

7 f
420 PAGES

L'IF ANNÉE - N° 1618 - DU 6 OCTOBRE 1977

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337-1883

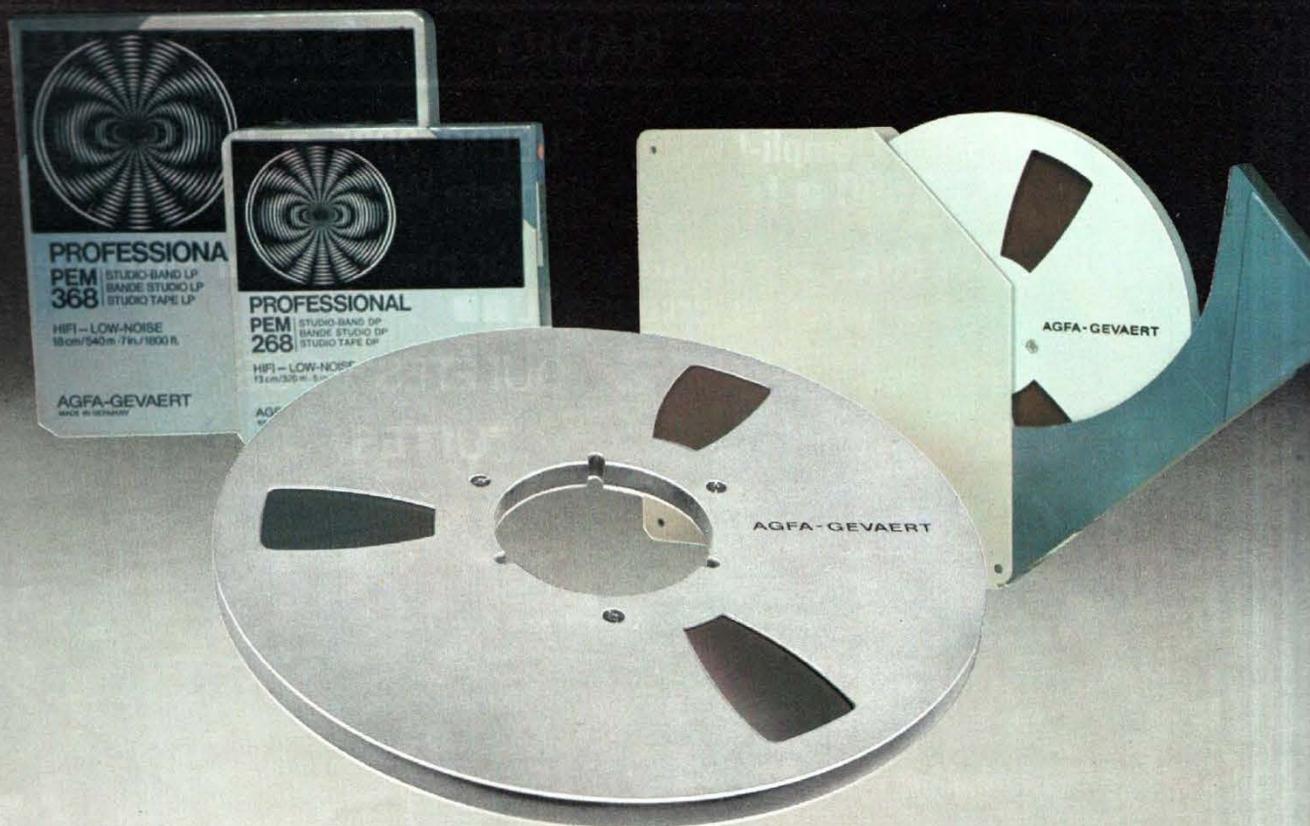
SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- **BANCS D'ESSAI :** L'ampli-tuner TANDBERG 2025 ■ L'ampli-tuner DIAGRAM SAT 3600 ■ La chaîne compacte WEGA KS 3341 ■■
- **RÉALISEZ :** Une étuve thermostatée ■ Un phasing ■ Un ensemble test pour la mise au point de circuits TTL ■■
- **NOTRE ENQUÊTE :** LECTEURS QUI ÊTES-VOUS?
- **NOS PETITES ANNONCES GRATUITES.**



SCOTT
Marque américaine de réputation mondiale

Des bandes "pros" pour les grands amateurs.



