enfin, si $J = K = 0$, il n'y a pas de basculement.

Le raisonnement est évidemment inverse pour \bar{Q} .

L'électrode \bar{R} de remise à zéro sert à amener Q à 0 (à moins qu'il n'y soit déjà) lorsque l'on réunit \bar{R} au commun (négatif de l'alimentation) ou à un niveau logique bas.

Ces propriétés permettent de réaliser une foule de montages allant d'une simple mise en forme à une division par 2 en passant par la génération de créneaux, etc. C'est pourquoi ce circuit est très souvent utilisé dans les montages logiques.

La figure 1 représente le schéma de branchement, ainsi que le tableau des propriétés essentielles de ce circuit. On remarquera que l'on a disposé aux bornes des contacts du poussoir un condensateur de $1 \mu\text{F}$ en parallèle avec une résistance de $10 \text{ k}\Omega$. Le rôle de ce dispositif est de remettre les bascules à zéro au moment de la mise sous tension. On est certain, de la sorte, qu'avant l'application d'une tension de commande, le circuit se positionne toujours en état de repos.

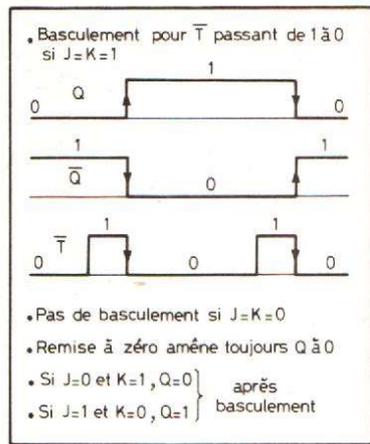
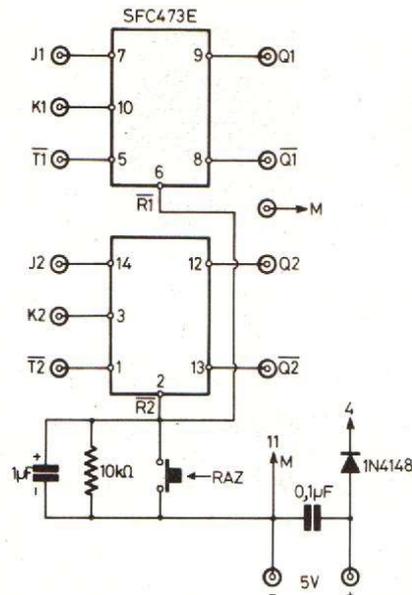


Fig. 1. - Double bascule maître esclave. Schéma et mode de fonctionnement.

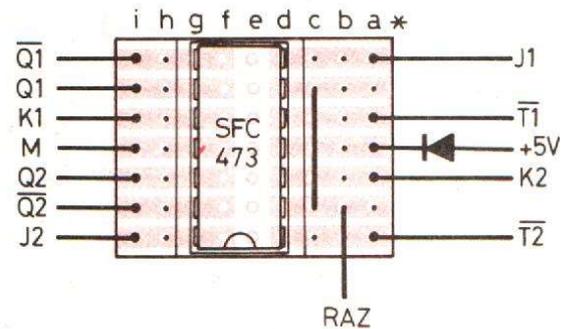
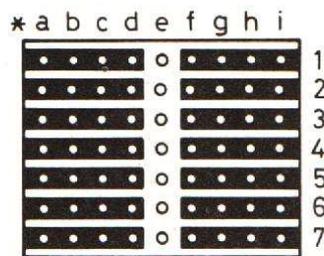
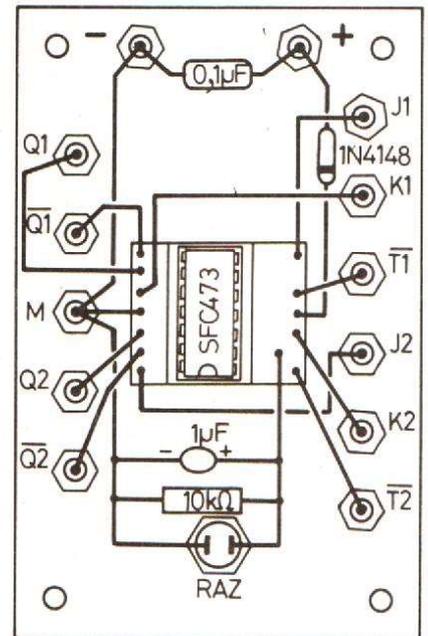
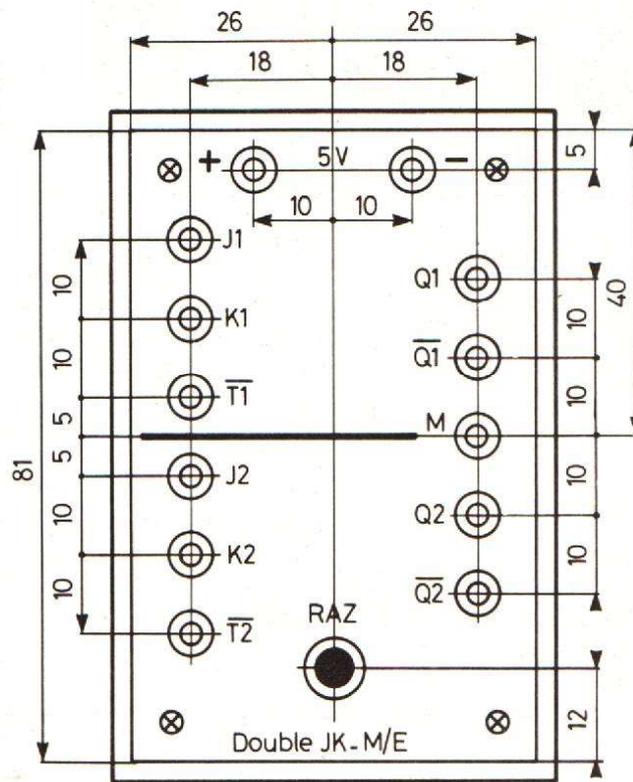


Fig. 2. - Détails de réalisation du module 5.

MODULE 6 COMPTEUR BINAIRE

Le circuit SFC493E utilisé dans ce module contient 4 bascules JK. On observe en A que la première bascule divise par 2 la fréquence du signal incident par basculement à chaque transition 1 à 0 de ce signal. Le fonctionnement est donc identique à celui du précédent montage.

La seconde partie du circuit qui comporte 3 autres bascules JK montées en série (la sortie de l'une à l'entrée de la suivante), réalise successivement 3 divisions par 2 en B, C et D.

Si donc on réunit la sortie A de la première bascule à l'entrée de la série des 3 autres, on réalise des divisions par 2 en A, par 4 en B, par 8 en C et par 16 en D.

Comme l'indique la figure 3 les 4 sorties A, B, C et D constituent une source parallèle de 4 bits. On transforme donc l'entrée série de n bits en une présentation binaire de tout nombre allant de 0 à 15. Dès que l'on arrête l'envoi d'impulsions à l'entrée, le circuit reste en l'état logique correspondant au nombre n de transitions envoyées depuis la dernière remise à 0.

Les bornes 2 et 3 du circuit commandent la remise à zéro de l'ensemble des 4 bascules qui est obtenue lorsque cette commande est portée à 1 (ou mise en l'air) de sorte que $A = B = C = D = 0$.

Afin de toujours obtenir l'état initial zéro à la mise sous tension, on a prévu sur ce montage, un dispositif de remise à zéro automatique à transistor. Les entrées 2 et 3 correspondent au « double émetteur » d'une porte Nand et sont donc portées, en l'absence de charge, à l'état 1. Un transistor NPN est branché entre ces points et le commun.

A la mise sous tension, le condensateur de $1 \mu F$ est traversé par le courant instantané de charge passant par la résistance de $100 k\Omega$, ce qui

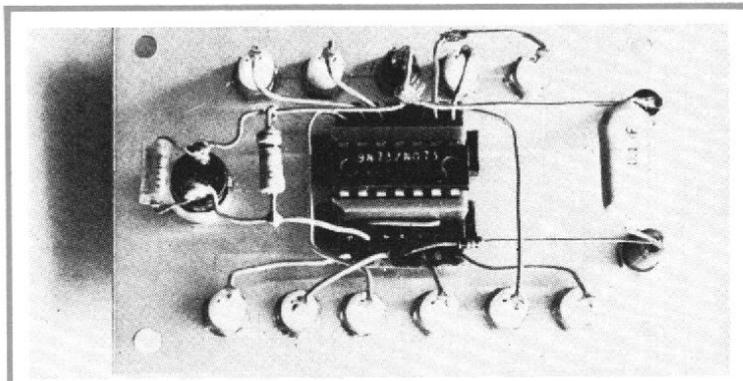


Photo 1. - Câblage du module 5.

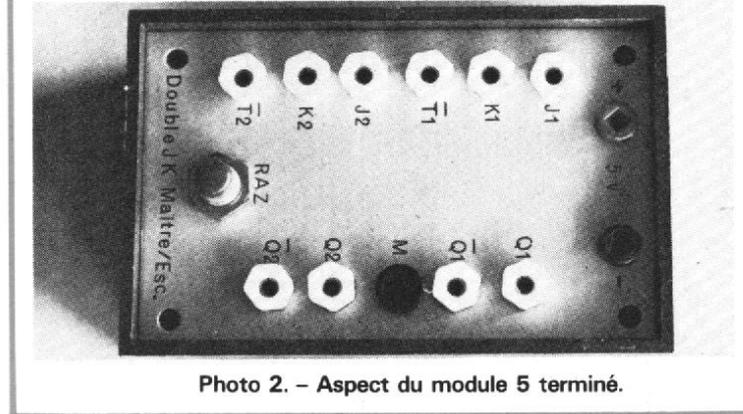


Photo 2. - Aspect du module 5 terminé.

A noter le montage du circuit intégré sur support DIL.

L'essai électrique de chaque bascule se fera successivement de la façon qui suit, en utilisant le module 1 :

On réunira J_1 à A, K_1 à B, \bar{T} à C (côté états logiques), puis Q à A et \bar{Q} à B (côté témoins logiques).

On mettra les états A, B et C sur 1. Dès la mise sous tension, on devra observer que le témoin logique A est éteint (Q

= 0) et le témoin B allumé (Q = 1). Cette présentation doit s'inverser si l'on fait $C = 0$ ($\bar{T} = 0$). On observera également qu'il n'y a aucun basculement si $A = B = 0$.

Si l'on dispose d'un oscilloscope, on utilisera la base de temps du module central comme source pour \bar{T} avec J et K en l'air. L'observation faite en sortie sur Q ou \bar{Q} doit montrer un signal dont la fréquence est égale à la moitié de celle de la source.

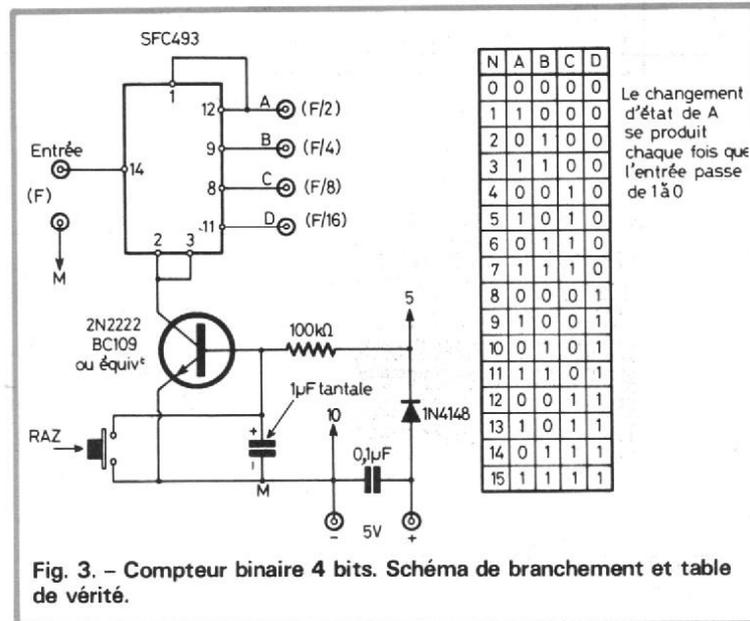


Fig. 3. - Compteur binaire 4 bits. Schéma de branchement et table de vérité.

Ce résultat s'explique de la façon suivante : lorsque la tension d'alimentation est appliquée, une tension positive de l'ordre de 3 V apparaît en \bar{R} , qui correspond à une entrée d'émetteur. Cette tension charge le condensateur de $1 \mu F$ à travers la résistance interne du circuit. L'apparition brusque du courant de charge à la mise sous tension assimile le condensateur à un court-circuit, pendant un très court instant. Ceci suffit à créer une remise à zéro initiale.

Lorsque l'on coupe l'alimentation, la tension en \bar{R} disparaît, le condensateur se décharge dans la résistance de $10 k\Omega$ et le cycle peut recommencer.

La présence, en permanence, de la résistance de $10 k\Omega$, de valeur relativement élevée, ne crée pas de courant suffisant pour engendrer d'elle-même une remise à zéro. Lorsqu'on appuie sur le poussoir, par contre, on court-circuite le condensateur et l'on remet à zéro le montage. Dès que l'on relâche la pression, le circuit est de nouveau prêt à fonctionner.

On pourra utiliser séparément ou conjointement ces deux bascules. La remise à zéro est commune. Les 3 bornes d'entrée (J, K, \bar{T}) et les 2 bornes de sortie (Q et \bar{Q}) sont présentes pour chaque circuit et les combinaisons d'utilisation sont assez nombreuses.

En figure 2, on trouvera tous les détails de réalisation de ce module. La plaquette Vero de 7 bandes de 9 trous est très petite et le câblage, malgré la présence de 13 fils de connexion est relativement facile.

Rappelons que, comme pour les modules précédents, la plaquette est orientée cuivre vers le panneau. Une bande de caoutchouc mousse auto-collante est fixée contre le panneau pour prévenir les courts-circuits. En pratique, si l'on utilise du fil de câblage nu de 0,6 ou 0,8 mm pour établir les interconnexions la plaquette Vero est maintenue en place de façon suffisamment rigide.

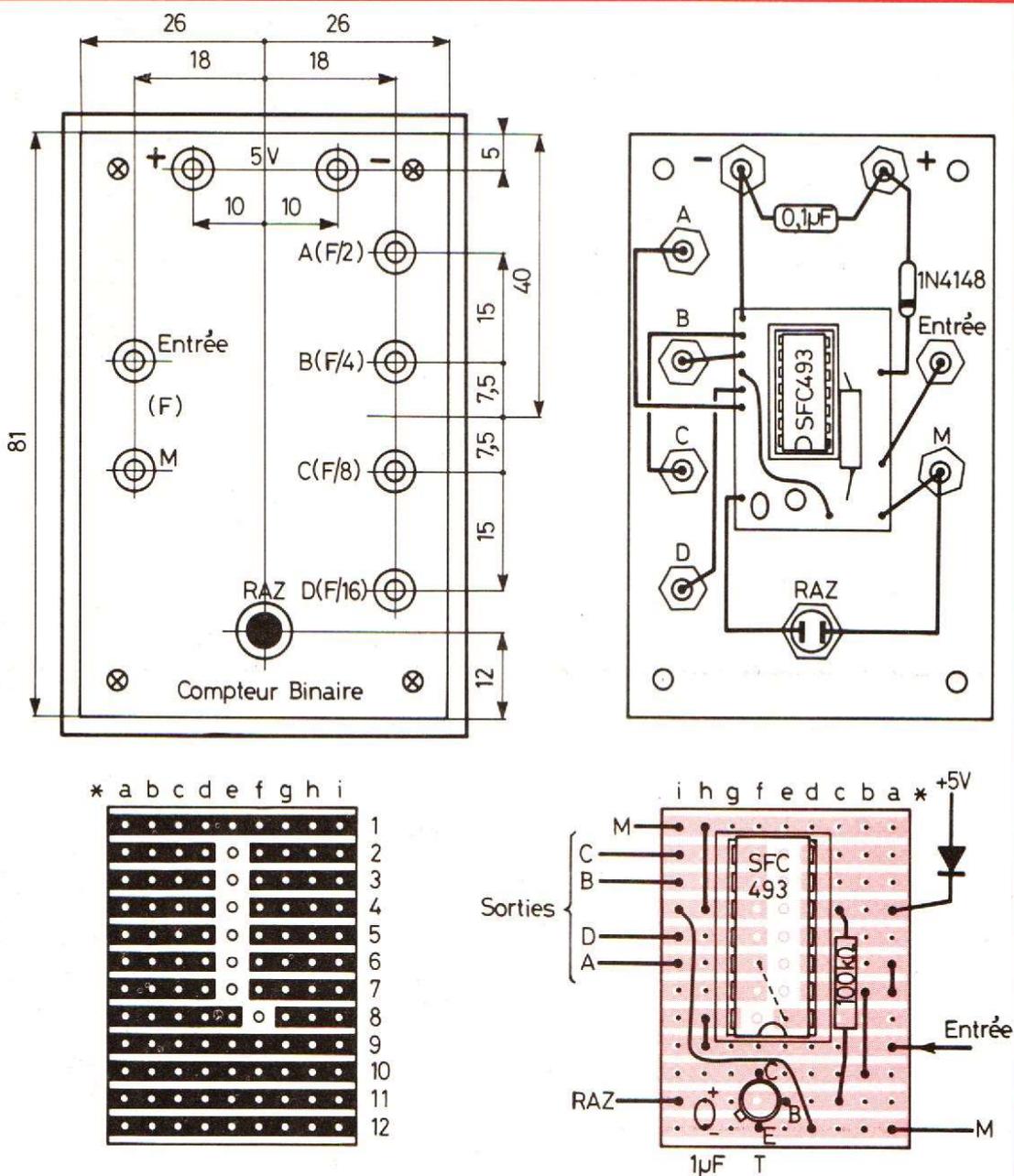


Fig. 4. - Détails de réalisation du module 6 (le fil entre i_4 et d_{12} est isolé).

rend le condensateur assimilable à un court-circuit pendant un très court instant. Le transistor reste donc bloqué. Le résultat attendu est que les bascules sont toutes remises à zéro, quel que soit leur état.

Au bout de quelques milli-secondes, la tension croissant exponentiellement aux bornes du condensateur atteint un certain seuil qui sature le transistor ce qui libère les bascules qui peuvent alors jouer leur rôle de compteur binaire.

A tout instant le fait d'appuyer sur le bouton poussoir RAZ, remettra à zéro les bascules et les maintiendra dans cet état aussi longtemps

qu'une pression sera exercée sur le poussoir.

La figure 4 montre le câblage interne. Le circuit Vero utilisé (12 bandes de 9 trous) supporte le circuit intégré, le transistor et les autres composants à l'exclusion de l'indispensable découplage de $0,1 \mu\text{F}$ branché directement aux bornes de l'entrée alimentation.

Le test de ce circuit sera très simple : il consistera à vérifier, au moyen du module central comme source et du module 1 comme témoin logique, la table de vérité de la figure 3.

Le branchement est le suivant : réunir l'entrée du

module 6 à la sortie A du module central et les sorties A, B, C, D du module 6 aux entrées correspondantes des témoins logiques du module 1. On mettra le commutateur A/B du module central sur A.

A la mise sous tension, les témoins logiques du module 1 seront tous éteints. Dès que l'on basculera le commutateur A/B sur B, le témoin A devra s'allumer. Une deuxième manœuvre de A/B vers A ne changera pas l'état ABCD alors qu'une troisième manœuvre allumera le témoin B et éteindra A, etc. Suivant la progression binaire de la table de

vérité, jusqu'à ce que tous les témoins A, B, C et D soient allumés à la 15^e transition A/B de A vers B.

On vérifiera alors qu'en appuyant sur le poussoir RAZ tout revient à zéro.

Si l'on branche ensuite l'entrée sur la source 1 Hz de la base de temps l'état de ABCD se modifiera toutes les 2 secondes pour reprendre la position initiale après 30 secondes et recommencer un nouveau cycle.

Avec un oscilloscope, en examinant chacune des sorties ABCD, on doit observer une division de fréquence dans les rapports indiqués. Ainsi, en envoyant un signal de 10 kHz à l'entrée, la période correspondante sera $T_{\text{entrée}} = 100 \mu\text{s}$. En A, on observera un signal de période $T_A = 200 \mu\text{s}$ ($F_A = 5 \text{ kHz}$), puis en B : $T_B = 400 \mu\text{s}$ ($F_B = 2,5 \text{ kHz}$), en C : $T_C = 800 \mu\text{s}$ ($F_C = 1,25 \text{ kHz}$), en D : $T_D = 1600 \mu\text{s}$ ($F_D = 666,6 \text{ Hz}$).

MODULE 7 DOUBLE DECADE

Le circuit très répandu SFC490E permet d'obtenir la division par 10 de la fréquence d'un signal TTL envoyé à son entrée.

Pendant l'opération de comptage, quatre sorties binaires ABCD indiquent l'état de 4 bascules, c'est-à-dire la valeur binaire du nombre de transitions de 1 à 0 envoyées à l'entrée. Il existe donc une analogie avec le comptage binaire. Mais après la 10^e transition (et non pas la 15^e comme précédemment) l'état de la sortie D qui était 1 revient à 0 et le cycle recommence. (Voir le schéma et la table de vérité de la figure 5).

Le retour à 0 de D peut déclencher une nouvelle decade montée en série en réunissant D_1 à E_2 . On obtient ainsi un comptage par 100. On peut continuer l'opération jusqu'à n décades en chaîne et obtenir une division de fréquence par 10^n . Ce chaînage

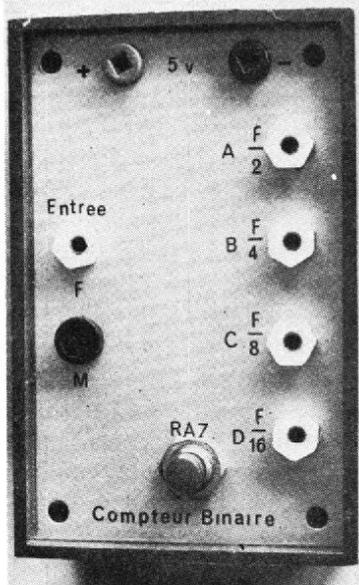


Photo 3. - Le module 6.

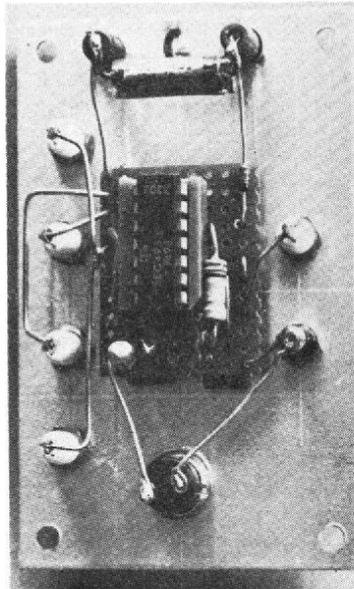
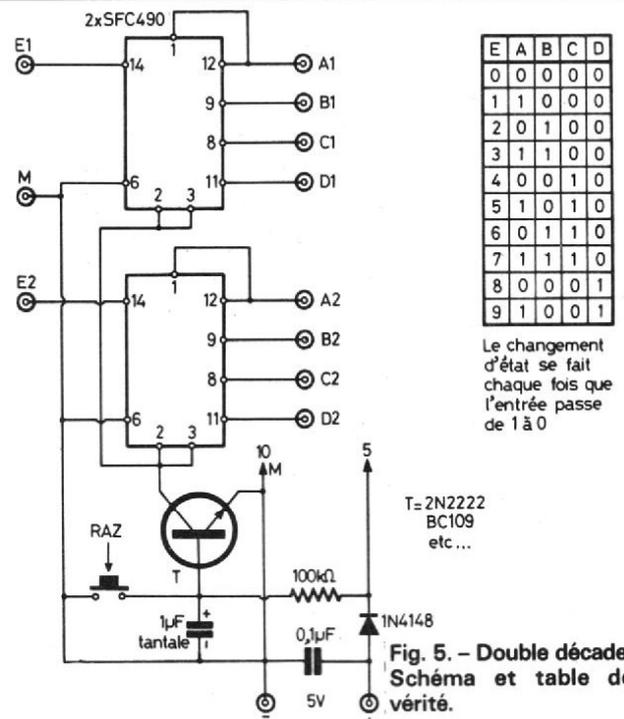


Photo 4. - Câblage du module 6.



est bien connu des réalisateurs de compteurs-fréquence-mètres digitaux. C'est d'ailleurs un montage de ce type que nous avons utilisé dans la base de temps du module central, encore que, dans ce cas, les états BCD de chaque décade n'étaient pas sortis puisque le branchement était réalisé de façon à obtenir des créniaux de sortie symétriques, ce qui n'est pas le cas dans le module 7.

Nous avons prévu 2 circuits indépendants avec une remise à zéro commune. Cette dernière est obtenue, comme dans le cas précédent, en portant à 1 les bornes 2 et 3 des circuits au moyen d'une commande activée par un transistor saturé en régime permanent, qui se bloque à la mise sous tension ou aussi longtemps que l'on appuie sur le poussoir RAZ.

La réalisation pratique de ce module ne présente pas plus de difficultés que les précédentes. Le circuit Vero comporte 20 bandes de 10 trous. On prêtera une attention particulière à l'emplacement des straps, car il est fréquent qu'une erreur ou une omission se glisse si le circuit est un peu plus complexe, comme c'est ici le cas. Les plans très explicites de la figure 6 devraient

permettre au réalisateur d'éviter ces embûches.

Pour réaliser l'essai de ce circuit, on utilisera le module central (sortie impulsion positive, base de temps sur 1 Hz) et les témoins logiques du module 1 en réunissant les sorties ABCD de la première décade aux témoins correspondants.

A la mise sous tension, tous les témoins doivent être éteints. Dès que l'on met en

route la base de temps, on doit observer un changement d'états A, B, C, D, suivant la table de vérité de la figure 5 avec un passage à 0 pour chaque multiple de 10 impulsions. En arrêtant la base de temps à un instant tel que l'affichage soit différent de 0, on vérifiera l'efficacité de la touche RAZ.

Dans un deuxième temps, on réunira D₁ à E₂, on branchera les témoins logiques sur A₂ B₂ C₂ D₂, on commutera la

base de temps sur 10 Hz et l'on devra observer la même séquence d'illuminations des témoins que précédemment. Vérifier également la RAZ dans ce cas.

A l'oscilloscope double trace, on pourra observer, sur chaque décade la division par 10 d'un signal de 10 kHz, par exemple. Dans ce cas, l'état de D sera tel qu'il passera à 1 au 8^e et 9^e créneau d'entrée pour retomber à 0 au 10^e.

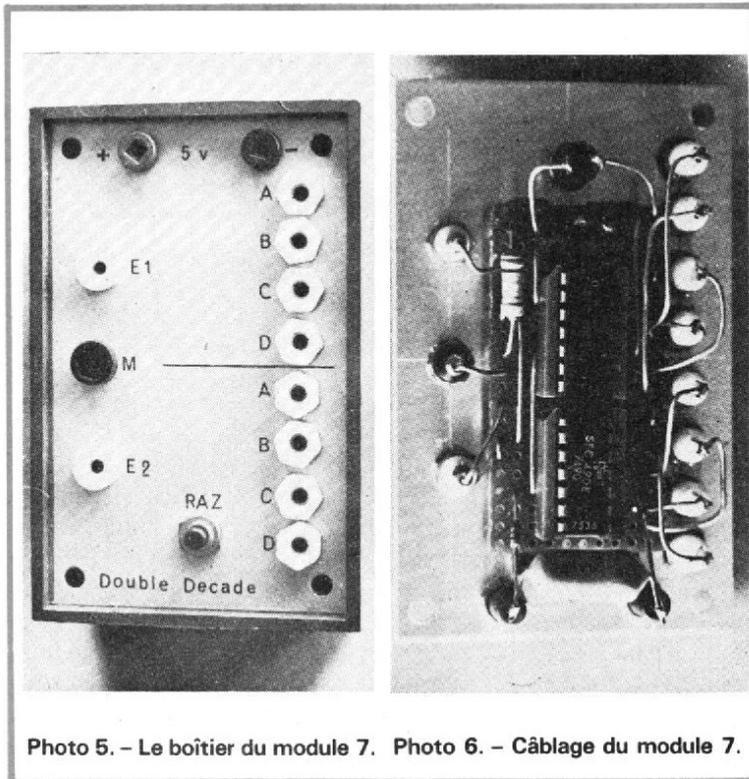


Photo 5. - Le boîtier du module 7. Photo 6. - Câblage du module 7.

MODULE 8 AFFICHAGE 7 SEGMENTS

Il est très utile de disposer d'un affichage numérique de 0 à 9 du nombre binaire correspondant.

Les afficheurs les plus pratiques sont, sans conteste, les circuits « solides » à 7 segments à diodes, alimentés sous 5 V, associés à des décodeurs BCD (4 bits)/7 segments. Il existe également des circuits d'affichage ayant leur propre décodeur/driver incorporés, ainsi que, le cas échéant, un circuit mémoire à 4 bits, et même une décade associée. Ces circuits sont relativement chers et ne per-

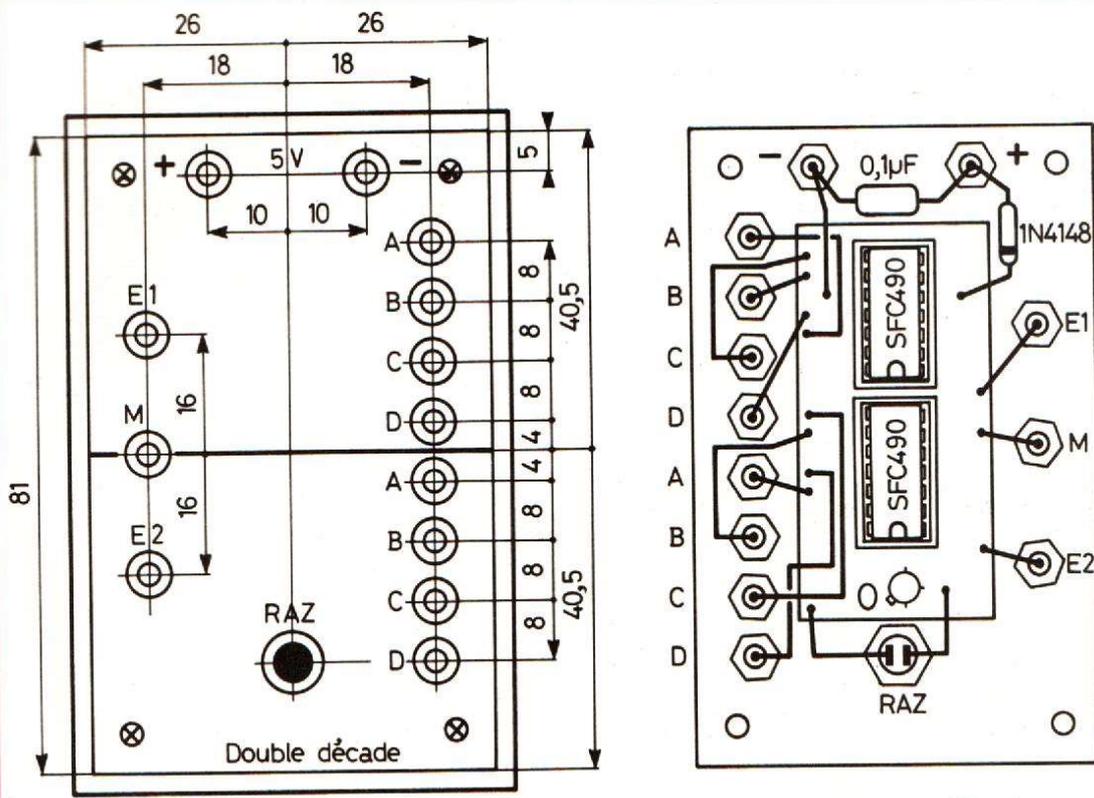


Fig. 6. - Détails de réalisation du module 7.

mettent pas à l'amateur auquel nous nous adressons de « vider ses fonds de tiroir ». Egalement des afficheurs à cristaux liquides pourraient être utilisés mais leur branchement est différent.

La marque du circuit afficheur importe peu (MAN 5 ou

7 de Mosanto, TIL 312P de Texas Instruments, etc.) car tous les brochages des circuits de ce type sont normalisés. Quant au décodeur, le plus connu est le SFC447E ou équivalent, à 16 broches. Chacune de ses 7 sorties (a) à (g) est reliée aux électrodes correspondantes de l'afficheur par

des résistances de limitation de courant de 180Ω . On notera que l'alimentation devra débiter environ 150 mA. La figure 7 représente le schéma de ce module ainsi que sa table de vérité (affichage/entréeBCD).

La réalisation pratique (se référer à la figure 8) présente

quelques particularités dues au fait que l'afficheur doit être orienté de façon à être vu (c'est son rôle !) à travers une fenêtre rectangulaire de 11 x 20 mm ménagée au centre du panneau du coffret. On utilisera deux circuits Vero séparés, l'un de 14 bandes de 12 trous pour le décodeur, l'autre de 14 bandes de 8 trous pour l'afficheur (voir figure 9). Les deux circuits sont assemblés au moyen de vis, d'écrous et d'entretoises sur le panneau, comme indiqué sur la figure 8. Les trous de fixation sont de 3,5 mm forés sur les emplacements d_2 et d_{13} (décodeur) et e_2 et e_{13} (afficheur). Les résistances de protection seront du type subminiature (8 x 2 mm).

Comme on s'en doute, il n'y a rien de plus facile que de tester ce circuit. On réunira ses entrées ABCD aux sorties correspondantes du générateur d'états logiques du module 1 et l'on vérifiera que l'affichage 0 à 9 apparaît bien lorsque les inverseurs 0/1 du module 1 sont sur les positions adéquates. Il est inutile d'aller au delà du nombre binaire 1001 qui représente le chiffre 9 car les indications de l'afficheur deviendraient sans signification.

Une autre façon de tester ce module afficheur est de le connecter à une décade dont l'entrée est branchée sur la sortie 1 Hz de la base de temps du module central. On verra alors défiler les chiffres de 0 à 9 à raison d'un toutes les secondes.

En construisant n modules du même type on peut, en association avec des décades constituer une unité d'affichage de n digits à assembler à la demande. Un perfectionnement supplémentaire serait d'adjoindre des mémoires « latch » à 4 bits du type SFC475E ou équivalent, qui permettraient de conserver l'état de sortie des décades après le comptage, mais ceci constitue une certaine complication qui n'est pas, dans la majorité des cas, absolument indispensable.

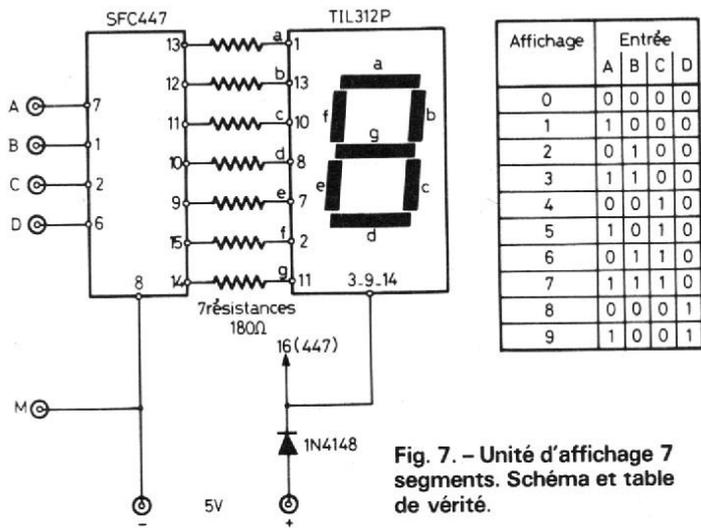


Fig. 7. - Unité d'affichage 7 segments. Schéma et table de vérité.

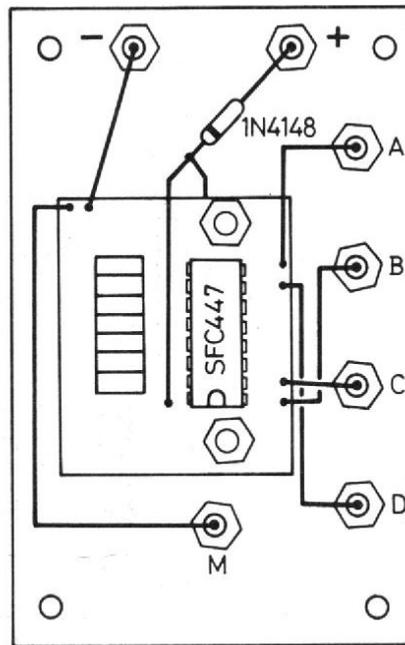
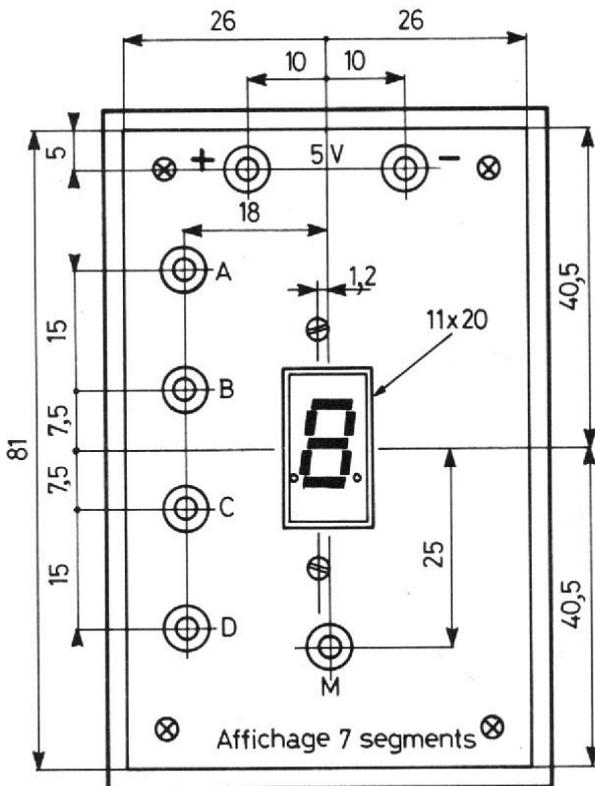
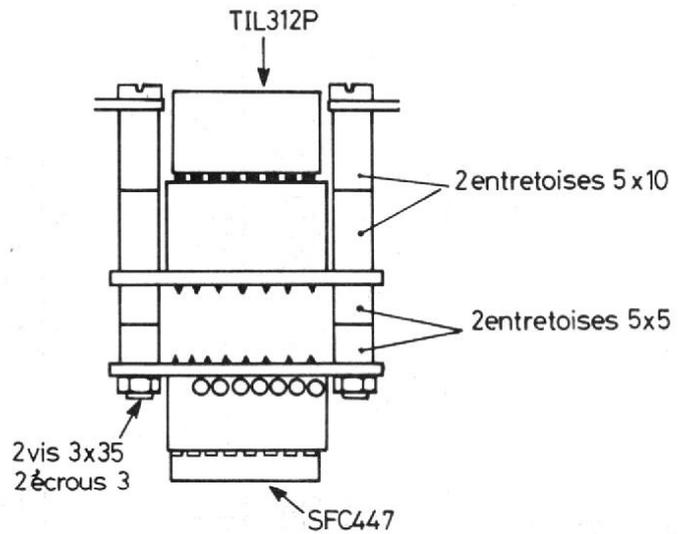


Fig. 8. - Module 8. Câblage du coffret. Détail montrant l'assemblage des 2 circuits (les faces cuivrées sont en regard).

Une autre suggestion, valable pour l'ensemble des circuits basculeurs est de sortir sur une embase la remise à zéro de façon à pouvoir commander cette opération à partir d'une porte extérieure.

Notons enfin que le circuit afficheur peut être facilement extrait de son support sans démontage du coffret, ce qui permet d'utiliser le module 8 comme montage d'essai de circuit afficheur 7 segments à diodes.

J.C.

(à suivre)

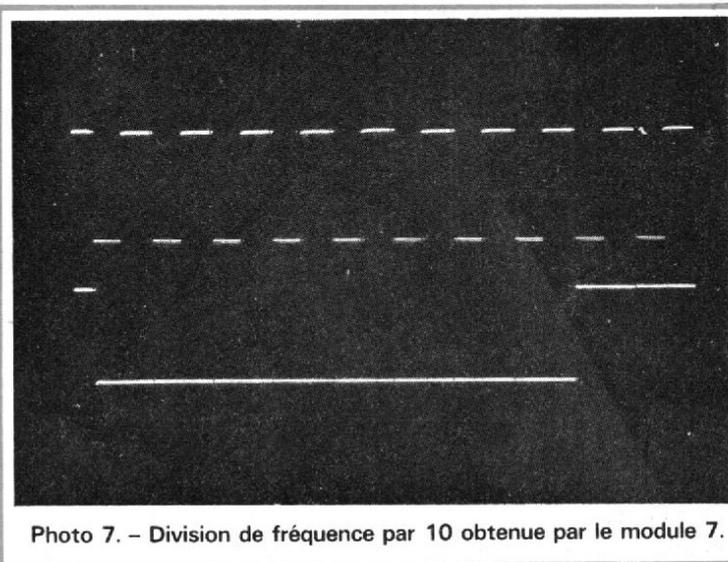


Photo 7. - Division de fréquence par 10 obtenue par le module 7.

NOMENCLATURE

Module 5

- 1 coffret TEKO plastique P/1
- 10 embases blanches pour fiche de 2 mm
- 2 embases noires pour fiche de 2 mm
- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm
- 1 interrupteur subminiature à poussoir (contact enfoncé)
- 1 circuit SFC473 E ou équivalent
- 1 support DIL 14 broches
- 1 circuit VERO, pas de 2,54 mm (7 bandes de 9 trous)

Fig. 9. - A : circuit afficheur - 7 segments. - B : circuit décodeur BCD/7 segments - Module 8 - Détails montrant la réalisation des circuits (les trous de fixation ont un diamètre de 3,5 mm).