Chez soi, avec un magnétophone à bobines, on peut aujourd'hui enregistrer, copier, truquer, monter et mixer des documents sonores originaux presque aussi bien que dans un studio professionnel, si l'on utilise les bandes magnétiques Agfa "Professional PEM 368 et 268". Ces deux bandes haute fidélité, (l'une longue durée, l'autre

double durée) ont été optimisées pour les vitesses de défilement de 9,5 cm/sec. et 19 cm/sec. Naturellement performantes (faible bruit et haut niveau de modulation grâce surtout à un nouvel oxyde de fer), elles restituent aussi parfaitement, à ces deux vitesses, les aigus et ménagent les têtes de lecture. Elles ont

encore d'autres atouts : une couche dorsale mate qui améliore l'enroulement et prévient toute charge électrostatique. Elles existent chacune en bobine métal ou plastique et en trois diamètres : 13, 18 et 26,5 cm. Ceci pour satisfaire tous les magnétophones, ceux des professionnels comme ceux des amateurs.

AGFA-GEVAERT. Division Cinéma
et Communications Audiovisuelles



Tel. : 977.02.60.
92500 Rueil-Malmaison

AGFA-GEVAERT

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

B.F. - Technique générale - HiFi

	Page
● Le tuner-amplificateur DIAGRAM SAT 3600	103
● Le tuner-amplificateur TANDBERG 2025	108
● La chaîne WEGA KS 3341	122

Radio - Télévision - Technique générale

● Le téléviseur couleur SABA ultracolor	131
--	-----

Electronique technique générale

● Nouvelle technologie des composants	163
● Presse technique étrangère.....	174
● Les microprocesseurs.....	178
● Intermodulation dans le codage stéréo	187
● ABC - Les générateurs de fonctions.....	191
● Nouveaux circuits CMOS pour la télécommande des récepteurs TVC modernes.....	243
● Les diviseurs de fréquence : circuits de base.....	248

Réalisations

● Réalisez une étuve thermostatée.....	151
● Réalisation d'un phasing	155
● Un encodeur de clavier hexadécimal.....	167
● Réalisez cet oscilloscope : le TFOX1	211
● Réalisez un truqueur de voix	223
● Un tuner FM à affichage digital.....	227
● Un ensemble test pour la mise au point des circuits de logique TTL ..	236

Mesure service

● La mire électronique SiderOndyne 712.....	116
● Le multimètre digital SIMPSON 461.....	140

Journal des O.M.

● Un dipmètre simple et efficace	264
--	-----

Divers

● Informations - Nouveautés	99
● ERTEL 3 à MILAN	137
● Exposition internationale de Berlin	146
● Sélection de chaînes HiFi	254
● Courrier technique.....	259
● Petites annonces.....	266
● Notre sondage : lecteur qui êtes-vous ?	257

Copyright - 1977
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal : 4^e trimestre 77
 N° Editeur : 383
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

PUBLICITE

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITE

43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 285.04.46 (lignes groupées)

C.C.P. Paris 3793-60

LA DM.7 B.W

Aboutissement de recherches acoustiques
ayant mis en œuvre les moyens les plus
modernes

Une mise en phase parfaite des transducteurs, combinée avec l'absence totale de directivité de son nouveau tweeter sphéroïdal permettent à la DM7 la reconstitution authentique de l'espace sonore.

- Système deux voies plus radiateur passif.
- HP grave médium : BM220 acoustiquement couplé au diaphragme passif UBR220.



Relevé de mesures en acoustique d'appartement reconstitué.