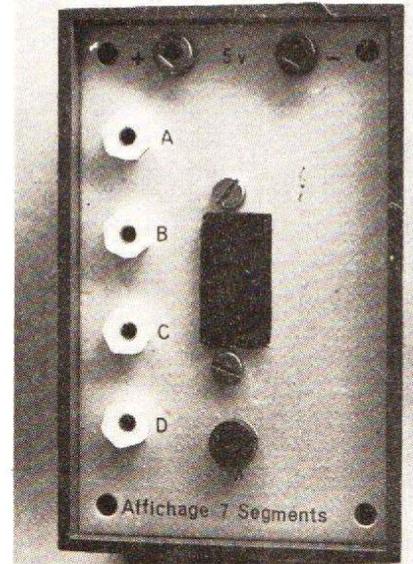
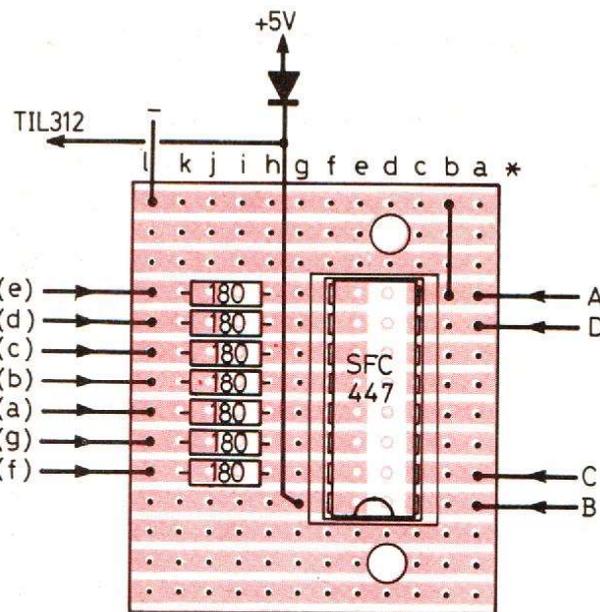
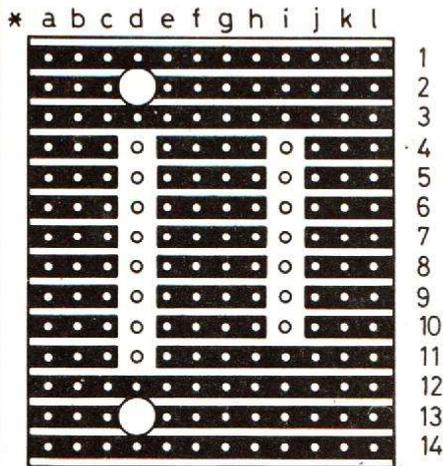
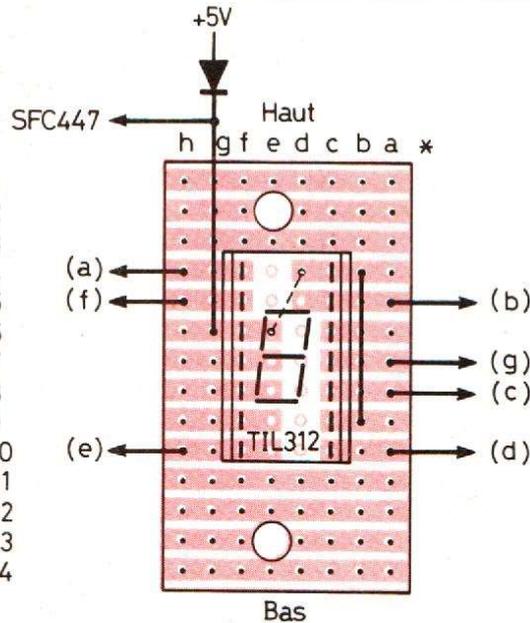
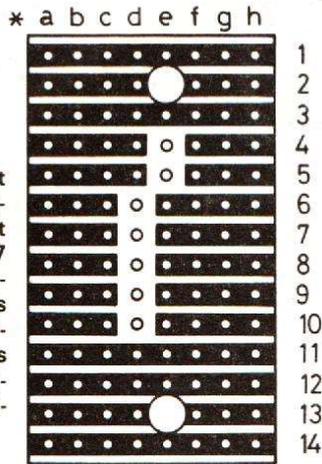


Photo 8. - Le module 8.

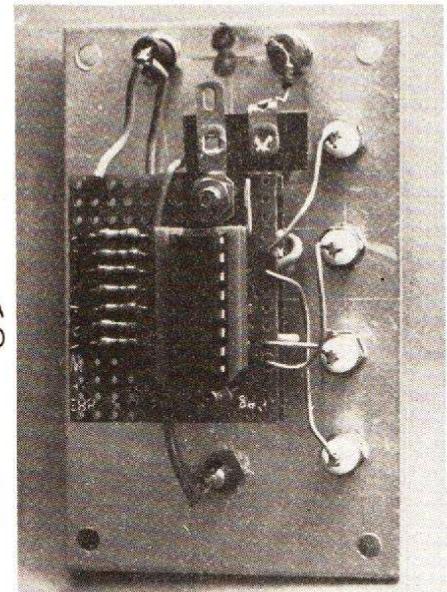


Photo 9. - Câblage du module 8.

- 1 diode 1N4148 ou équivalent
- 1 résistance de 10 kΩ de 0,25 W
- 1 condensateur tantale goutte de 1 μF (15 V)
- 1 condensateur 100 nF plaquette

Module 6

- 1 coffret TEKO plastique P/1
- 5 embases blanches pour fiche de 2 mm
- 2 embases noires pour fiche de 2 mm
- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm
- 1 interrupteur subminiature à poussoir (contact enfoncé)
- 1 circuit SFC493E ou équivalent
- 1 support DIL 14 broches

- 1 circuit VERO, pas de 2,54 mm (12 bandes de 9 trous)
- 1 diode 1N4148 ou équivalent
- 1 résistance 100 kΩ de 0,25 W
- 1 condensateur tantale goutte de 1 μF (15 V)
- 1 transistor NPN 2N2222, BC109 ou équivalent
- 1 condensateur 100 nF plaquette

Module 7

- 1 coffret TEKO plastique P/1
- 10 embases blanches pour fiche de 2 mm
- 2 embases noires pour fiche de 2 mm
- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm
- 1 interrupteur subminiature à poussoir (contact enfoncé)

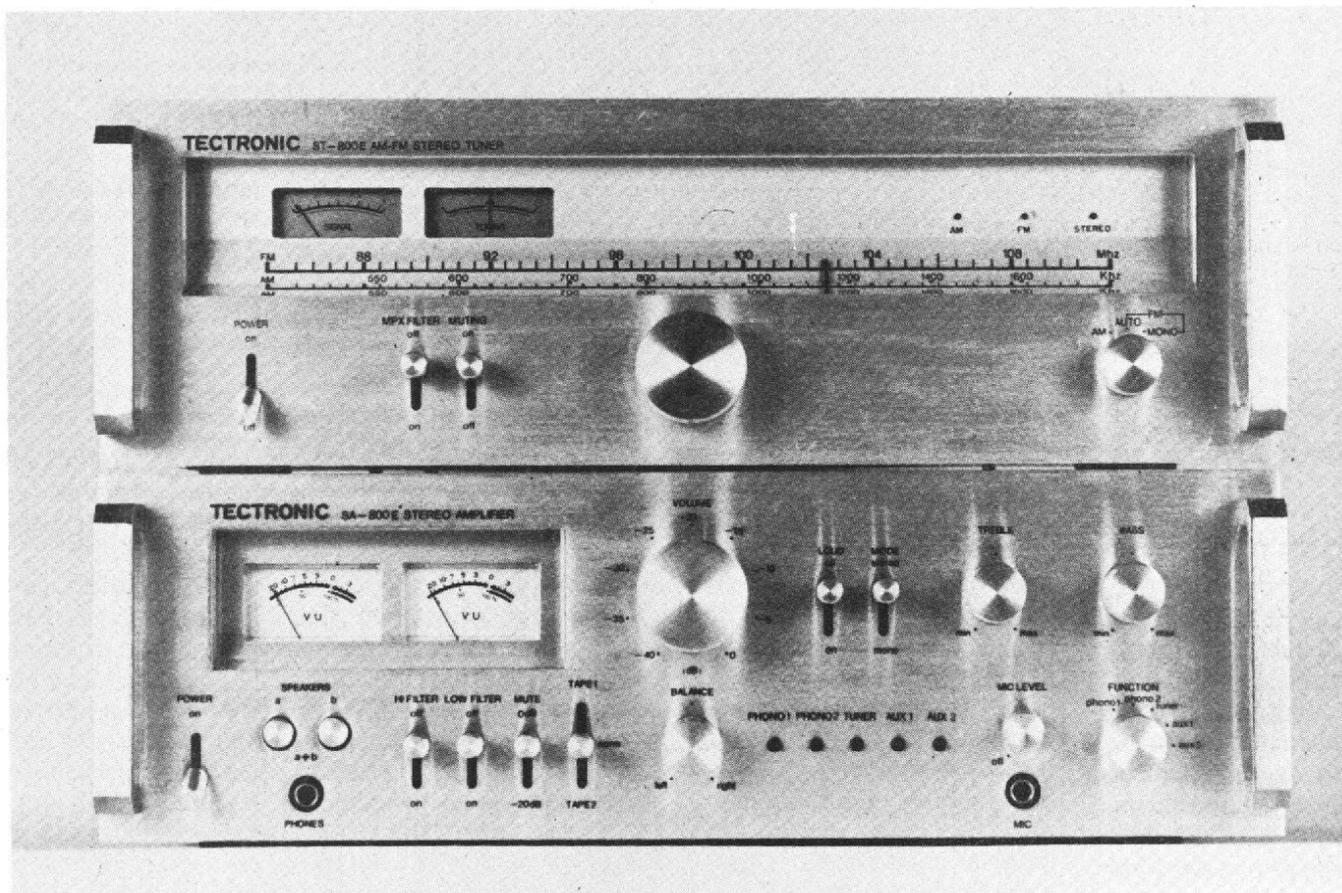
- 2 circuits SFC490E ou équivalent
- 2 supports DIL 14 broches
- 1 circuit VERO, pas de 2,54 mm (20 bandes de 10 trous)
- 1 diode 1N4148 ou équivalent
- 1 résistance 100 kΩ de 0,25 W
- 1 condensateur tantale goutte de 1 μF (15 V)
- 1 transistor NPN 2N2222, BC109 ou équivalent
- 1 condensateur 100 nF plaquette

Module 8

- 1 coffret TEKO plastique P/1
- 4 embases blanches pour fiche de 2 mm
- 2 embases noires pour fiche de 2 mm

- 1 embase rouge pour fiche de 2 mm
- 1 circuit SFC447E ou équivalent
- 1 circuit TIL312P (Texas) ou équivalent
- 1 support DIL 14 broches
- 1 support DIL 16 broches
- 1 circuit VERO, pas de 2,54 (14 bandes de 12 trous)
- 1 circuit VERO, pas de 2,54 (14 bandes de 8 trous)
- 1 diode 1N4148 ou équivalent
- 7 résistances 180 Ω de 0,25 W
- 2 vis de 3 x 25 mm
- 2 écrous pour d^o
- 2 entretoises cylindriques 5 x 10 mm
- 2 entretoises cylindriques 5 x 5 mm

L'amplicateur SA 800 E et le tuner ST 800



TECTRONIC

LES deux appareils Tectronic dont nous allons parler sont les haut de gamme de Tectronic. Les appareils de cette marque sont construits en Extrême-Orient pour un importateur français, une méthode que pratiquent plusieurs marques bien françaises... Un amplificateur, le SA 800 E, un tuner, le ST 800E, deux maillons destinés à être associés, le 800 de leur référence l'indique clairement. Le tuner possède deux gammes d'ondes, l'amplifica-

teur se distingue par deux Vumètres et une quantité de boutons et de commutateurs.

PRÉSENTATION

Tuner et amplificateur se rejoignent dans une présentation commune. Deux poignées flanquent les façades, si vous aimez les appareils qui se donnent un air de professionnalisme, vous serez comblés.

Les façades sont en profilé d'aluminium anodisé, la couleur naturelle de l'alu a été conservée. Aluminium également pour le cadran du tuner qui reste visible même lorsque l'appareil est à l'arrêt. Les vitres bleues ou vertes qui donnaient un peu de mystère aux appareils d'il y a quelques années semblent avoir été définitivement mises au rencart. Quelle sera la mode en 1980 ? La glace de protection du cadran n'est plus fumée, les colorants ont disparu...

Vivent les produits naturels... Sur l'amplificateur, nous trouvons deux galvanomètres dont le cadran a revêtu une couleur beige clair qui jure avec l'alu du cadran.

Les boutons sont de deux types, nous avons des interrupteurs à levier type clé téléphonique pour la plupart des commutations, des commutateurs rotatifs et aussi deux poussoirs isolés. Les boutons sont crénelés pour faciliter leur manœuvre, c'est une excellente précaution.

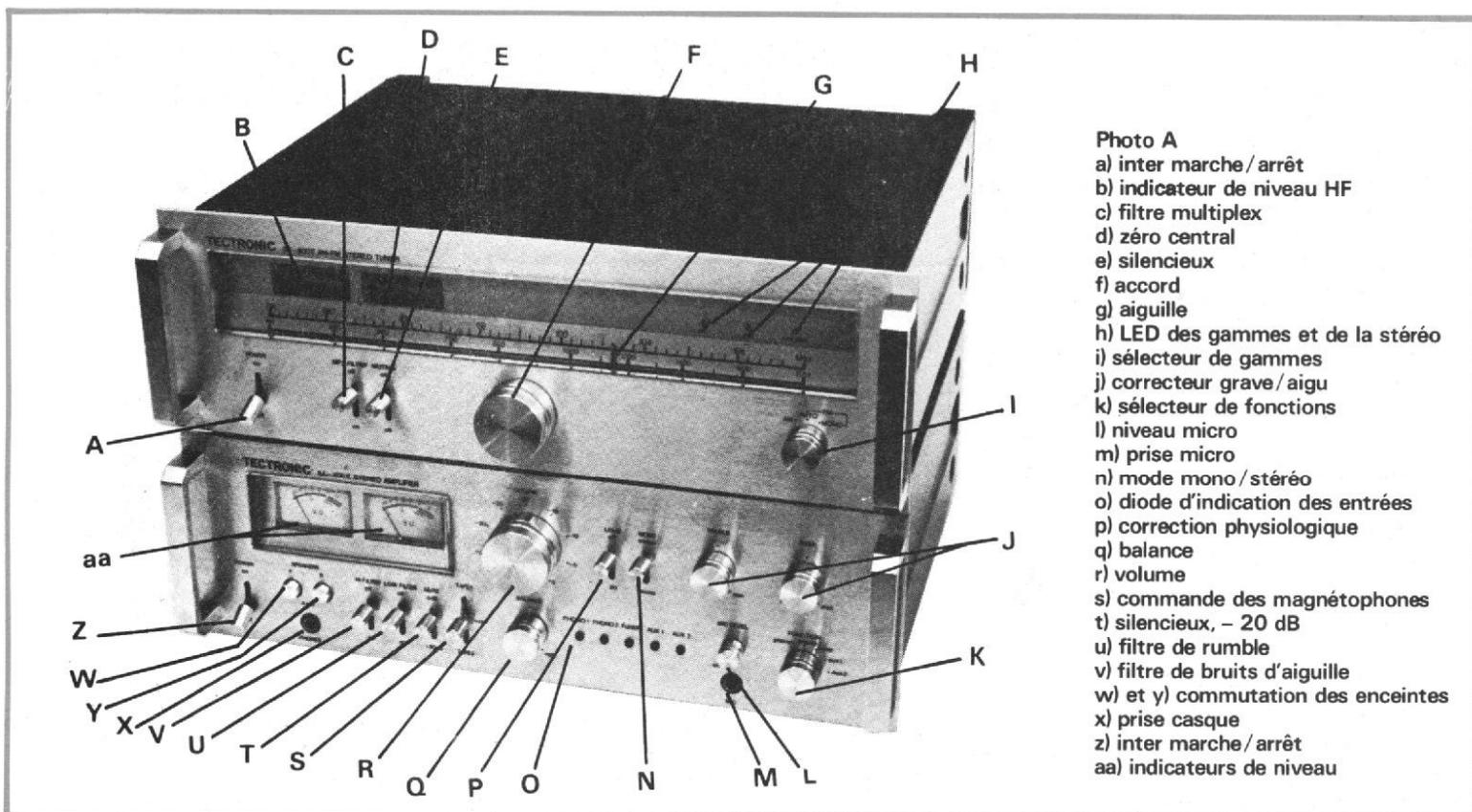


Photo A
 a) inter marche / arrêt
 b) indicateur de niveau HF
 c) filtre multiplex
 d) zéro central
 e) silencieux
 f) accord
 g) aiguille
 h) LED des gammes et de la stéréo
 i) sélecteur de gammes
 j) correcteur grave / aigu
 k) sélecteur de fonctions
 l) niveau micro
 m) prise micro
 n) mode mono / stéréo
 o) diode d'indication des entrées
 p) correction physiologique
 q) balance
 r) volume
 s) commande des magnétophones
 t) silencieux, - 20 dB
 u) filtre de rumble
 v) filtre de bruits d'aiguille
 w) et y) commutation des enceintes
 x) prise casque
 z) inter marche / arrêt
 aa) indicateurs de niveau

Pas de bois pour le coffret, mais un capot de tôle noire ; la plupart du temps, les appareils sont encastrés, les constructeurs font une économie de cette précieuse matière qu'est le bois. Pas de déguisement non plus, on aurait pu trouver un métal recouvert d'une couche de plastique imitant le bois...

FONCTIONS

Tuner ST 800 E

Le tuner ST 800 E est un tuner à deux gammes d'ondes. La première, c'est celle qui reçoit la modulation de fréquence. Elle est reçue sur une antenne symétrique ou sur coaxial de 75 ohms. Pas de stations pré-réglées, la recherche manuelle est assistée par volant gyroskopique, un volant qui facilite le parcours de 30 centimètres de cadran (en réalité, 22 centimètres sont utiles en Europe).

L'accord est affiné par une indication du centrage précis de la réception grâce à un indicateur de zéro central. Un autre indicateur donne une idée du champ reçu. Pour les

réceptions confortables, nous avons un interrupteur de silencieux interstations, fonction qui sera mise hors service pour les tentatives de réceptions lointaines. Un levier est repéré filtre MPX, MPX signifie Multiplex. En stéréophonie, on peut opérer un mélange des fréquences hautes, celles qui sont le plus perturbées par le bruit de souffle. Le fonctionnement en monophonie peut également être présélectionné lorsque les perturbations de la réception sont vraiment importantes.

La vocation internationale de l'appareil, construit pour plusieurs firmes, est affirmée par le commutateur de désaccentuation que nous avons trouvé positionné sur 75 μ s, une position qui réduit la finesse de reproduction. Si le son semble terne, l'inverseur est sans doute dans une mauvaise position. Les appareils devraient être livrés en Europe en position 50 μ s.

Deux paires de prises pour le récepteur, l'une est réservée au signal audio, la seconde au signal de réception multiple. Cette entrée est destinée à être reliée à un oscilloscope assurant la vérification des

réceptions multiples, et permettant une orientation de l'antenne pour les éliminer.

La modulation d'amplitude se reçoit sur une antenne ferrite placée parallèlement à la face arrière. Elle peut s'écarter de cette dernière pour réduire les pertes imputables à la masse métallique du châssis. La réception sur antenne filaire est également possible. Nous constatons l'absence des grandes ondes.

AMPLIFICATEUR

Deux indicateurs de puissance. Leur sensibilité n'est pas commutable, ils indiquent une puissance relative. Deux graduations, 0 à 100 % et l'équivalent en dB. Une série de diodes électroluminescentes aligne des points rouges. L'un d'entre eux s'éclaire et indique quelle est l'entrée qui a été sélectionnée par le commutateur d'entrées. Cinq entrées sont sélectionnables, nous avons en plus une possibilité pour l'utilisation du SA 800 avec deux magnétophones. Deux entrées phono, une entrée radio, deux entrées

auxiliaires, de quoi combler les amateurs de chaînes complexes. Une entrée mélangeable reçoit un microphone. Le bouton de niveau de ce microphone est doté d'un interrupteur actionné au niveau mini. L'entrée se fait sur un jack monophonique. Le signal de ce micro sera équitablement réparti entre les deux voies. Le mélange a lieu directement à l'entrée de la section puissance, les paroles ne passeront pas dans les enregistrements.

Le correcteur de timbre est à deux boutons (potentiomètres crantés), nous trouvons aussi deux filtres, un passe haut et un passe-bas. Toujours dans la correction de timbre, nous trouvons un correcteur physiologique commutable.

Le bouton de volume le plus gros de la façade porte un index se déplaçant devant une échelle graduée en décibels. Une commande de silencieux audio abaisse le niveau de 20 dB par l'abaissement d'une clé. Côté enceintes, nous trouvons deux commutateurs, ce sont des touches pousse-pousse qui mettent en service les deux paires d'enceintes. Lorsque les touches seront relevées, seule la prise de cas-

que (un jack stéréo) sera alimentée.

Le branchement des enceintes se fait sur des prises à fixation à ressort, un simple dénuage des extrémités des fils sera suffisant pour assurer le contact. Cette méthode exige plus de soin qu'une prise DIN, il faut en effet respecter la phase des deux enceintes au moment du branchement de l'appareil. Nous trouvons sur la face arrière des prises RCA et DIN. La DIN est réservée au branchement d'un magnétophone; toutes les autres entrées et sorties s'effectuant sur prises RCA (ou Cinch).

Nous avons une possibilité de séparation de l'amplificateur de son préampli pour insertion d'un correcteur, d'un filtre pour multiplification ou pour tout autre traitement.

Trois fusibles sont prévus, l'un pour le secteur, les deux autres pour les enceintes. Deux prises secteur également sur cet appareil, elles sont au standard américain, mais, comme les appareils sont livrés avec des prises européennes, elles n'auront qu'une utilité toute relative.

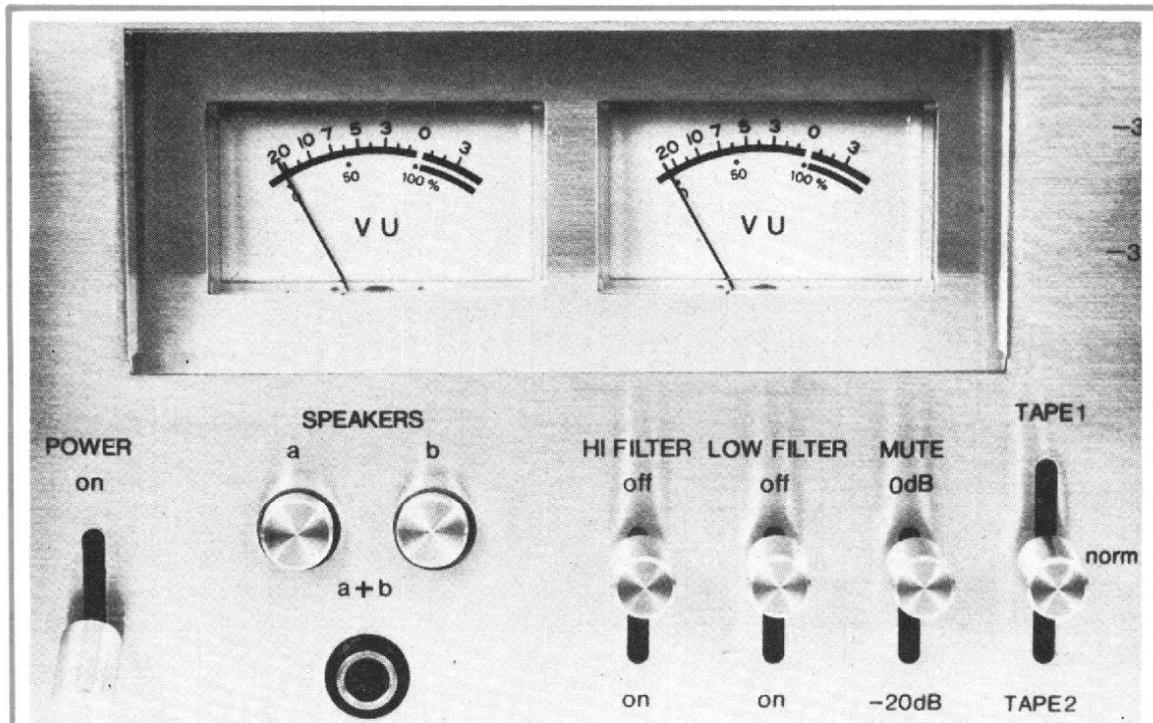


Photo 2. - L'amplificateur. Deux indicateurs de niveau de sortie. Association de touches et de leviers pour les fonctions commutables.

Une heureuse initiative pour ces deux appareils; les deux pieds qui permettent de prendre l'appareil par les deux poignées et de poser directement l'appareil sur le sol sans avoir à faire attention aux prises ou à l'antenne ferrite.

UTILISATION

Pas de problème ni de difficulté particulière à mentionner. Nous avons une notice bilingue anglais, français, assez succincte et donnant un

schéma type de branchement. Une erreur sur le schéma du tuner, on ne branche pas l'amplificateur sur la sortie réservée aux réceptions multiples, et réciproquement.

Le confort de manipulation est excellent, les commutations douces, ainsi que les potentiomètres. Nous avons apprécié le moletage des boutons. L'amplificateur est plus complexe que le tuner et aussi que certains autres amplificateurs du commerce, son fonctionnement n'est pas complexe. Nous aurions aimé avoir une indication lumineuse de la mise en service des entrées magnétophone, comme il y en a une pour les entrées principales. Cette indication éviterait un mutisme involontaire dû à la manœuvre du commutateur de magnétophone.

MESURES

La puissance de sortie de l'amplificateur est supérieure à celle annoncée par le constructeur. Nous avons trouvé en effet 55 W sur 8 Ω , les

TECTRONIC ST-800E AM-FM STEREO TUNER

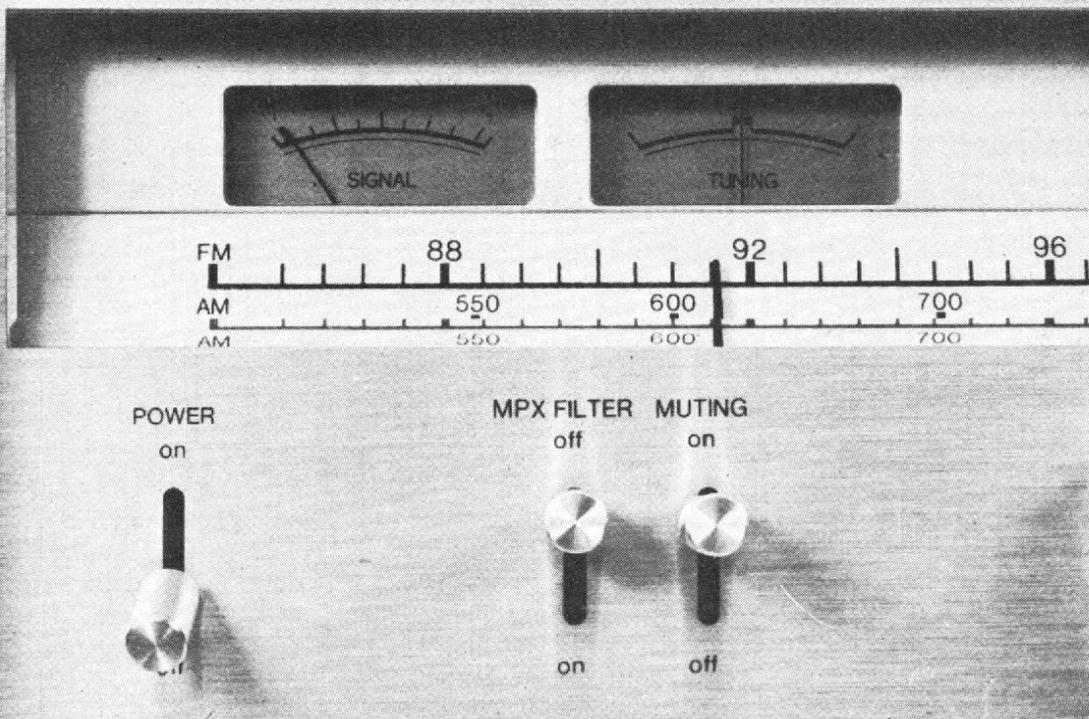
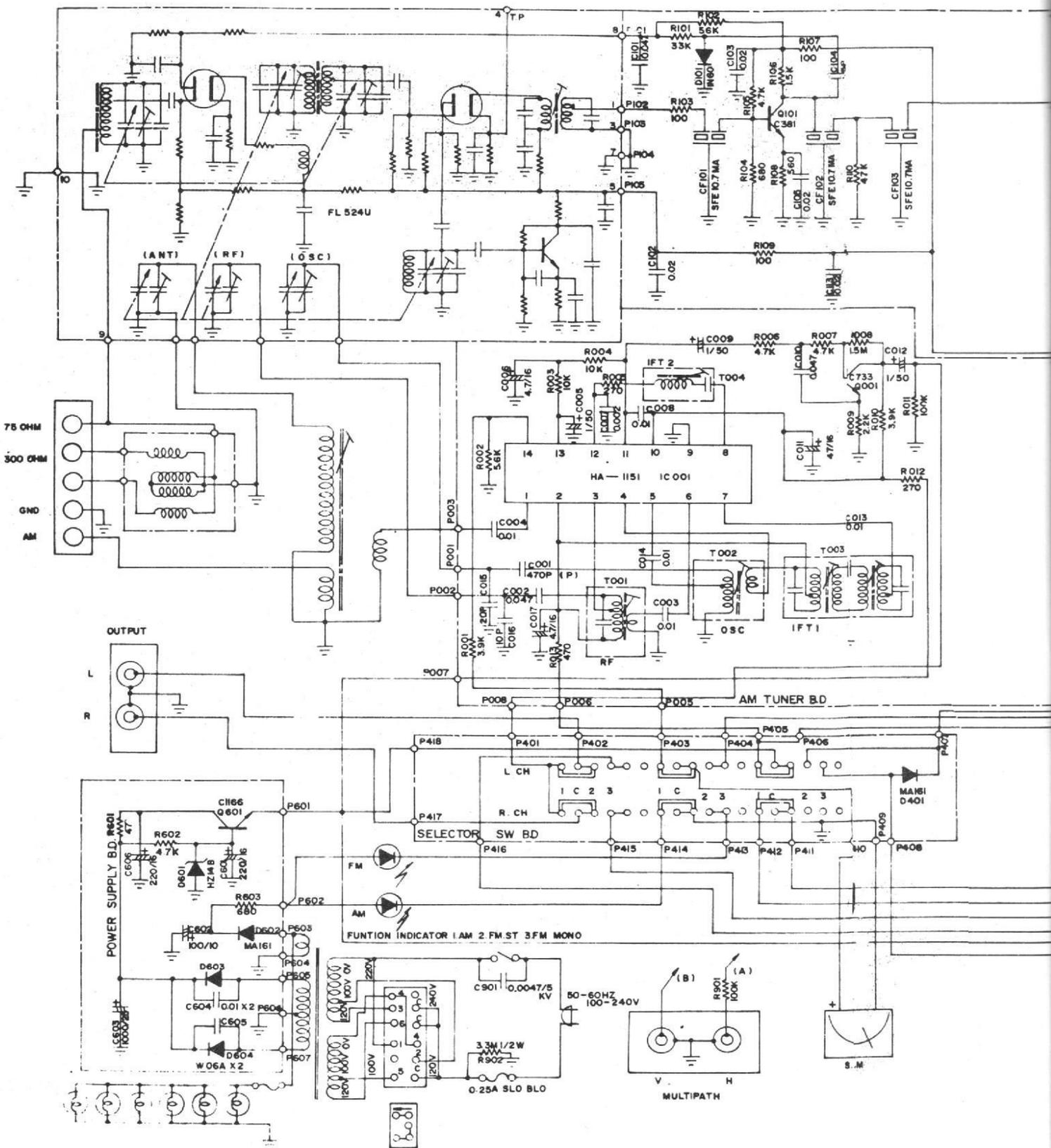
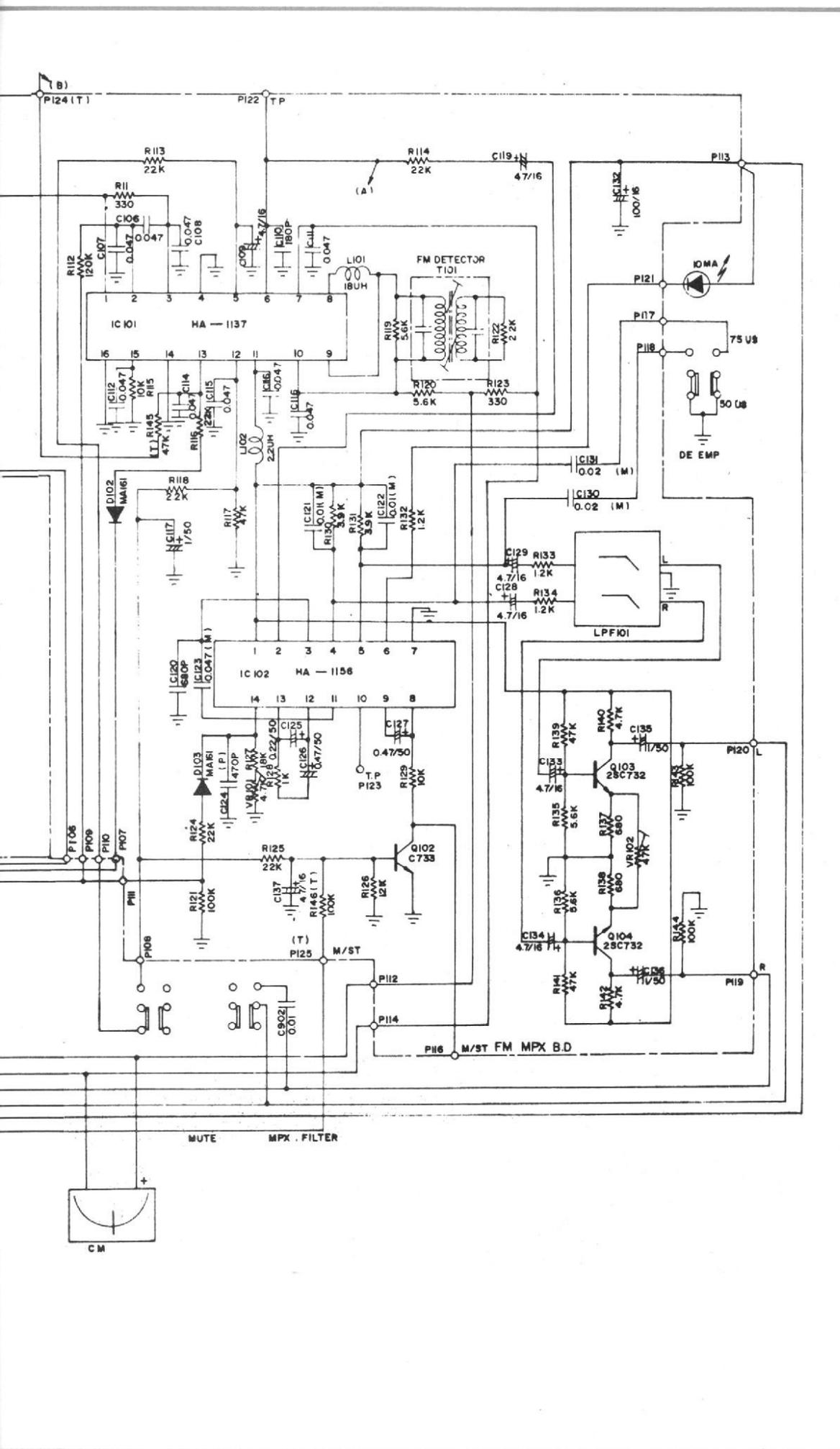


Photo 1. - Le ST 800 E. Tuner à deux gammes d'ondes. Indicateur de champ à zéro central.





deux canaux en service au lieu des 40 W annoncés. Une seule voie en service, nous avons mesuré 60,5 W. Sur 4 Ω, lorsque les deux voies sont en service la puissance de sortie est de 68 W au lieu de 50. Une seule voie en service, nous avons mesuré une puissance de 82,8 W.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance est très bon, à 1 000 Hz nous avons mesuré 0,07 % sur 8 Ω, 0,14 % sur 4 Ω, à mi-puissance et à 1 000 Hz, nous avons trouvé respectivement 0,04 % et 0,1 %.

A 50 Hz, le taux de distorsion est de 0,08 % sur 8 Ω. Il remonte à moins de 0,25 % sur 4 Ω. A mi-puissance, nous trouvons respectivement 0,05 % et 0,09 %.

A 10 000 Hz, sur 8 Ω, nous avons 0,25 % sur 8 Ω comme sur 4 Ω, 0,1 % à mi-puissance sur 8 Ω, 0,15 % à mi-puissance sur 4 Ω.

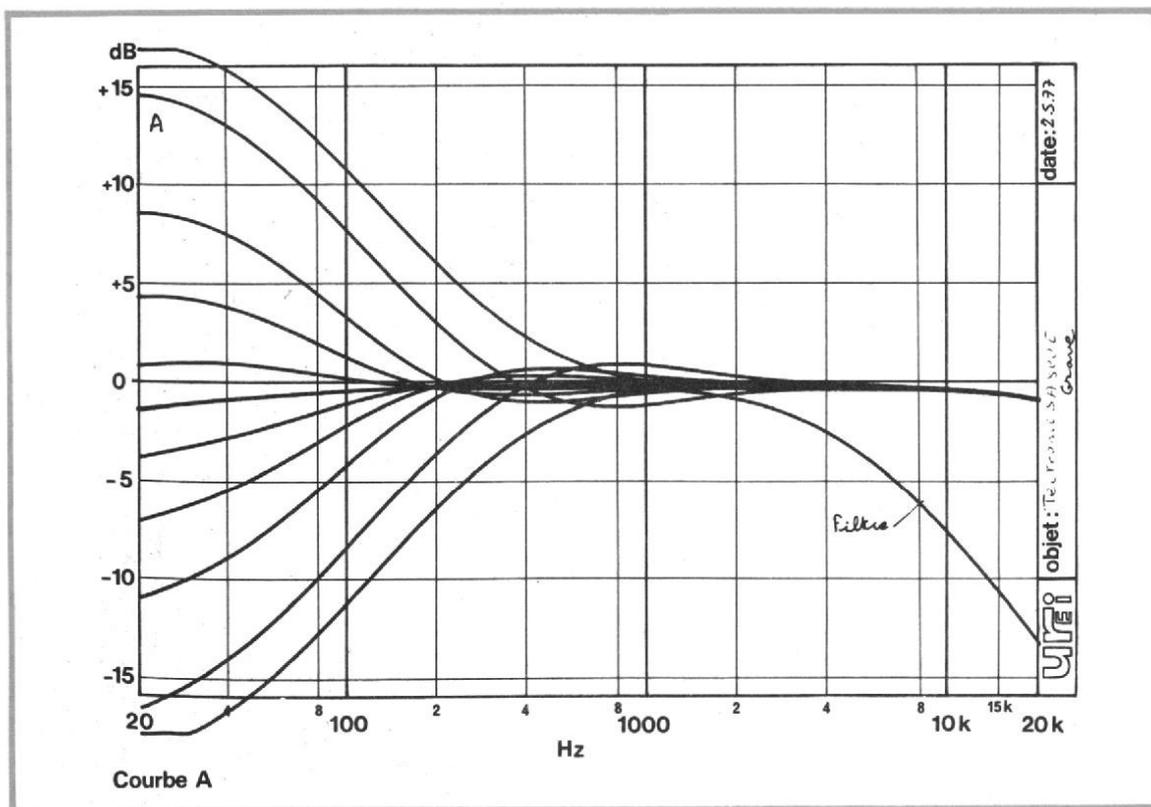
Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,4 % à pleine puissance sur 8 Ω, 0,19 % à mi-puissance. Sur 4 Ω, nous trouvons 1,4 %, à pleine puissance et 0,6 % à mi-puissance.

La sensibilité des entrées est de 170 mV sur les entrées auxiliaires, le rapport signal sur bruit est de 80,5 dB. L'entrée phono a une sensibilité de 2,5 mV, soit celle annoncée, la tension de saturation est de 135 mV à 1 000 Hz. Le rapport signal sur bruit non pondéré est de 65,5 dB.

La bande passante est de 9 Hz à 36 kHz à la puissance de sortie maximale.

La courbe A donne la réponse du correcteur de timbre grave et celle du réducteur de bruit d'aiguille. La pente est de 6 dB par octave et la fréquence de coupure de 4,5 kHz environ.

La courbe B est celle du correcteur d'aigu et du filtre de grave. Un filtre de grave dont la fréquence de coupure est particulièrement haute. Le constructeur annonce une efficacité de 7 dB à 100 Hz,



Courbe A

c'est à peu près ce que nous avons trouvé.

Pour ces deux courbes, nous avons tracé l'efficacité correspondant à plusieurs positions du potentiomètre, les positions sont celles des crans.

La courbe C est celle de la réponse du correcteur RIAA, nous avons ici un suivi excellent, une division verticale ayant une hauteur de 2,5 dB seulement.

TUNER

La sensibilité du tuner est de $0,9 \mu\text{V}$ en modulation de fréquence. La limitation intervient à $1,73 \mu\text{V}$. La suppression du souffle se fait à $5,5 \mu\text{V}$, le seuil du silencieux se situe très bas, à $1 \mu\text{V}$ environ.

Le déclenchement du décodeur stéréophonique est obtenu pour $2,5 \mu\text{V}$, la réception sans souffle étant obtenue pour $50 \mu\text{V}$.

En modulation d'amplitude, la sensibilité est d'environ $11 \mu\text{V}$.

La courbe D donne la réponse en fréquence du

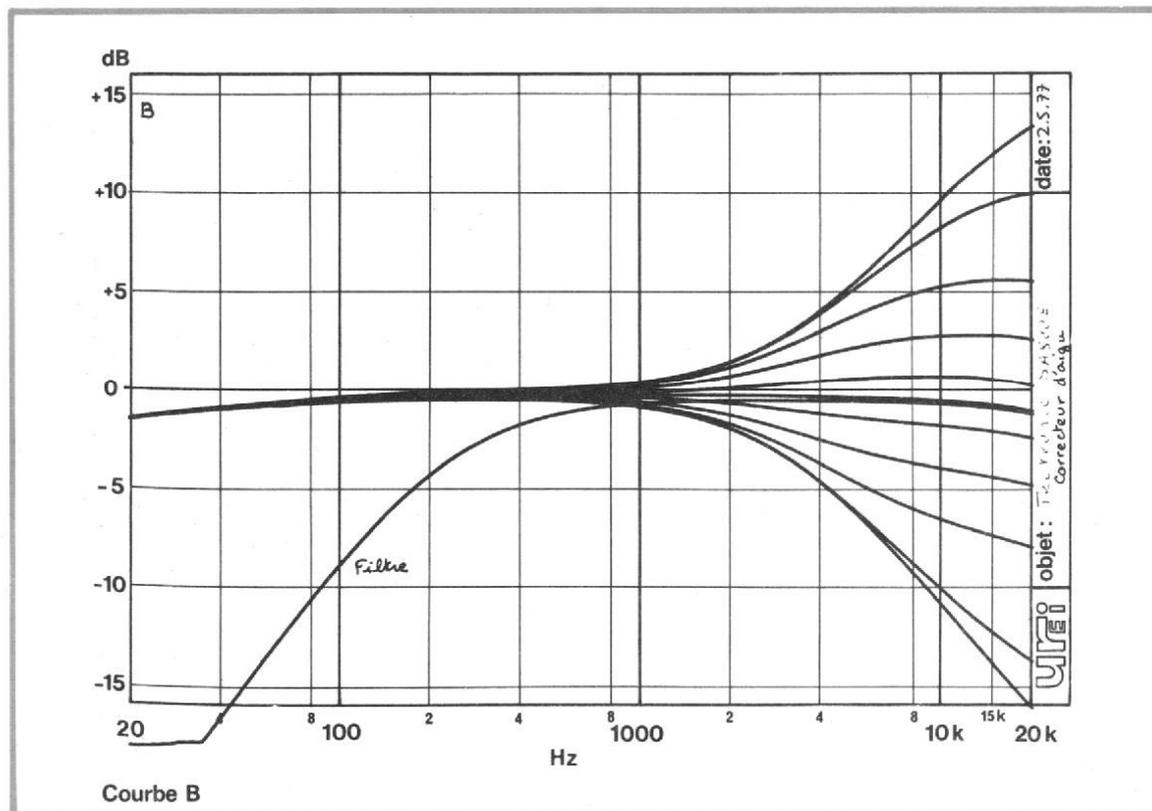
tuner MF. Excellent pour la modulation de fréquence lorsque la préaccentuation est bien commutée. En modulation d'amplitude nous avons une bande passante particulièrement large, intéressante pour la réception d'émetteurs proches, un peu moins si les émetteurs sont brouillés par d'autres émetteurs voisins.

ÉTUDE TECHNIQUE

Tuner MF

Le signal VHF arrive sur une double entrée. La symétrisation est obtenue à partir d'un transformateur type Balun. La tête HF est un module d'origine japonaise

dont le schéma est représenté sans valeur. Nous trouvons à l'entrée un transistor à effet de champ à double porte soumis à une commande automatique de gain venant de l'étage Q 101. Cette commande automatique de gain permet d'admettre dès l'entrée des tensions très élevées. Les bobinages sont accordés par condensateurs variables. L'oscillateur local ne reçoit pas de tension de commande automatique de gain. La compensation des dérives étant obtenue par le choix du coefficient de température des condensateurs d'accord. Le convertisseur est à transistor à effet de champ à double porte, une porte reçoit le signal de l'oscillateur local, l'autre celui de l'étage amplificateur précédent. Après filtrage par circuit accordé de la FI, nous trouvons un premier filtre céramique double qui attaque un transistor Q 101. Ce transistor est monté en amplificateur aperiodique, il est suivi d'un filtre céramique à deux éléments montés en série. Nous avons ensuite un circuit intégré multiple type HA 1137, c'est le circuit à la mode, celui que l'on peut trouver actuellement sur 90 % des tuners



Courbe B

d'Extrême-Orient. Il assure un tas de fonctions comme l'amplification, la limitation, la démodulation en quadrature, le silencieux, l'indication de l'intensité du signal. Il peut aussi commander le décodeur stéréophonique.