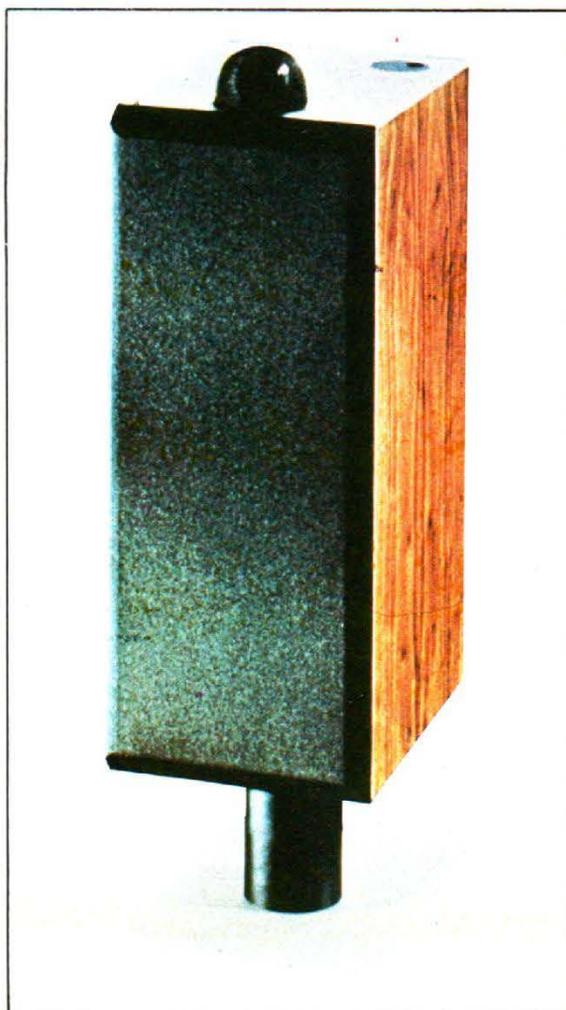
Ordinateur programmé qui synthétisera les caractéristiques optimales de l'enceinte.



Elaboration des prototypes d'approche.



Relevé de mesures en chambre sourde.



- Tweeter : type sphéroïdal TS26 décalé mise en phase correcte disposé au sommet de l'enceinte pour éviter les effets de bord.
- Filtre de répartition à 13 éléments du type LCR.
- Impédance : 8 ohms.
- Amplificateurs conseillés : 30 à 200 W.
- Dimensions : 90,3 x 27 x 36 cm. Poids : 30 kg.



Laboratoire complet de mesures.



Contrôle de chaque composant.



Filtres de répartition des fréquences.



L'équipe de John Bowers créatrice de la DM7.



Auditorium d'écoutes



Zone industrielle des Chanoux (parc industriel du Plateau d'Avron)
rue Louis-Ampère - 93330 Neuilly-s/Marne - tél. 935.97.86