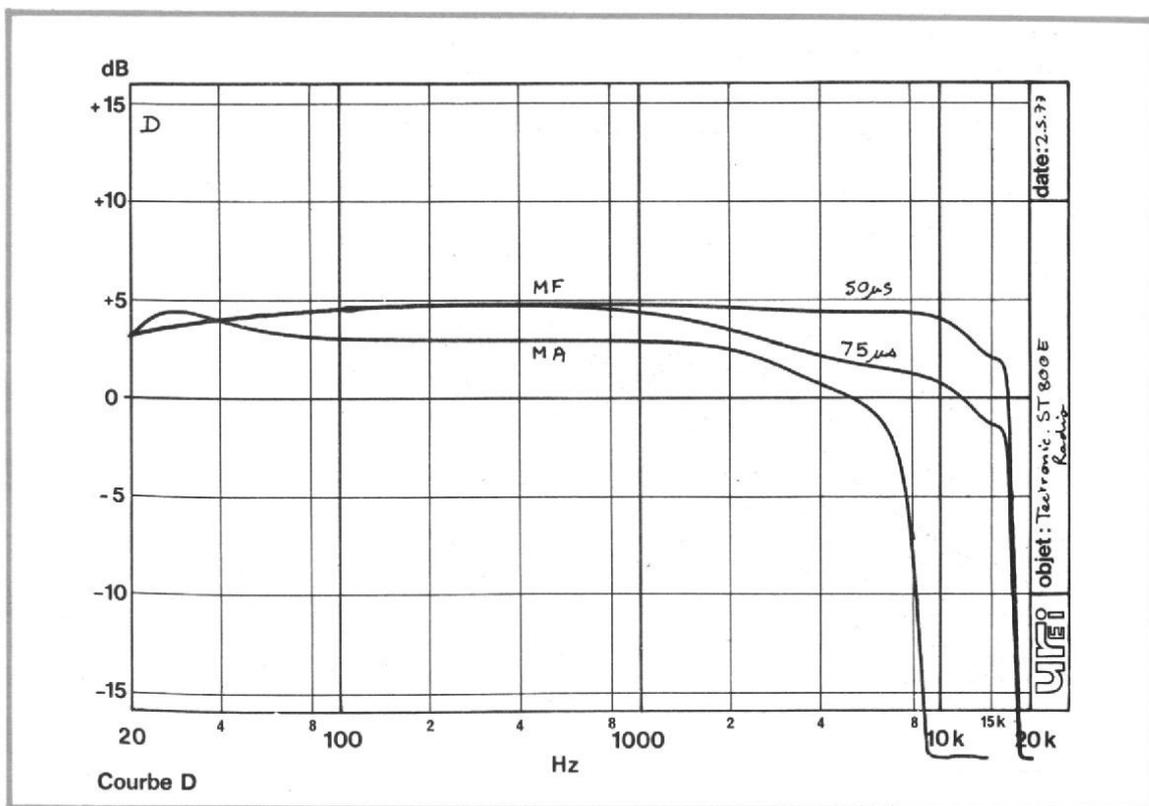
Ce décodeur est équipé lui aussi d'un des « best sellers » en matière de décodeur, c'est un 1156, décodeur à boucle asservie en phase. Le décodeur est suivi du module de filtrage des composantes indésirables, LPF 101 (filtre passe bas 101).

Un étage amplificateur suit le filtre, nous retrouvons le potentiomètre d'ajustement de la séparation, potentiomètre installé entre les deux émetteurs de l'ampli de sortie. Le condensateur C 902 mélange les composantes HF du signal stéréo le cas échéant.

TUNER MA

Ce tuner est construit autour d'un unique circuit intégré qui est un autre best seller. Il s'appelle HA-1151 ; il est capable de remplir de nombreuses tâches.

Il assure en effet toutes les fonctions nécessaires. Le filtrage de la FI est confié à un



filtre complexe utilisant un circuit couplé par condensateur céramique.

AMPLIFICATEUR SA 800 E

Le préamplificateur RIAA est relié à deux entrées commutables, nous avons donc dès l'entrée du préamplifica-

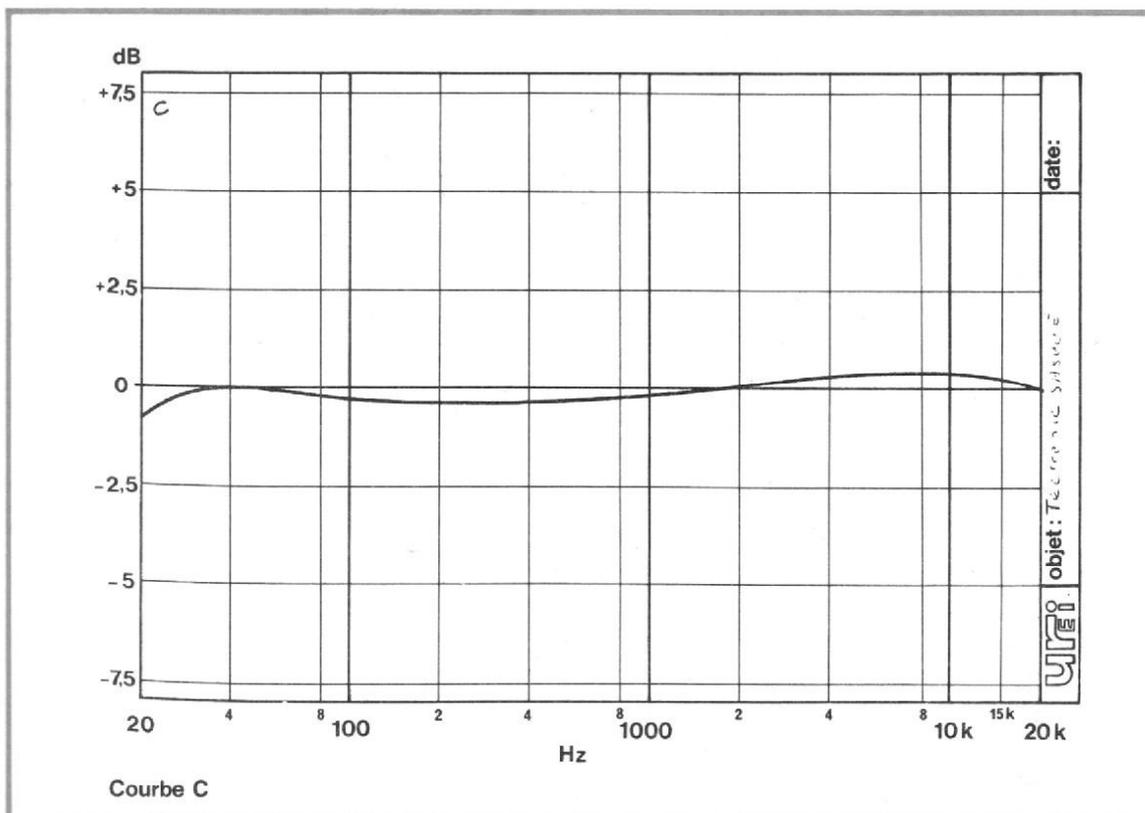
teur une commutation de signal. Le préamplificateur RIAA reçoit les signaux à faible niveau pour en assurer l'amplification et pour corriger la courbe de gravure des disques. L'alimentation de ces étages est symétrique, la tension d'alimentation relativement élevée assure une grande dynamique. Le collec-

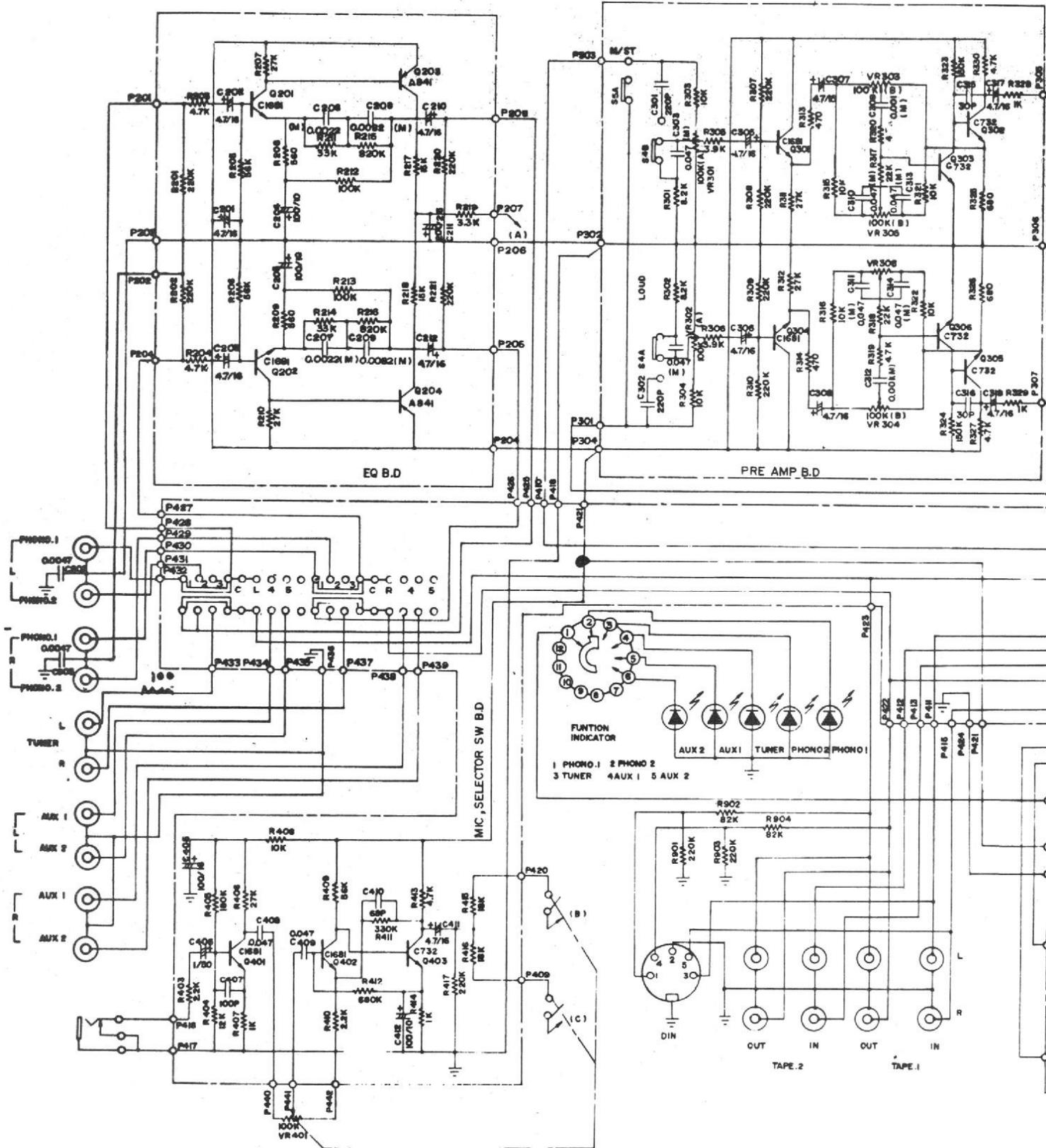
teur de Q 203 et de Q 204 est alimenté, via une cellule de filtrage, à partir de la tension d'alimentation des étages de puissance.

Le signal audio est alors envoyé vers les circuits de commutation des entrées. Dans le bas du schéma, un préamplificateur à réponse en fréquence linéaire amplifie le signal du micro qui sera raccordé à la prise jack.

La tension de sortie de ce préamplificateur est envoyée par les deux résistances R 415 et R 416 vers les points B situés au niveau des straps de liaison ampli-préampli. Le potentiomètre commande un interrupteur qui coupe la liaison pour éviter de retrouver le bruit de fond lorsque le préamplificateur micro n'est pas utilisé.

Immédiatement avant le potentiomètre de volume nous trouvons une commutation d'un circuit de compensation physiologique. Un adaptateur d'impédance précède le correcteur de timbre. Ce dernier est du type à contre-réaction, il utilise des potentiomètres à courbe linéaire. Le filtrage des composantes indésirables est situé à la jonction





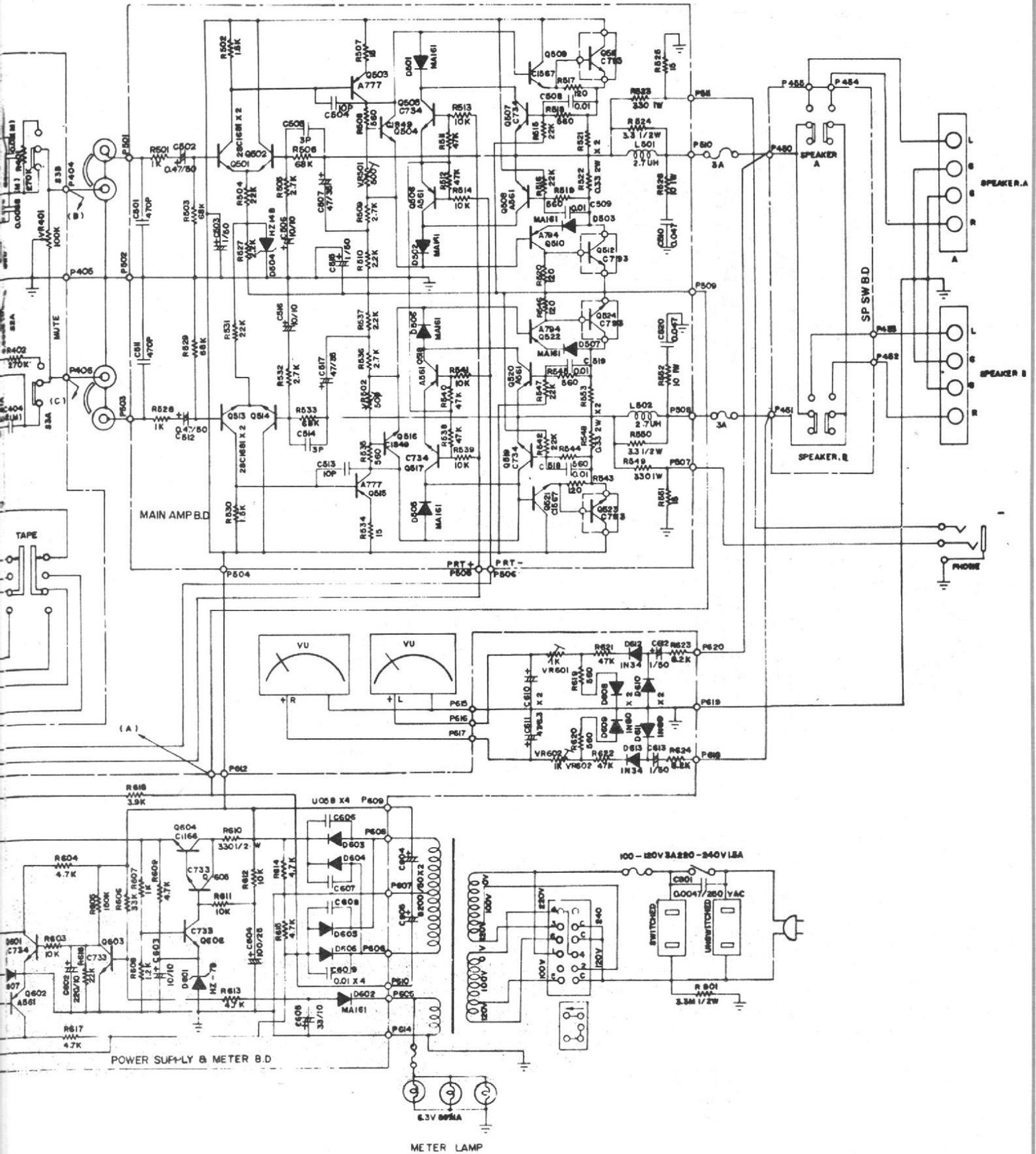




Photo 3. - Les prises arrière, la plupart au standard américain.

des deux moitiés du schéma, il n'est pas possible de voir leur constitution, il s'agit en fait de simples circuits passe haut et passe bas du type RC.

L'amplificateur de puissance est à symétrie quasi complémentaire, le schéma est classique à l'exception d'un circuit de temporisation qui

shunte les bases des transistors Q 509, Q 500, Q 520, Q 521 au moment de la mise sous tension. Cette commande est assurée par les

transistors Q 601, Q 602 et Q 603. Une protection électronique contre les courants instantanés est assurée par des transistors qui détectent la tension développée aux bornes des résistances d'émetteur des paires de sortie. Cette protection est complétée par l'action de fusibles montés en série avec les sorties.

Les indicateurs sont alimentés par des diodes, nous avons sur les cadrans de ces appareils une indication de puissance moyenne. Le 0 dB est obtenu pour la puissance de sortie maximale.

RÉALISATION

Nous retrouvons sur ces deux appareils une réalisation comme celle des premiers temps de la HiFi, c'est-à-dire que le câblage est dissimulé à l'intérieur, sous le châssis principal, un châssis situé à un niveau intermédiaire. Le câblage se fait par soudure et

CARACTÉRISTIQUES DU TUNER

PARTIE AM

Gamme reçue.....	525-1650 kHz
Sensibilité IHF.....	15 μ V à la prise d'antenne
Distorsion harmonique totale.....	1 %
Rapport S/B.....	55 dB
Sélectivité IHF.....	35 dB
Réjection FI.....	50 dB
Réjection de fréquence image.....	45 dB
Facteur de mérite CAG.....	60 dB

PARTIE FM

Gamme reçue.....	86-109 MHz
Sensibilité IHF.....	1,7 μ V
Distorsion harmonique totale.....	0,2 %
Rapport S/B.....	70 dB
Sélectivité IHF.....	80 dB
Rapport de capture.....	1,5 dB
Réjection de fréquence image.....	80 dB
Réjection FI.....	90 dB
Suppression AM.....	55 dB
Séparation des canaux.....	40 dB
Réjection du 19 kHz.....	50 dB
Réjection du 38 kHz.....	60 dB

Dimensions : 430 (L) x 132 (H) x 325 (P) mm
Poids net : 7,5 kg

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

Puissance eff à 1 kHz.....	2 x 40 W sur 8 ohms 2 x 50 W sur 4 ohms
Distorsion harmonique totale à la puissance nominale.....	0,2 %
Bande passante en puissance.....	20 - 20 000 Hz
Courbe de réponse.....	10 - 40 000 Hz
Sensibilité d'entrée Phono.....	2,5 mV
Micro.....	2,5 mV
Aux.....	160 mV
Magnétophone.....	160 mV
Rapport S/B Phono.....	70 dB
Aux.....	85 dB
Commandes de tonalité Grave.....	+ 10 dB
Aigu.....	+ 10 dB
Surcharge d'entrée.....	120 mV
Diaphonie.....	65 dB
Correction physiologique Grave.....	7 dB
Aigu.....	4 dB
Filtres Grave.....	7 dB
Aigu.....	7 dB

Entrées : Phono 1, Phono 2, Tuner, Aux. 1, Aux. 2, Magnétophone 1, Magnétophone 2, Micro.

Sorties : Enceintes, Casque, Magnétophone.

Commandes : Marche/arrêt, enceintes, filtre aigu, filtre grave, silencieux. Ecoute sur bande (monitoring), volume, balance. Correction physiologique (loudness), mono-stéréo (mode), aigu, grave, niveau du microphone.

Dimensions : 430 (L) x 132 (H) x 325 (P) mm
Poids net : 10,5 kg.

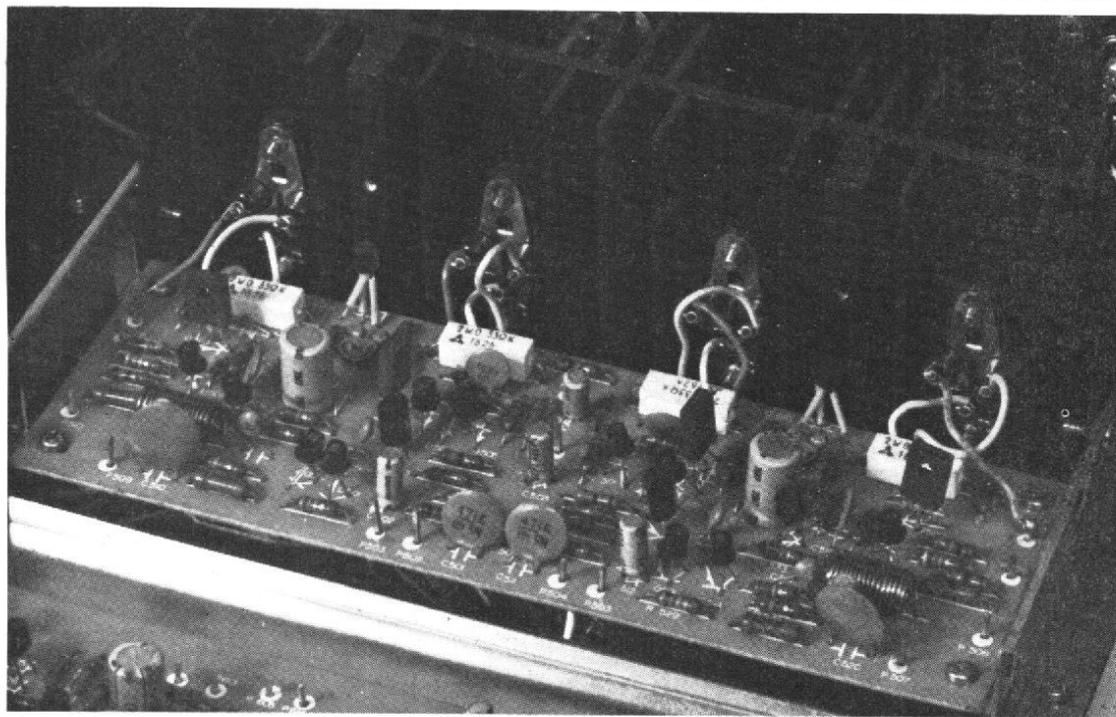


Photo 4. - Des transistors de puissance montés sur supports.