...SHARP garantit le Son



Sincérité
Créativité

APSS

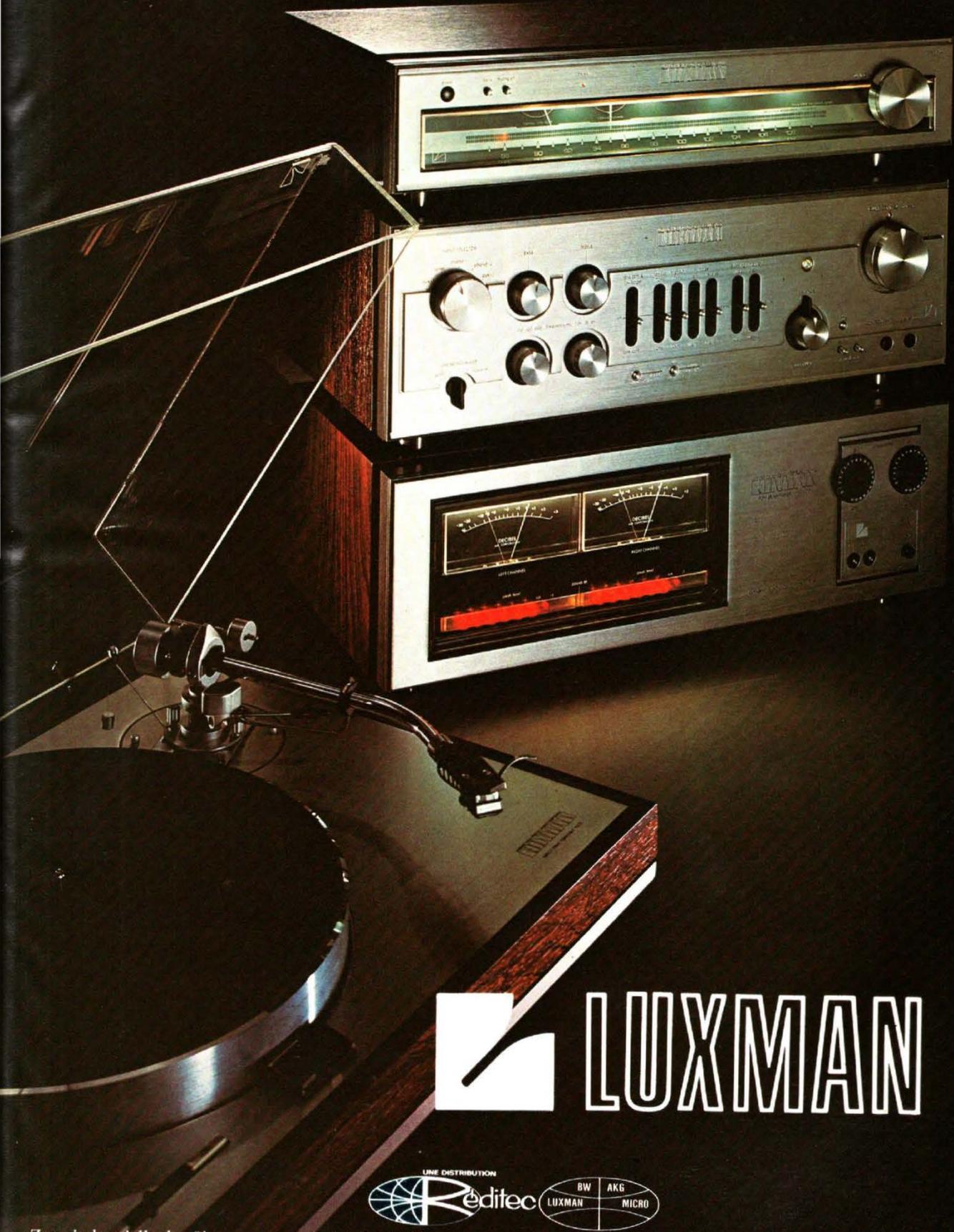


① - **SM 1400**. Ampli-préampli 2 x 35 W (RMS) **ST 1400**. Tuner stéréo GO-PO-FM - 1,6 μ V ② - **GF 8080**. Radio K7 Stéréo PO-GO-FM/FM stéréo - APSS (recherche automatique de programme) ③ - **GF 9090**. Radio K7 Stéréo PO-GO-FM/FM stéréo/OC - APSS; 2 x 4 W. FeCr/CrO2 normal par commutation - indicateur LCD du sens de déroulement K7 ④ - **RG 5350**. Auto-radio lecteur de K7 - PO-GO-FM/FM Stéréo-APSS - 2 x 7 W. ⑤ **RT 1155**. Magnéto K7 Stéréo - Chargement frontal - APSS ⑥ - **SG 320**. Combiné HiFi Stéréo 2 x 15 W (RMS) - PO-GO-FM/FM Stéréo/OC-APSS-CrO2 automatique. Livré avec 2 enceintes 3 voies.

Siège Zone ind. de Villemitan
rue Ampère 91320 WISSOUS
Tél. 011.52.70. Telex 600 631 F
Boîte postale 111

Agences : 18, place de la Daurade
31000 TOULOUSE. Tél. 21 25 00
231, av. J.-Jaurès - 69000 LYON
Tél. 72 68 08

SHARP
SHARP-FRANCE



PROGRAMME SYSTEM 5300



LABORATOIRE MODULAIRE
de **NORDMENDE**

Les racks peuvent être équipés en fonction et au fur et à mesure de vos besoins.