La construction est très propre dans l'ensemble, le repérage des composants est bien fait, leur accessibilité en vue du dépannage est bonne.

CONCLUSIONS

Deux appareils classiques et non dénués de charme. Les performances sont d'un bon niveau sans être exceptionnelles. La présentation est très propre, si vous optez pour les éléments de chaîne séparés ; si vous voulez avoir une chaîne homogène, vous trouverez là deux appareils qui nous ont paru de classe équivalente et qui se présentent avec un bon rapport qualité/prix.

E. LÉMERY

par connexions enroulées (wrapping).

Nous trouvons sur l'amplificateur un radiateur adapté à

la puissance musicale. L'utilisation de l'amplificateur en régime sinusoïdal nominal entraînerait un échauffement

important des transistors de sortie. Ces derniers sont montés sur des supports, ils sont donc très faciles à changer.

UNE RÉPUTATION MONDIALE...

NOUVEAUX MODÈLES

ET... DES PRIX!



DEMANDEZ LES FILTRES

ET HAUT-PARLEURS



chez votre spécialiste

	Types	Bandes passantes	Puiss. sinus crête	Filtres recommandés	Réson. en Hz	Flux en Mx	Induction en Tesla	PRIX T.T.C.
FILTRES	HN 741 2 voies	2.000						58,00
	HN 742 2 voies	1.600						74,50
	HN 743 3 voies	900/5.000						127,00
	HN 744 4 voies	500/1.000/4.500						213,50
HAUT-PARLEURS	KHC 19_6	2.000/25.000	25/40	HN 741	1.200	23.300	1,30	68,50
	KHC 25_6	1.500/25.000	35/65 40/70	HN 742 HN 743	1.000	34.200	1,45	85,00
	KMC 38_6	900/12.000	50/70	HN 743/744	800	44.800	1,25	127,50
	KMC 52_6	900/12.000	70/110	HN 743/744	800	50.500	1,05	210,00
	TC 136	50/7.000	20/40 70/110	HN 741/742 - HN 744	45	35.400	0,90	138,00
	TC 176	40/4.000	30/45	HN 741/742/743	35	35.400	0,90	149,00
	TC 206	30/3.000	40/60	HN 742/743	35	35.400	0,90	160,00
	TC 246	25/3.000	50/70	HN 743	35	35.400	0,90	209,00
	TC 256	20/1.500	60/100	HN 743 ou 744	23	88.400	0,95	320,00
	TC 306	20/1.500	70/110	HN 744	20	88.400	0,95	380,00

Un aérien multibande à gain élevé :

L'ANTENNE LOGARITHMIQUE

L'ANTENNE logarithmique communément utilisée dans les réseaux professionnels ou militaires de communications est peu connue des radio-amateurs. Il y a à cela plusieurs raisons dont la première est que, mis à part quelques grandes firmes étrangères, on n'en trouve trace sur aucun catalogue, cette publication propre à faire rêver et à exciter les imaginations ! Et puis, exception faite des antennes prévues pour les bandes de fréquences élevées, l'antenne logarithmique ne se range pas parmi les aériens d'appartement. Autant dire, même, qu'il est indispensable de disposer d'un certain espace vital pour envisager le déploiement d'un aérien destiné aux bandes décimétriques.

Mais ses caractéristiques qui sont essentiellement un gain élevé (8 à 12 dB) sur une large bande pouvant inclure jusqu'à 3 bandes amateurs mérite qu'on s'y arrête. C'est pourquoi nous avons cru intéressant de nous livrer à un survol de la théorie et du prin-

cipe, en simplifiant autant qu'il est possible, et de proposer quelques réalisations pratiques, aisément reproductibles, d'un calcul facile, et séduisantes pour ceux de nos lecteurs qui disposent d'un emplacement suffisant : parc, jardin, champ, par exemple.

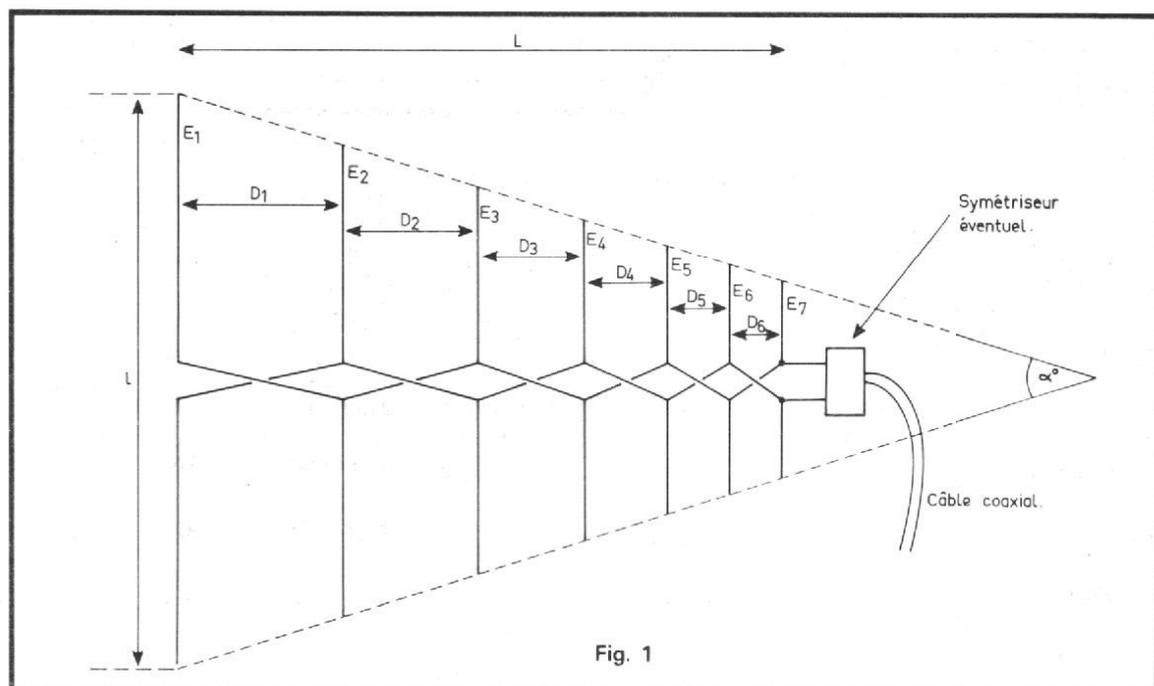
Ainsi qu'on peut le voir sur la figure 1, l'aérien logarithmi-

que est constitué par un nombre variable de dipôles parallèles et disposés dans le même plan, dont la longueur et l'espacement varient régulièrement en fonction d'un facteur « r » déterminé à partir du gain et de la bande passante.

Ces dipôles sont alimentés en opposition de phase par une

ligne croisée et le câble d'alimentation est réuni au centre de l'élément le plus court c'est-à-dire par l'avant, par l'intermédiaire d'un dispositif symétriseur approprié, éventuellement transformateur d'impédance, si besoin est.

En partant de la pointe du triangle (fictif), les dipôles successifs résonnent sur des fré-



quences de plus en plus basses et lorsque l'un d'eux entre en résonance sur une fréquence donnée, les éléments plus courts jouent le rôle de directeurs et les plus longs, celui de réflecteurs.

A nombre d'éléments égal, cet aérien présente un gain légèrement inférieur à celui d'une Yagi, car possédant moins de directeurs, mais son rapport avant-arrière est plus favorable en raison du nombre supérieur de réflecteurs (sauf pour les fréquences les plus

basses). Par contre, le rapport d'ondes stationnaires est très favorable sur l'ensemble de la bande couverte (inférieur à 2/1).

Dans la pratique on peut réaliser sans difficulté, une antenne répondant aux besoins du trafic d'une station radio-amateur et dont les caractéristiques seraient les suivantes :

Rapport des fréquences extrêmes = 2 (7 - 14 ou 14 - 21 - 28 MHz).

ROS = 1,5/1 environ.

Gain = 8,5 à 10 dB.

Rapport avant-arrière = 14 à 21 dB (suivant fréquences).

Ajoutons que l'on peut envisager, à condition de disposer de la place suffisante, un rapport de fréquences de 3 (7 - 14 - 21 MHz) avec un gain identique, si on peut disposer d'un espace de 30 x 20 m, mais rien ne s'oppose à «écourter» les possibilités d'une antenne logarithmique en réduisant sa destination à deux bandes (14 - 21 MHz) ou même à une seule qui serait

alors couverte intégralement sans cette pointe de résonance marquée que l'on déplore dans les dipôles ou les antennes du type Yagi.

Voyons maintenant comment aborder le calcul et la réalisation d'une telle antenne dans laquelle les fréquences (F), comme la longueur des éléments (E) et leur espacement (D) sont dans le même rapport « r ». Nous pouvons, si F_2 est la fréquence de résonance de l'élément de longueur E_2 , placé à la distance

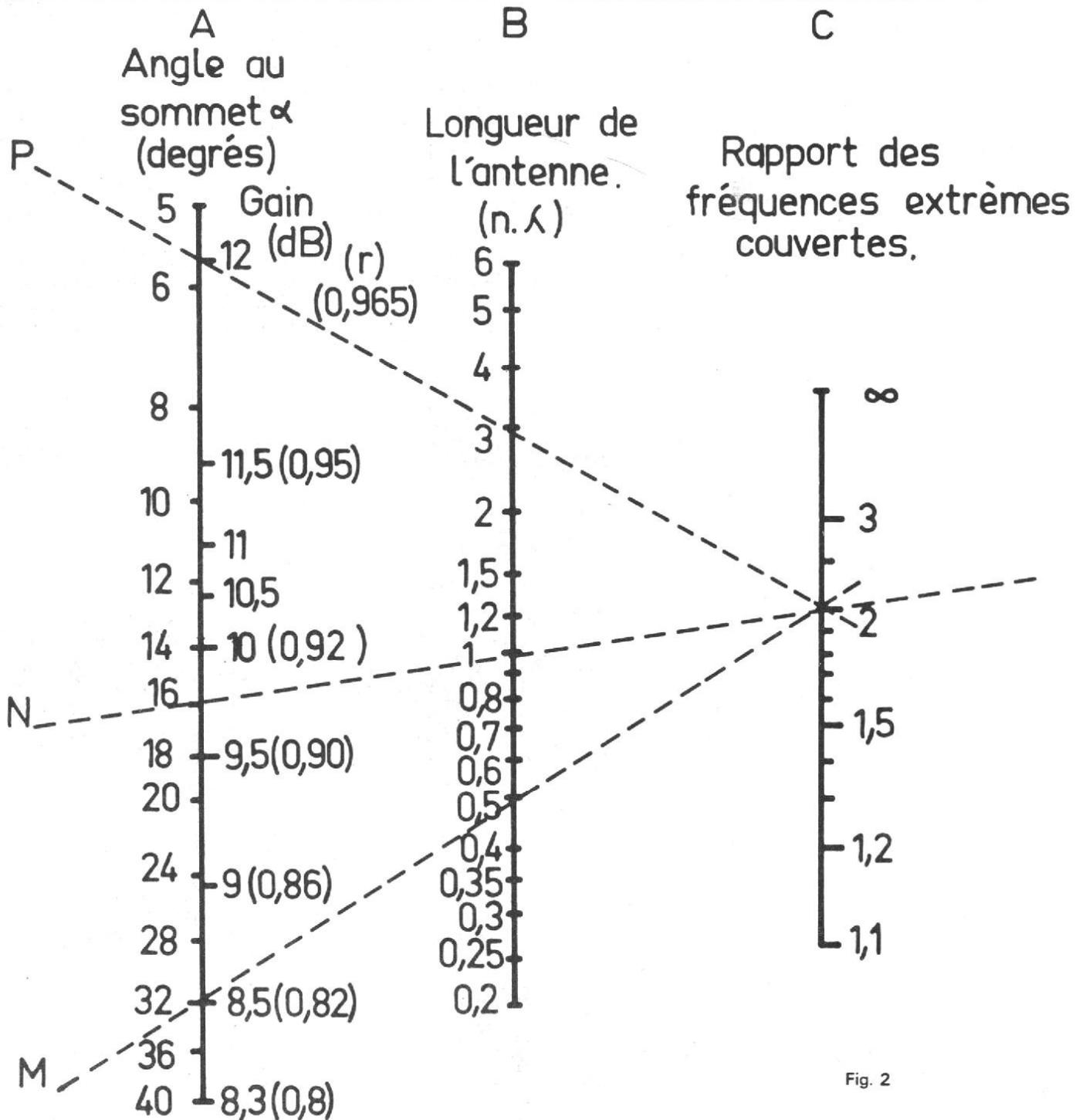


Fig. 2

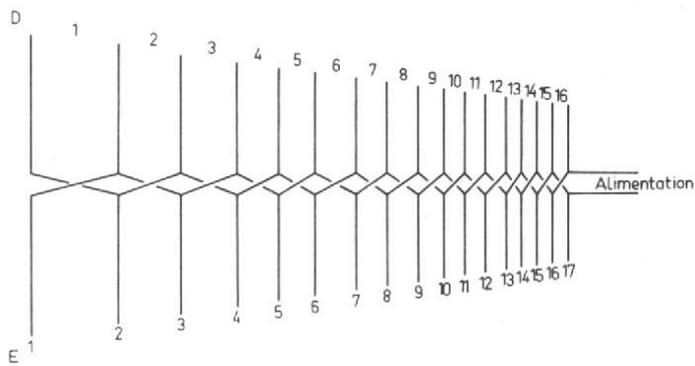


Fig. 3. - Une antenne 20 - 15 - 10 m.

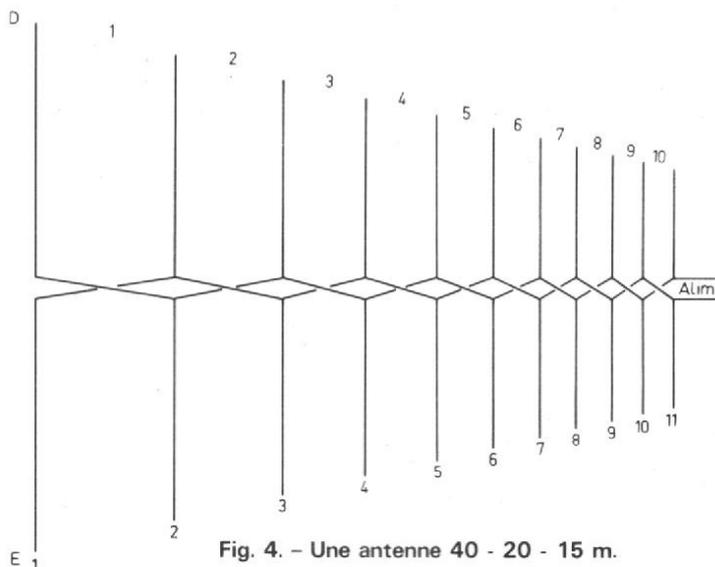


Fig. 4. - Une antenne 40 - 20 - 15 m.

D_1 de E_1 , écrire que $F_1 = F_2 \times r$, $E_2 = E_1 \times r$ et $D_2 = D_1 \times r$.

Il existe naturellement un cheminement mathématique rigoureux permettant de déterminer la valeur des éléments d'une telle antenne, mais l'expérience montre que la méthode simplifiée, que nous proposons dans les lignes qui suivent, donne les mêmes résultats, sans aller au-delà des connaissances théoriques que chacun a bien le droit d'avoir oubliées. Au reste, nous avons pu, à partir du calcul rigoureux proposé par l'Antenna Book de l'ARRL, et de divers documents tout aussi indiscutables dresser le diagramme de la figure 2, qui résout pratiquement tous les problèmes posés par l'établissement d'une antenne logarithmique.

Ce diagramme comporte 3 axes verticaux, A et C et permet de déterminer l'espaceur r d'un aérien de longueur (B) et de bande passante donnée (C). Parallèlement, nous pouvons connaître le gain et accessoirement l'angle au centre α (axe A).

Soit à construire une antenne d'une octave (rapport des fréquences extrêmes = 2). Selon que la longueur qui pourra lui être donnée, par la place disponible, sera $0,5 \lambda$, 1λ ou 3λ , pour la fréquence la plus basse le gain théorique sera 8,5 dB ($r = 0,82$), 9,5 dB ($r = 0,91$) ou 12 dB ($r = 0,965$).

On observera :

1) que plus l'antenne est courte (et l'angle virtuel α au sommet ouvert) plus les espacements (D) et les longueurs d'éléments (E) sont différents et moins le gain est important et inversement ;

2) que plus la bande des fréquences couvertes est étendue (à gain égal) plus l'antenne doit être longue et inversement.

Le diagramme devant permettre de trouver la solution aux problèmes concrets, nous allons entreprendre le calcul pratique des éléments d'une antenne destinée à couvrir les bandes 20 - 15 et 10 m, soit 14 à 29,7 MHz dans laquelle le rapport des fréquences extrêmes est 2.12 :

C'est une donnée essentielle que nous ferons figurer sur l'axe C. Dans la mesure où nous disposons d'une place suffisante, nous donnerons à l'antenne une longueur totale (distance entre les deux éléments extrêmes) d'environ 30 m, soit 1,5 fois la longueur d'onde la plus basse. Cocher alors le point 1,5 sur l'axe vertical B du diagramme et joindre, par ces deux points B à C : le prolongement coupe l'axe A au point correspondant à un gain de 11 dB et indiquant un facteur « r » de 0,935 environ. C'est la donnée la plus importante à retenir maintenant.

L'élément le plus long E_1 peut être considéré comme le réflecteur d'une antenne dont

l'élément qui le précède E_2 , est sensiblement résonnant sur la fréquence la plus basse de la gamme à couvrir. Il se situera entre $0,1$ et $0,15 \lambda$ selon les cas, derrière E_2 .

La longueur correspondra, comme dans les antennes Yagi, à 105 % de la fréquence de résonance soit :

$$E_1 = \frac{142,5 \times 105}{14 \times 100} = 10,70 \text{ m}$$

$$D_1 = 10,70 \times 2 \times \frac{15}{100} = 3,21 \text{ m}$$

La longueur approximative ($1,5 \lambda$) sera de l'ordre de $(300/14) \times 1,5 = 32,5$ m.

Et enfin, la longueur, également approximative, de l'élément le plus court sera les 38 % de la longueur d'onde, correspondant à la fréquence la plus élevée soit $(300/29,7) \times 0,38 = 3,84$ m.

En appliquant le facteur 0,935 à l'élément E_1 , puis successivement à tous les résultats qui apparaissent, nous obtenons :

$$\begin{aligned} E_1 &= 10,70 \\ E_2 &= 10 \\ E_3 &= 9,35 \\ E_4 &= 8,75 \\ E_5 &= 8,18 \\ E_6 &= 7,65 \\ E_7 &= 7,15 \\ E_8 &= 6,68 \\ E_9 &= 6,25 \\ E_{10} &= 5,84 \\ E_{11} &= 5,46 \\ E_{12} &= 5,11 \\ E_{13} &= 4,78 \\ E_{14} &= 4,46 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_{15} &= 4,17 \\ E_{16} &= 3,89 \\ (E_{17} &= 3,64) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_1 &= 3,21 \\ D_2 &= 3,00 \\ D_3 &= 2,80 \\ D_4 &= 2,62 \\ D_5 &= 2,45 \\ D_6 &= 2,29 \\ D_7 &= 2,14 \\ D_8 &= 2 \\ D_9 &= 1,87 \\ D_{10} &= 1,75 \\ D_{11} &= 1,64 \\ D_{12} &= 1,53 \\ D_{13} &= 1,43 \\ D_{14} &= 1,34 \\ D_{15} &= 1,34 \\ D_{16} &= 1,25 \\ (D_{17} &= 1,17) \end{aligned}$$

Longueur totale : 32,49 m (ou 31,32 m).

Dans la mesure où la fréquence de coupure n'est pas impérativement 29,7 MHz, le 17^e élément peut disparaître au détriment de l'extrémité supérieure de la bande passante.

Nous viendrons plus loin, sur les détails de réalisation pratique, nous limitant, pour l'instant, au calcul de la dimension des éléments (fig. 3).

Prenons un autre exemple quelque peu différent : soit une antenne destinée à couvrir les bandes 40, 20 et 15 mètres, soit de 7 à 21 MHz, c'est-à-dire un rapport de 3 ; et fixons-nous une longueur sensiblement identique à celle de

l'exemple précédent : $0,8 \lambda$. La longueur (approximative) de l'antenne sera $(300 \times 7) \times 0,8 = 34,28$ m et la droite passant par les points 3(C) et $0,8 \lambda$ (B) coupe l'axe A au point 9 dB correspondant à un facteur « r » de 0,86.

La longueur du premier élément E_1 sera :

$$\frac{142,5 \times 100}{7 \times 100} = 21,40 \text{ m arrondi.}$$

Celle - approximative - du plus petit élément sera :

$$\frac{300}{21,45} \times 0,38 = 5,32 \text{ m}$$

La distance D_1 entre les deux premiers éléments sera :

$$21,40 \times \frac{15}{100} \times 2 = 6,42 \text{ m}$$

Nous trouverons d'abord dans l'ordre :

- $E_1 = 21,40$ m
- $E_2 = 18,40$ m
- $E_3 = 15,83$ m
- $E_4 = 13,61$ m
- $E_5 = 11,71$ m
- $E_6 = 10,07$ m
- $E_7 = 8,66$ m
- $E_8 = 7,45$ m
- $E_9 = 6,40$ m
- $E_{10} = 5,50$ m
- $E_{11} = 4,73$ m

- $D_1 = 6,42$ m
- $D_2 = 5,52$ m
- $D_3 = 4,75$ m
- $D_4 = 4,08$ m
- $D_5 = 3,51$ m
- $D_6 = 3,02$ m
- $D_7 = 2,60$ m
- $D_8 = 2,23$ m
- $D_9 = 1,92$ m
- $D_{10} = 1,65$ m

Longueur totale : 35,70 m.