- | | | | |
|---|--------|---|--------|
| SV 01 Signal tracer 100 kHz - 1 kHz par touche - U 2 Vcc - Utilisable jusqu'à 30 MHz..... | 845 F | DZ 28 Compteur numérique. Fréquence maximum de mesure 99 MHz. Sensibilité réglable 5 mV - Résolution 1 Hz..... | 1642 F |
| NT 02 Alimentation double réglage de 0 à 20 V (0,4 A) et 1 tension indépendante de 5 V (1 A)..... | 1086 F | VT 29 Pré-diviseur 300 MHz. Sortie compatible TTL. Sensibilité < 10 mV eff..... | 1179 F |
| SO 10 Oscilloscope 10 MHz - 5 mV - Préampli à FET - Balayage de 0,5 µs à 5 mS/division. Déclenché ou relaxé..... | 1938 F | FS 31 Emetteur FM de 9,7 à 11,7 MHz et de 80 à 120 MHz. U sortie 500 mV/75 Ω. Atténuateur de sortie. Modulation FM 100 KHz..... | 1660 F |
| AM 20 Multimètre analogique. Zéro commutable en milieu d'échelle. Entrées séparées en U.I.R. 2 entrées de 50 MΩ. Bande passante en alt. 1 MHz. 100 mV à 1000 V en U et 30 mV à 1000 V en altern..... | 1407 F | FU 40 Générateur de fonctions de 0,02 Hz à 2 MHz. Signal sinus, rectangle et triangle. U sortie 10 Vcc. Offset réglable jusqu'à ± 5 V wobulable..... | 1592 F |
| DM 25 Multimètre numérique - 2 entrées 10 MΩ. Calibre 200 mV - Résolution 100 µV. 26 calibres de mesures. Zéro automatique..... | 2228 F | RG 41 Générateur de dents de scie. 0,01 Hz à 100 Hz (RG 41 L) fonction de sortie linéaire ou logarithmique..... | 642 F |
| | | Rack avec alimentation. 5300 | |
| | | 19" (438 mm)..... | 1407 F |
| | | Rack avec alimentation. 5300 C. 100mm. | 722 F |

DISTRIBUE PAR

RÉGION PARIS SUD

PENTASONIC

5, rue Maurice-Bourdet
75016 PARIS - Tél. 524.23.16

RÉGION PARIS NORD

dap
electronic

10, rue des Filles-du-Calvaire
75003 PARIS - Tél. 271.37.48

TAMON



IMPORTATEUR:

ECOSOUND S.A.: 187, rue P. Aeby
CH 1700 FRIBOURG
SUISSE

RECHERCHONS

Pour la FRANCE: – Un chef de vente
– Cinq Représentants

Pour la SUISSE: Un DISTRIBUTEUR EN
EXCLUSIVITÉ

Les candidats intéressés devront
envoyer un bref C.V. résumant
leur expérience dans ce domaine

informations & nouveautés

G.E.C. à l' « Electronic Display 77 »

A l'exposition Electronic Display 77, qui s'est tenue à Londres du 6 au 8 septembre, la société English Electric Valve Co Ltd a présenté son nouveau tube d'affichage de caractères à haute brillance, fonctionnant sur un nouveau principe donnant une luminosité jusqu'à 6852 Candela/m².

Ce tube est alimenté en 12 V et peut être fourni en différentes dimensions allant jusqu'à 63,5 cm de diagonale (25 pouces).

L'affichage est constitué de chiffres numériques ou de caractères spéciaux.

Le nouveau tube d'affichage de caractères à sept segments a un fonctionnement identique à un tube à rayons cathodiques. La face avant interne est recouverte d'un phosphore à haute luminosité et haut rendement qui est illuminé par un faisceau d'électrons provenant de la cathode.

Un masque à sept segments est placé entre la cathode et la face avant. Une tension négative de 5 V, appliquée à l'un des segments, arrête le passage des électrons. Un fil connecte chacun des segments avec l'extérieur, permettant une commutation externe. Il est très facile de commuter d'un caractère à un autre à des vitesses de quelques microsecondes, en faisant varier la tension de 5 V (avec une résistance d'entrée de 10 M Ω) à partir d'un circuit TTL.

Deux tailles sont couramment fabriquées : une de quatre pouces (101,6 mm) et une de huit pouces (203,2 mm). Ces tubes sont disponibles dans les phosphores standards de couleur blanche, rouge, bleue, jaune, verte.

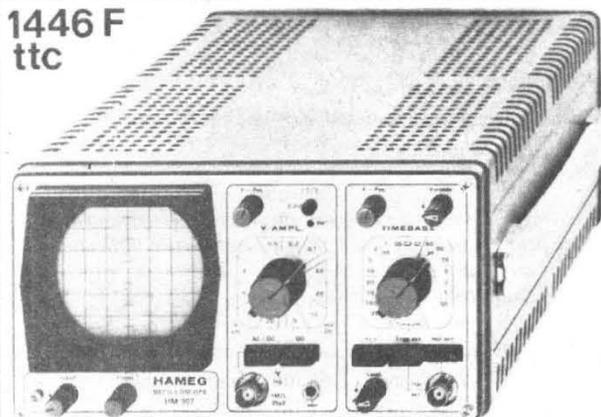
Des caractères autres que la configuration à sept segments peuvent être utilisés, et des exemples tels que la flèche de dégivrage et le signe piétons pour les feux de circulation routière ont été présentés sur le stand.

Une centrale d'alerte incendie pour les P M E

Le programme de protection contre l'incendie de Siemens s'est enrichi de la nouvelle centrale d'alerte incendie SRS 20. Elle convient parfaitement à la réalisation de systèmes avertisseurs d'incendie de petites et moyennes dimensions, utilisés par les entreprises industrielles, les entrepôts, les grands magasins, les administrations, les théâtres, etc. A cette centrale qui correspond aux directives de l'Association des assureurs allemands - Cologne, peuvent être raccordées, en fonction de l'extension, jusqu'à 21 lignes de commande et de signalisation, et chaque ligne de signalisation peut, selon le modèle des avertisseurs, desservir un maximum de 20 détecteurs d'incendie. Un tel réseau de signalisation permet de détecter précocement les foyers d'incendie et de les localiser avec précision, ce qui améliore les chances de lutter efficacement contre l'incendie et de limiter les dégâts matériels.

Dès la réception d'un signal d'incendie provenant d'un avertisseur à déclenchement manuel ou automatique par l'intermédiaire de la ligne de signalisation, la centrale alerte automatiquement les services-incendies locaux, voire les sapeurs-pompiers grâce à un avertisseur principal. Lorsque la centrale est équipée des modules correspondants, elle peut commander les dispositifs automatiques de lutte contre l'incendie, tels les conduits d'évacuation de la fumée et les portes coupe-feu et arrêter le matériel d'exploitation : ventilateurs, climatiseurs, machines, etc. Il est également possible de raccorder des tableaux parallèles pour répéter les informations de la centrale, ce qui permet de signaler les zones d'où émane l'alerte à d'autres postes tels les portiers, les concierges ou les accès réservés aux sapeurs-pompiers.

1446 F
ttc



HM 307

Le "Petit" à grande performance

Caractéristiques techniques

Amplificateur vertical
Bande passante 0 - 10 MHz (-3dB)
Sensibilité max. 5 mVcc/cm

Base de temps

Vitesse de balayage 0,2s/cm - 0,2 μ s/cm
Déclenchement int. ou ext., pos. ou nég.
autom. ou avec niveau réglable

Amplificateur horizontal

Bande passante 0,5Hz-1,2MHz
Sensibilité 0,75Vcc/cm

Divers

110, 127, 220, 237V \pm 10%
50-60Hz; 27W; complet stabil.
Masse 4,1 kg; avec étrier
Coffret 212x114x265mm

HAMEG 5-9, Av. de la République, 94 Villejuif, Tél. 7 26 35 44

Nouvelle distribution de matériel « Citizen Band »

La firme Musique et Diffusion française, importatrice des marques Pioneer, KLH et Ortophon, distribue la marque américaine de Citizen Band : SBE.

Deux modèles de talky walky portables sont importés, le premier d'une puissance de 3 W/1 W équipé de six canaux, le second de 2 W avec trois canaux. Egalement distribués, nous avons remarqué deux modèles de radio téléphone mobile, le Capri II d'une puissance de 3 W avec 5 canaux et le « Brute » de 3 W avec six canaux.

Il est à noter enfin que tous les accessoires complémentaires des « C-B » comme les antennes, micros, quartz, station de base, sont disponibles.

BIBLIOGRAPHIES

« Les joies de la Recherche », par Marcel LAPORTE (PLON Editeur)

Marcel LAPORTE, professeur honoraire à la Faculté des Sciences de Paris et ancien directeur du Laboratoire d'Electronique de l'Institut de Radium est l'inventeur, entre autres, du flash électronique (lumière blanche) et du repérage des canons par le son. Le livre qu'il nous présente aujourd'hui est à la fois une initiation à la Recherche, initiation faite à partir d'exemples historiques postérieurs au XVIII^e siècle. Le recul et l'ampleur de la période couverte – il est fait appel aux travaux des philosophes grecs – permettent à la fois de suivre les longs tâtonnements des premiers curieux de l'électricité et du magnétisme et aussi de faire apparaître les réussites et erreurs du cheminement de la pensée et du raisonnement scientifique ; la vérification expérimentale apparaît dans cette première partie comme essentielle à la bonne marche vers la découverte des phénomènes nouveaux et leur explication. Ce survol historique constitue la première étape pour initier le grand public, et principalement les jeunes, au mécanisme de la Recherche expérimentale.