Le dixième élément étant plus long que la dimension minimale (5,32 m) permettant d'étendre la bande passante jusqu'à 21,45 MHz, un élément supplémentaire E_{11} de 4,73 m a été ajouté, ce qui étend la bande passante jusqu'à 24 MHz (fig. 4).

Ainsi donc, une antenne de 35,70 m de long et 21,40 m de large permet de couvrir de 7 à 24 MHz avec un gain de 9 dB. Nous ne multiplierons pas les exemples, les deux qui précédent suffisent à montrer la

méthode de calcul qui peut être transposée dans tous les cas imaginables.

Pour ce qui est de la réalisation pratique, les éléments sont constitués par du fil de cuivre émaillé ou d'aluminium (plus léger) avec un isolateur central en lucite ou plexiglass de 5 cm de côté, percé comme l'indique la figure 5A. Une corde de nylon est enfilée dans chaque pavé isolant et sert d'épine dorsale à toute l'antenne. La ligne d'alimentation est continue, constituée par deux fils parallèles et la transposition s'effectue par une connexion croisée de part et d'autre du bloc isolant (fig. 5B). Quant aux extrémités des éléments, coupées légèrement trop longues, elles sont amenées à la dimension et aboutissent, par pliage, à une corde de nylon, de chaque côté. Il s'ensuit que l'antenne demande 6 points de fixation entre lesquels les cordes sont convenablement tendues.

Les problèmes se trouvent simplifiés pour les antennes VHF et UHF car les éléments sont suffisamment courts pour être parfaitement rigides et ne pas demander de support aux extrémités.

Là encore, nous prendrons un exemple pratique : la réalisation d'une antenne couvrant à la fois la bande 144 MHz et la bande 432 MHz, en ménageant une plage de sécurité aux deux extrémités. Nous porterons, en C, le rapport des fréquences extrêmes, soit $432/144 = 3$, puis nous nous fixerons une longueur de boom commode soit par

exemple 2λ (de l'ordre de 4,20 m) que nous porterons sur l'axe B. La réponse, quant aux caractéristiques, nous est immédiatement donnée par l'intersection avec l'axe A soit :

gain $> 10,5$ dB
pour $r = 0,94$.

L'élément arrière mesurera :

$$\frac{142,5 \times 105}{144 \times 100} = 1,04 \text{ m}$$

L'élément le plus court mesurera (approximativement, toujours) $= 300/432 \times 0,38 = 0,26$ m.

Nous situerons le deuxième élément au tiers de la longueur ($0,33 \lambda/2Z$) 343 mm du brin le plus long, qui sert de base et, en appliquant le facteur $r = 0,94$ aux deux termes ci-dessus, nous arriverons, en suivant la démarche employée dans les deux exemples précédents, aux dimensions suivantes :

Longueur des brins :

- $E_1 = 1,04$ m
- $E_2 = 0,98$ m
- $E_3 = 0,92$ m
- $E_4 = 0,86$ m
- $E_5 = 0,81$ m
- $E_6 = 0,76$ m
- $E_7 = 0,72$ m
- $E_8 = 0,68$ m
- $E_9 = 0,64$ m
- $E_{10} = 0,60$ m
- $E_{11} = 0,56$ m
- $E_{12} = 0,53$ m
- $E_{13} = 0,50$ m
- $E_{14} = 0,47$ m
- $E_{15} = 0,44$ m
- $E_{16} = 0,41$ m
- $E_{17} = 0,385$ m
- $E_{18} = 0,36$ m

- $E_{19} = 0,34$ m
- $E_{20} = 0,32$ m
- $E_{21} = 0,30$ m
- $E_{22} = 0,28$ m
- $E_{23} = 0,255$ m

Nombre d'éléments : 23

Espacements :

- $D_1 = 343$ mm
- $D_2 = 323$ mm
- $D_3 = 303$ mm
- $D_4 = 285$ mm
- $D_5 = 268$ mm
- $D_6 = 252$ mm
- $D_7 = 237$ mm
- $D_8 = 222$ mm
- $D_9 = 209$ mm
- $D_{10} = 196$ mm
- $D_{11} = 184$ mm
- $D_{12} = 173$ mm
- $D_{13} = 163$ mm
- $D_{14} = 153$ mm
- $D_{15} = 144$ mm
- $D_{16} = 135$ mm
- $D_{17} = 127$ mm
- $D_{18} = 120$ mm
- $D_{19} = 113$ mm
- $D_{20} = 106$ mm
- $D_{21} = 100$ mm
- $D_{22} = 94$ mm

Longueur réelle du « boom » : 4,25 m.

S'agissant d'éléments dont la rigidité mécanique est convenable, nous pouvons imaginer, comme « boom », une tringle de matière plastique, donc isolante, unique, dans laquelle seront enfilés les éléments déterminés comme ci-dessus. Après quoi, une ligne de transposition réunira les éléments entre eux. C'est une solution ; mais nous en proposons une autre, beaucoup plus pratique et qui va, en même temps, apporter une solution au problème de l'ali-

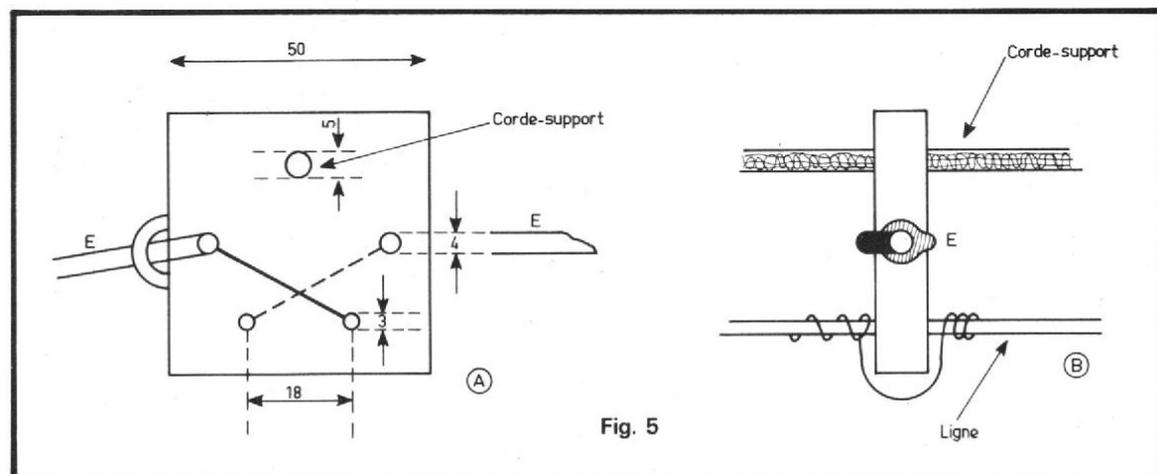


Fig. 5

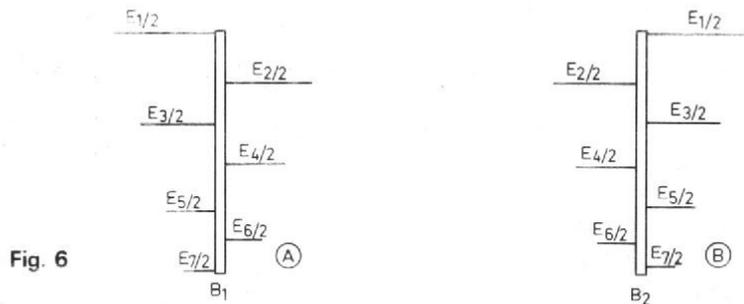


Fig. 6

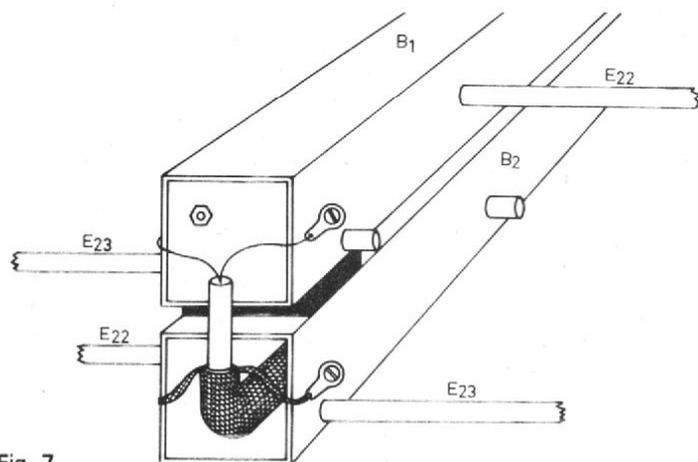


Fig. 7

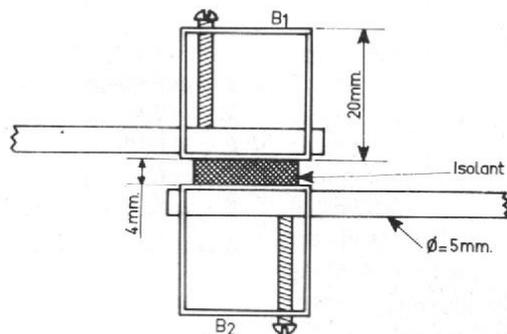


Fig. 8

mentation et de l'adaptation d'un câble déterminé. Puisque un demi-élément sur deux d'un même côté est alimenté par l'un des fils de la ligne de transposition, nous choisirons, comme ligne, deux tubes superposés dont l'un recevra la partie gauche de E_1 , la moitié droite de E_2 , la moitié gauche de E_3 , etc., et l'autre, la partie droite de E_1 , la moitié gauche de E_2 , la moitié droite de E_3 , etc. (fig. 6 A et B).

La superposition des deux booms entraînera une légère distorsion dans le plan horizontal mais sans conséquence pratique.

Matériellement on pourra résoudre le problème de la manière suivante : les deux booms seront empilés comme le montre la figure 7, après que les éléments auront été fixés à bonne distance et coupés de longueur comme le fait apparaître la figure 8. Naturellement, comme B_1 et B_2 représentent chacun un élément de la ligne de couplage, ils doivent être non seulement maintenus à distance critique, l'un par rapport à l'autre, mais aussi isolés l'un de l'autre

ainsi que du mât destiné à les supporter.

Pour une impédance de 50Ω , une table nous le donne, l'espacement sera de 20 % du côté du carré de la section, soit 4 mm. Il suffira de disposer de quelques cales isolantes de 20×20 mm, une tous les 50 cm, par exemple - et de réunir les deux tiges carrées, soit par des boudins isolants, soit par des bracelets en rilsan moulé, très adaptés à cet usage.

Cette disposition est extrêmement commode, non seulement du point de vue mécanique mais également de l'adaptation. En effet, l'alimentation par un câble coaxial de 50Ω est tout à fait rigoureuse dans la mesure où celui-ci, entrant par l'arrière de l'antenne (fig. 9) est réuni par sa gaine à la sortie de B_2 et par son conducteur central à B_1 , cependant que la gaine isolante interdit tout contact accidentel avec B_2 . Ce moyen d'adaptation équivaut à un « balun infini » et présente une très bonne solution pour un câble de 50 à 75Ω .

La figure 10 propose une solution pratique pour la fixa-

tion au mât vertical : une plaque de « Lucite » de 10 mm d'épaisseur, boulonnée aux deux booms, de telle manière que les têtes de boulons n'affleurent pas, et supportant deux cavaliers en U aux extrémités filetées, permettant une fixation rigide au mât.

En superposant 4 antennes identiques un gain de 17 dB peut être espéré entre 140 et 450 MHz avec un ROS inférieur à 1,8/1.

Est-il nécessaire de souligner l'intérêt de l'antenne logarithmique dans la réception de la télévision dans les canaux VHF et surtout UHF où, en reprenant la démarche que nous avons suivie, on peut calculer, sans difficulté une antenne couvrant de 450 à 900 MHz, présentant un gain pratiquement constant d'un bout à l'autre de la bande.

Mais, pour revenir aux préoccupations des amateurs plus spécialement axés sur les bandes dites décimétriques, nous donnons quelques solutions marquées par la préoccupation d'utiliser une même antenne sur plusieurs bandes de fréquences.

En premier lieu, nous étudierons une antenne logarithmique en V inversé qui présente l'avantage de ne pas être tendue entièrement en l'air mais au contraire de comporter une fixation des éléments au sol, ce qui rend la réalisation plus accessible et plus commode.

RÉALISATION PRATIQUE D'UNE ANTENNE LOGARITHMIQUE EN V INVERSÉ

Cette antenne est réservée aux amateurs disposant de beaucoup de place mais n'exige du fait de la forme en V, qu'un seul mât support et ne comporte que des éléments filaires. Elle s'impose en particulier lorsqu'on veut bénéficier d'un gain élevé : dans une direction déterminée. La description qui va suivre s'est inspirée d'une étude publiée par la revue anglaise « Mercury », organe du Royal Signals A.R.S.

La figure 11 représente l'antenne terminée. Les traits forts matérialisent les cordes-supports qui constituent l'armature et réalisent l'isolement. Ce sont des cordes à linge en nylon, de bonne section. Elles prennent toutes par une extrémité, appui au sol où elles sont solidement fixées à un piquet. Le mât support central mesure 9 mètres au-dessus du sol et se trouve naturellement haubanné dans trois directions. Il suffira d'ajouter une corde morte pour maintenir parfaitement vertical ce mât qui peut être, soit un poteau bois, soit un ensemble télescopé de plusieurs tubes en duralumin de diamètres croissants.

Les cordes AB et AC (fig. 11) partant du sommet et servant d'armature et de haubans, mesurent 11,75 m. Le plus astucieux consiste à utiliser une section d'un seul morceau et à ne pas la couper, ce qui procure une stabilité plus grande de l'ensemble. L'élément dorsal, AD, qui constitue en quelque sorte la faitière, mesure environ 15 mètres et les deux cordes partant du sommet D, au sol, pour rejoindre sensiblement les milieux M et N de AB et AC, environ 13,75 m. La longueur de corde de nylon, utile, à prévoir sera donc :

$(11,75 \times 2) + (13,75 \times 2) + 15 = 66 \text{ m}$, longueur à laquelle il conviendra d'ajouter le haubannage mentionné plus haut qui, pour être efficace, devra mesurer également 12 à 15 mètres. Par prudence, on se procurera un rouleau de 100 mètres. C'est une matière première bon marché.

Lorsque les structures sont mises en place, il convient de tailler les éléments dont on remarquera qu'ils sont, c'est évident, non seulement de longueur critique, mais encore en relation harmonique très précise aussi bien dans leurs dimensions que dans leur espacement (0,88). La raison de la progression est obtenue à partir de la bande passante du système, du nombre, d'éléments, de la longueur totale,

ainsi que nous l'avons développé au début de cette étude (fig. 12).

L'antenne couvre, de façon continue, les bandes 14, 21, 28 MHz avec les dimensions suivantes : (Par E, il faut comprendre la longueur totale d'un élément : E_1 , par exemple = MN).

$E_1 = 11,60 \text{ m}$
 $E_2 = 10,16 \text{ m}$
 $E_3 = 8,98 \text{ m}$
 $E_4 = 7,90 \text{ m}$
 $E_5 = 6,95 \text{ m}$
 $E_6 = 6,12 \text{ m}$
 $E_7 = 5,38 \text{ m}$

$E_8 = 4,72 \text{ m}$
 $E_9 = 4,18 \text{ m}$
 $E_{10} = 3,66 \text{ m}$
 $E_{11} = 3,22 \text{ m}$
 $E_{12} = 2,84 \text{ m}$

$D_1 = 1,3 \text{ m}$
 $D_2 = 1,15 \text{ m}$
 $D_3 = 1,03 \text{ m}$
 $D_4 = 0,91 \text{ m}$
 $D_5 = 0,80 \text{ m}$
 $D_6 = 0,71 \text{ m}$
 $D_7 = 0,63 \text{ m}$
 $D_8 = 0,55 \text{ m}$
 $D_9 = 0,48 \text{ m}$
 $D_{10} = 0,43 \text{ m}$
 $D_{11} = 0,38 \text{ m}$

**UNE ANTENNE
 MULTIBANDES,
 BI-
 DIRECTIONNELLE
 NON
 LOGARITHMIQUE**

C'est parce que son apparence pourrait prêter à confusion que nous terminons cette revue des antennes multibandes par un aérien multi doublet qu'il faut cependant distinguer absolument de l'antenne logarithmique.

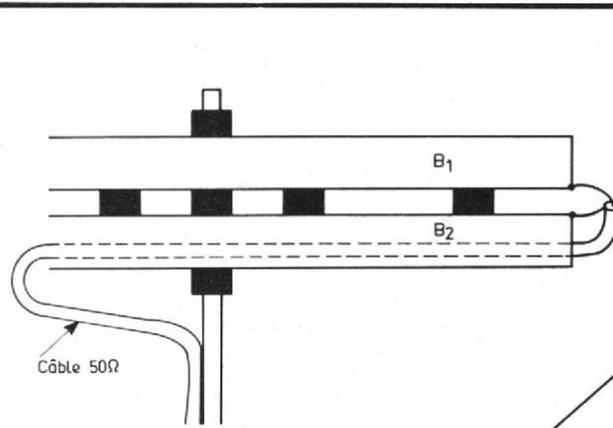


Fig. 9

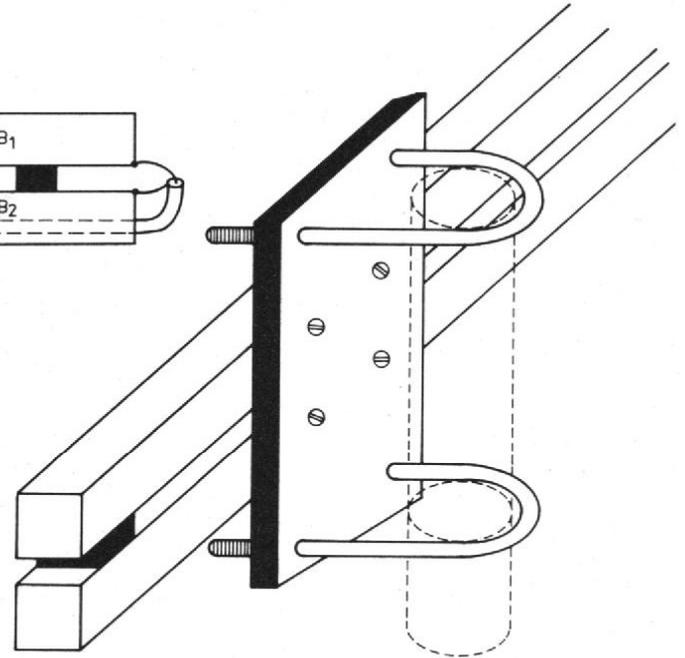


Fig. 10

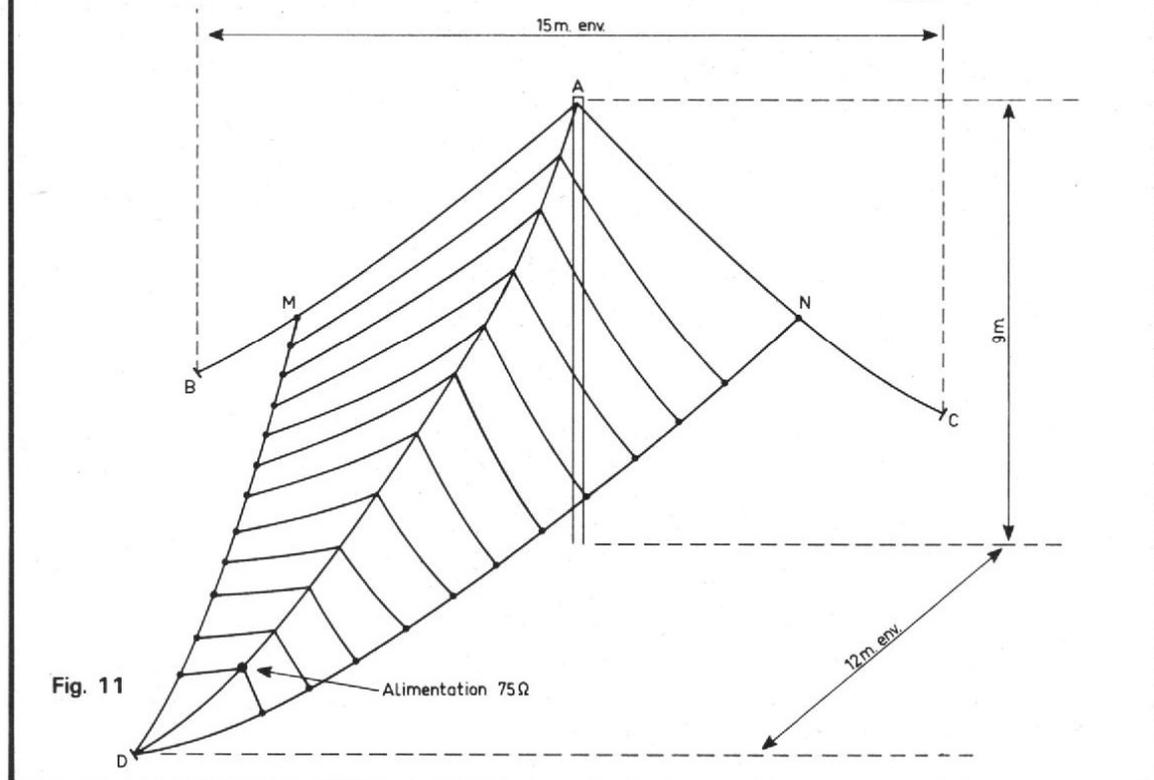


Fig. 11

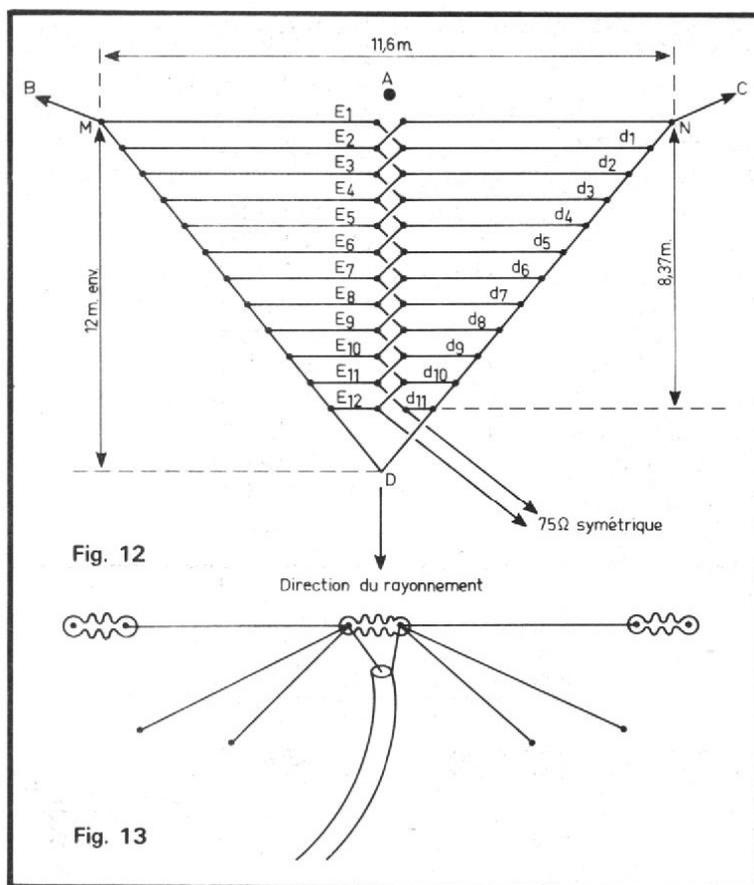
Alimentation 75 Ohm

La figure 13 reproduit le principe de l'antenne multi doublet bien connue, à laquelle on demande à un dipôle de bien résonner sur une bande et de se faire oublier le plus possible sur les autres !

Dans le cas de l'antenne 5Z4 GF, on utilise, au contraire les éléments non concernés par la fréquence, soit comme directeurs ou comme réflecteurs.

Fondamentalement, l'aérien est constitué par un certain nombre de dipôles en relation harmonique, tous alimentés sur toutes les bandes de travail et disposés l'un par rapport à l'autre de manière à créer une mise en phase (fig. 14).

L'élément de base est un doublet AA' - BB' de 40,56 m de long, alimenté en son centre par une ligne 600 Ω constituée par 2 fils émaillés de 15/10 mm, maintenus équidistants par des barrettes de matière plastique, à 12 cm l'un de l'autre. Cette ligne se prolonge et sert de dorsale à l'antenne sur une longueur de 20,28 m. Le deuxième élément CC' - DD' est taillé à 27,04 m et distant du premier de 6,76 m, de telle manière qu'en incorporant la longueur



de la ligne AC - BD, on ait $C'CA + D'DB = A'ABB'$ soit 40,56 m.

Le troisième élément est taillé à 20,28 m et tendu à 10,14 m du premier. De même $G'H' = 13,52$ m avec $BH = 13,52$ m, $I'J' = 10,12$ m, avec $BJ = 15,21$ m, $K'L' = 6,76$ m avec $BL = 16,90$ m

et enfin $M'N' = 5,08$ m avec $BN = 17,75$ m, donc $M'Ma + N'NB = 40,56$ m.

Il ne faut pas se dissimuler que cet aérien, qui n'a rien de commun dans son principe avec une logarithmique (ou log-périodique) n'est pas non plus à ranger dans la catégorie des antennes d'appartement.

Il demande en effet, puisque la nappe des fils est horizontale une surface approximative de : $40 \times 20 = 800 \text{ m}^2$. Mais nous connaissons certaines antennes en losange ou en V qui, pour présenter un gain équivalent, demandent une surface bien supérieure.

Ainsi qu'on peut le voir, le premier élément E_1 est une onde entière sur la bande de fréquence la plus basse (7 MHz), mais E_3 est demi-onde à la même fréquence. Et E_2 , ajouté à la portion de ligne AC - BD, représente également 40,56 m soit une longueur d'onde et, si nous vérifions il en est de même pour tous les éléments lorsqu'on ajoute la longueur de la section de ligne qui les réunit aux points A et B.

Sur 14 MHz, l'élément E_3 est une onde entière et l'élément E_5 une demi-onde ; sur 21 MHz, la situation est la même pour E_4 et E_6 qui sont respectivement onde entière et demi-onde avec en plus la présence de E_3 qui résonne, de son côté en 3 demi-ondes et dont l'effet se cumule. Enfin sur la bande 28 MHz, le fonctionnement est encore plus complexe puisque, si E_7 fonctionne en demi-onde alimentée en son centre, E_5 est une onde entière, E_3 est équivalent à 4 demi-ondes et E_1 à 4 ondes. Par ailleurs, chaque élément ajouté à la ligne qui l'alimente à partir de AB représente une longueur de fil de 40,56 m.

En prenant soin d'utiliser entre l'émetteur et l'antenne, un compteur du type décrit figure 4, dans lequel les bobines $L_1 - L_2$, identiques, sont constituées par 12 tours de fil nu, argenté de 20/10 mm, sur un diamètre de 40 mm, et faiblement espacés, le rapport d'ondes stationnaires est très voisin de 1/1 sur toutes les bandes couvertes. Quant au gain il croît avec la fréquence et peut atteindre 12 à 14 dB sur 28 MHz, où le nombre de dipôles est le plus élevé.

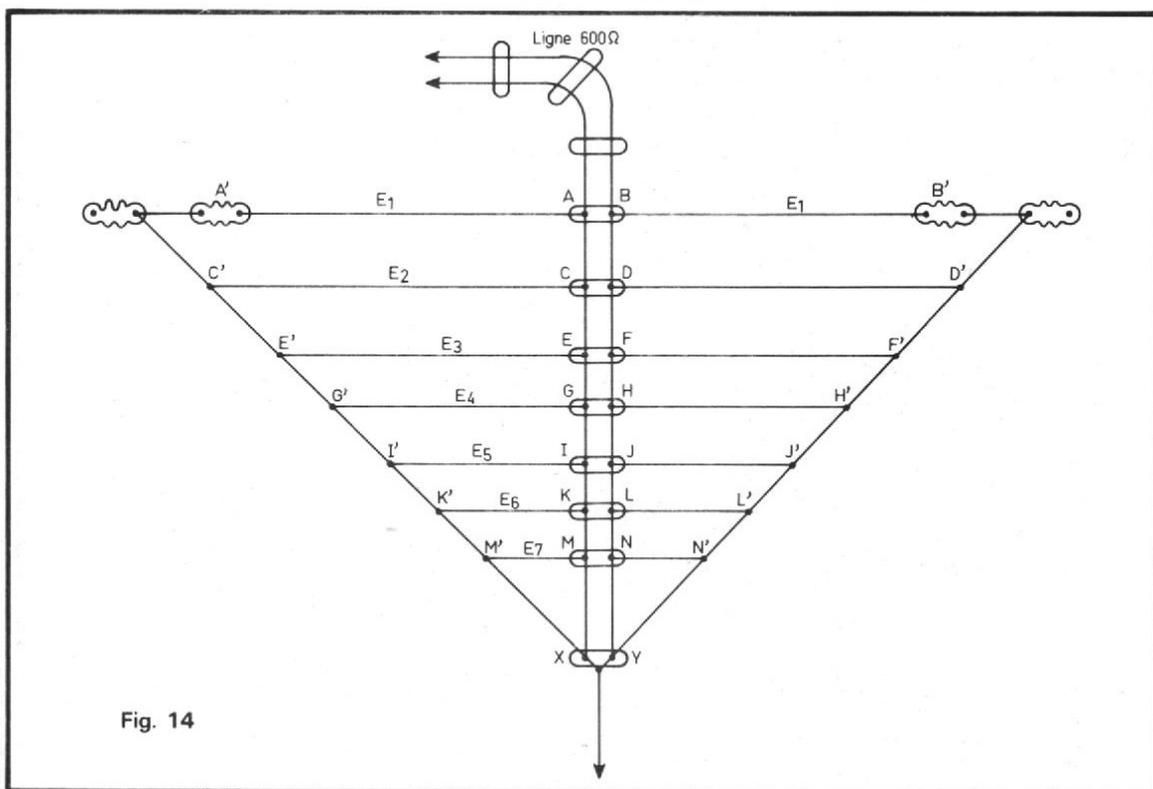


Fig. 14

vous avez
l'esprit technique
vous aimez
vous mesurer !



...a conçu pour vous des kits électroniques,
à la portée des esprits logiques, mais...
sans connaissance particulière au départ.

NOTRE CATALOGUE contient **150 KITS**, allant du système
d'alarme le moins cher, au goniomètre digital ultra-perfection-
né, en passant par l'oscilloscope, l'émetteur à ondes courtes,
ou la chaîne haute-fidélité. Ces kits y sont décrits dans le
détail, et leurs caractéristiques développées au maximum.

Chaque Kit est livré avec un manuel d'assemblage très com-
plet (dessins éclatés, description des circuits, montage pièce
par pièce). Ce manuel, conçu selon une méthode « pas à pas »,
est écrit dans un langage simple, à la portée d'un non-profes-
sionnel. Si par hasard vous butiez, le service HEATHKIT-ASSIS-
TANCE serait là, prêt à vous renseigner, même par téléphone.

Vous avez la possibilité de toucher, apprécier le matériel,
compulser les manuels d'assemblage, poser toutes questions
à un ami technicien, en vous rendant à l'un des



" CENTRES HEATHKIT "

et services
HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS (6^e) 84 bd Saint-Michel
téléphone 326.18.91

LYON (3^e) 204 rue Vendôme
téléphone (78) 62.03.13

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie,
75013 PARIS, tél. 588.25.81

BELGIQUE : Heathkit, 16 av. du Globe,
11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

Je désire recevoir votre nouveau catalogue " 1977 "

Je joins 2 timbres à 1 franc pour participation aux frais.

Nom _____

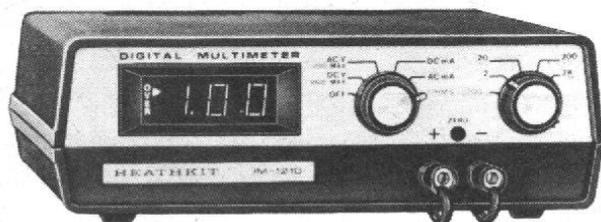
Prénom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

H.P. 15-6-77

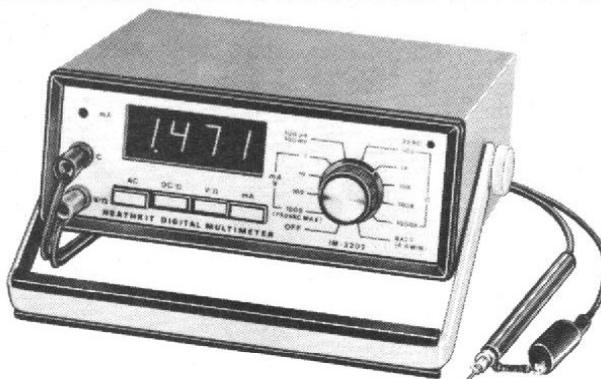
les derniers nés...
de la mesure chez Heathkit.



MULTIMETRE NUMERIQUE (réf. IM. 1210)

Volts c. continu 10 mV à 999 V en 4 échelles
Volts c. alternatif (50 Hz à 10 KHz) 10 mV à 700 V en 4 échelles
Ampères c. continu 10 μ A à 2 A en 4 échelles
Ampères c. altern. (50 Hz à 10 KHz) 10 μ A à 2 A en 4 échelles
Ohm-mètre 1 Ω à 2 M Ω en 4 échelles
Précision $\pm 1\%$ c. continu, $\pm 1,5\%$ toutes autres mesures Volts c. alternatif et Am-
pères c. continu et alternatif, $\pm 2\%$ en ohm-mètre - Calibrateur incorporé - Impédance
d'entrée : 1 M Ω sur toutes les gammes de tensions - Protection contre les surcharges
sur toutes les gammes - Alim. secteur 110/220V - Boîtier à toutes épreuves, dim. 20 x
13 x 10 cm.

EN KIT (réf. K/IM 1210) 520 F TTC + PORT 12 F.
TOUT ASSEMBLE (réf. A/IM. 1210) 820 F TTC + PORT 20 F.



MULTIMETRE NUMERIQUE (réf. IM. 2202)

Volts c. continu 100 μ V à 1 000 V en 5 échelles
Volts c. alternatif (50 Hz à 10 KHz) 100 μ V à 750 V en 5 échelles
Ampères c. continu 0,1 μ A à 1 A en 5 échelles
Ampères c. altern. (50 Hz à 10 KHz) 0,1 μ A à 1 A en 5 échelles
Ohm-mètre 0,1 Ω à 200 M Ω en 5 échelles
Précision $\pm 0,5\%$ pour toutes mesures des courants continus, et $\pm 1,5\%$ pour toutes
mesures des courants alternatifs, $\pm 0,5\%$ en ohm-mètre - Calibrateur incorporé - Imp-
édance d'entrée : 10 M Ω sur toutes les gammes - Indicateur de polarité - Indicateur
de dépassement de gamme - Alim. secteur 110/220V et batterie interne au cadmium-
nickel (rechargeable), autonomie 8 heures de marche - Dimensions : 20 x 8 x 7,5 cm.

EN KIT (réf. K/IM 2 202) 1 550 F TTC + PORT 20 F
TOUT ASSEMBLEE (réf. A/IM 2 202) 2 190 F TTC + PORT 25 F.

Le catalogue HEATHKIT vous propose :

Pour la maison

- Alarme antiivol
- Alarme de température congélateur
- Anémomètre/girouette aff. digital
- Carillon de porte programmable
- Détecteur de fumées (incendie)
- Horloges électriques
- Interphone 2 et 3 postes
- Nettoyeur à ultra-sons
- Radio-Réveil affichage digital
- Thermomètre élect. affich. digital

Pour le sport, les loisirs

- Chronomètre élect. affich. digital
- Détecteurs de métaux
- Porte-voix ou alarme

Pour la navigation de plaisance

- Sondeur de profondeurs
- Radiogoniomètre à affich. digital
- Convertisseur 6-12/220 V

Pour l'automobile

- Alarme antiivol
- Allumage électronique
- Analyseur de gaz d'échappement
- Analyseur d'allumage
- Contrôleur spécial garagiste
- Compte-tours à affichage digital
- Montre voiture affichage digital

Pour la Hi-Fi

- Amplis stéréo 15 à 200 watts
- Ampli-tuner
- Equaliseur stéréo
- Enceintes acoustiques
- Light-show musical

Pour les radio-amateurs

- Récepteurs OC, décamiques
- Transceivers HF et VHF
- Amplificateurs linéaires
- Manipulateur électronique
- Tous accessoires station OM

Pour le labo, les mesures

- Alimentation BT stabilisées
- Alimentations BT stabilisées
- Alimentation HT régulée
- Boîtes de décades R et C
- Capacimètre
- Distorsionmètre
- Fréquence-mètre numériques
- Générateurs BF - HF - FM
- Multimètres à cadre ou numériques
- Oscilloscopes 1 et 2 traces
- Signal tracer
- Sonde THT
- Testeur de circuits intégrés
- Traceur de courbe semi-conducteurs
- Transistormètres
- Voltmètres électroniques

Nec plus ultra son.



Voici le nec plus ultra des enceintes: les nouvelles SONY, mises au point après plusieurs années de recherche. Ce sont les SS G7. Elles font 940 mm de haut, 510 mm de large, 445 mm de profondeur, ont un volume de 128 litres et pèsent 48 kilos.

Ce sont des enceintes de type bass reflex, avec HP de basse de 380 mm fait en papier "Carbocon". Un HP médium de 100 mm et un HP aigu de 35 mm, dont le diaphragme est façonné en titane. La pression sonore de sortie est de 94 dB

par watt/mètre, performance rare et importante pour une enceinte bass reflex.

Leur capacité nominale est de 100 W DIN, leur capacité de crêtes de 200 W et leur impédance de 8 Ohms.

Les HP sont entourés d'une plaque réflectrice à "sillons acoustiques", améliorant la directivité des sons. Les sources sonores des hauts-parleurs sont en ligne sur une verticale. Cela contribue à la richesse de la sonorité, à un meilleur positionnement du son, à un effet stéréo plus vrai, et surtout une sonorité plus pure,

plus naturelle. Certains composants de ces enceintes ont été testés par le NASTRAN, un programme d'ordinateur employé par la Nasa pour mesurer les effets des vibrations.

Les SS G7 sont faites à la main. Le soin que SONY apporte à ses nouvelles enceintes est si grand que celles-ci ne peuvent être fabriquées qu'en petite série. Cela justifie peut-être leur prix. Ce qui est rare est cher.

SONY®

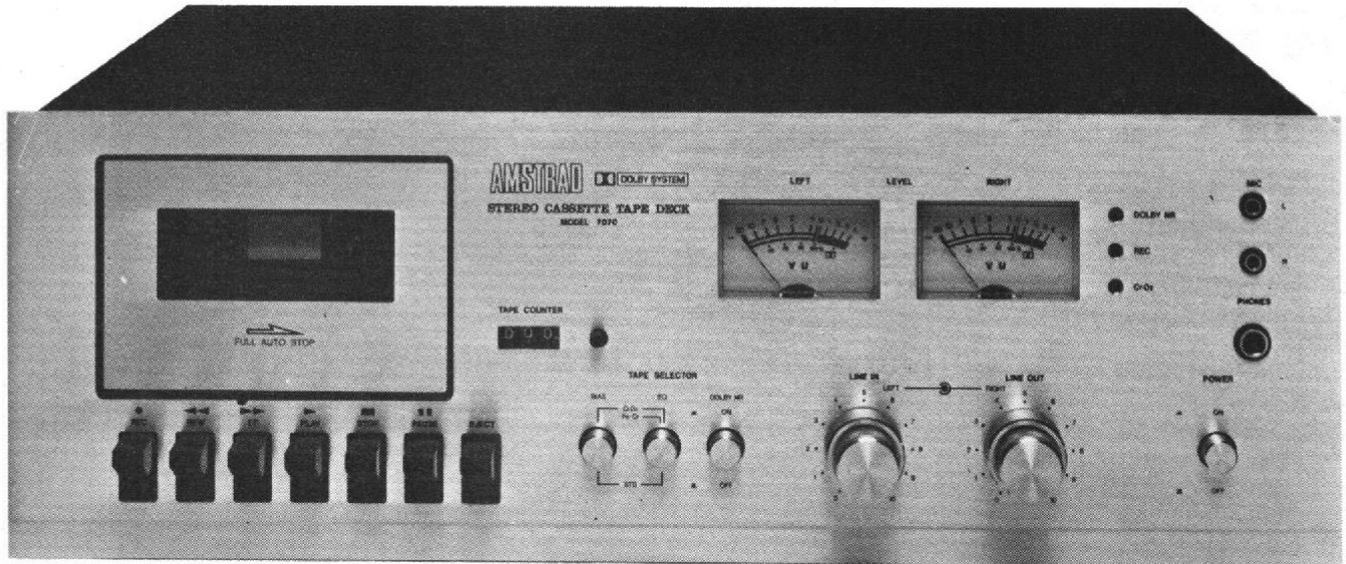
Renseignements et démonstration permanente au Salon Sony, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359.06.58 et 06.64.

L'EVENEMENT

1190 F

(A crédit : 1^{er} versement 250 F
et 56,10 F × 21 mois)

**PRIX
SPECIAL**



PLATINE A CASSETTES STEREO HAUTE FIDELITE
A CHARGEMENT FRONTAL AVEC ARRET AUTOMATIQUE SUR TOUTES LES FONCTIONS

AMSTRAD 7070  **DOLBY SYSTEM**

En exclusivité chez : **Documentation gratuite sur simple demande**

AUDIO CLUB

7, rue Taylor, 75010 PARIS - Tél. : 208.63.00 - 607.05.09 - 607.83.90 — Métro : Jacques-Bonsergent.

CIBOT

136, boulevard Diderot, 12, rue de Reuilly 75012 PARIS - Tél. 346.63.76 - 343.66.90 - 343.13.22 - 307.23.07 — Métro Reuilly-Diderot.
25, rue Bayard - 31000 TOULOUSE - Tél. : (61) 62.02.21.

EUROP' CONFORT

87, boulevard Sébastopol, 75002 PARIS - Tél. : 236.38.76 — Métro : Réaumur-Sébastopol.

HIFI CLUB TERAL

30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS - Tél. : 307.47.11 - 307.87.74 - 344.67.00 — Métro : Gare-de-Lyon.

HIFI DISCOUNT ALESIA

80, rue d'Alésia, 75014 PARIS - Tél. : 542.93.92 - 542.43.52 — Métro : Alésia.

ILLEL CENTER

143, avenue Felix-Faure - 75015 PARIS - Tél. : 532.90.86 — Métro : Lourmel.

LA MAISON DE LA HIFI

236, boulevard Pereire - 75017 PARIS - Tél. : 380.36.23 - 380.35.66 — Métro : Porte-Maillot.

PANTHER'S

236, rue de la Convention - 75015 PARIS - Tél. : 828.06.91 — Métro : Convention.
162, avenue de Versailles - 75016 PARIS - Tél. : 224.47.19 — Métro : Exelmans.

ODIOVOX

124, av. du Gal-Leclerc, 75014 Paris - Tél. : 541.52.51 — Métro : Porte d'Orléans
Centres commerciaux Vélizy II et Rosny II
272, rue de Vaugirard, 75015 Paris - Tél. : 828.71.08 — Métro : Vaugirard
Zone Sofilic, rue de l'Abreuvoir Fresnes

librairie parisienne de la radio

TOUS LES LIVRES

- ROMANS
- ESSAIS
- VOYAGES
- ÉCOLOGIE
- JEUNESSE
- CULTURE GÉNÉRALE

**RAYON SPÉCIAL
OUVRAGES
TECHNIQUES**

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, RUE DE DUNKERQUE - 75010 PARIS
TÉL : 878.09.94/95**

EXPÉDITIONS PROVINCE ET ÉTRANGER : TÉLÉPHONE 878.09.93