Dans la deuxième partie du livre, le professeur Laporte, disciple et collaborateur des plus grands physiciens français d'entre les deux guerres, prend pour exemples cette fois ses travaux et ceux de ses élèves : ce qui nous amène à mieux comprendre l'auteur utilisant un langage simple et à la portée du plus grand nombre, de suivre un témoignage passionnant. L'adage : « En Recherche, il n'y a pas d'horaire », prend ici sa véritable signification, pas toujours bien comprise...

Le livre s'achève sur une évocation des problèmes et de l'avenir de la Recherche en France.

Un ouvrage à recommander à tous ceux qui ont l'esprit curieux et qui s'intéressent à l'électronique.

En vente : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Enregistrement magnétique des images de télévision en couleur par R. ASCHEN

Cet ouvrage, rédigé par le spécialiste réputé dans le domaine industriel et de l'enseignement, qu'est Monsieur Robert ASCHEN, initiera tous ses lecteurs aux particularités de la construction et de l'utilisation du magnétoscope, destiné à l'enregistrement et à la reproduction des images de télévision couleur, et noir et blanc. Ce livre peut être lu par des lecteurs de tous niveaux et sera précieux même à ceux qui ne possèdent pas de magnétoscope.

Extrait du sommaire :

Enregistrement – la tête vidéo – les mouvements des têtes et de la bande – Enregistrement couleur – système SECAM – Système PAL – Servomécanismes.

Un ouvrage de 96 pages, format 15 x 21,78 schémas et illustrations dont 5 en quadrichromie, sous couverture couleur.

En vente chez votre libraire habituel ou à la : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Montages électroniques divertissants et utiles par H. SCHREIBER

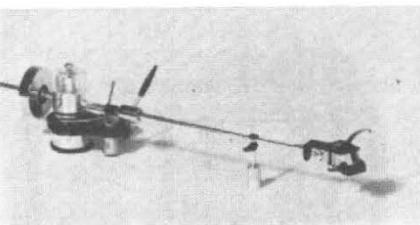
L'électronique de divertissement relève des applications plus ou moins inattendues, étonnantes et spectaculaires de l'électronique. Pourtant l'électronique est une science, plutôt sérieuse, imposante et respectable.

L'auteur de ce livre montre que l'un n'exclut pas l'autre, et qu'on peut très bien, tout en s'amusant, acquérir des connaissances précieuses et solides.

Il décrit, avec ce talent pédagogique qui a déterminé le succès de ses nombreux ouvrages, des montages simples, divertissants et néanmoins utiles, qu'il a lui-même réalisés. Et puisque l'auteur de ce livre est également renommé pour son souci du détail, vous n'aurez aucune difficulté à le suivre, dans la compréhension aussi bien que dans la réalisation des montages qu'il vous propose.

Un ouvrage de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 75 schémas et illustrations, couverture couleur pelliculée.

En vente chez votre libraire habituel ou à la : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

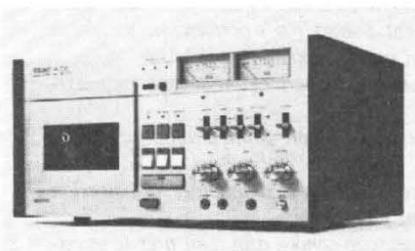


Bras de lecture Formula 4 Unipivot modèle PLS 4/D

Produit par la société anglaise Mayfare Ltd et distribué en France par Technology Resources, le Formula 4 a une longueur de 224 mm, un système de descente hydraulique. La force d'appui va de 0 g à 3 g. Par sa conception, la friction de pivotement est minimale (moins de 5 mg) et ce sur n'importe quel plan (mesure effectuée au niveau de la tête de lecture). Ce bras est adaptable à une large gamme de tables de lectures.

Le phasemètre numérique Eurelco 200 N

La société Eurelco a amélioré ce modèle en l'équipant d'un affichage du type 7 segments à diodes LED de 13 mm. Les circuits d'entrée ont également été réétudiés améliorant les performances de l'appareil aux bas niveaux. Les caractéristiques principales de l'appareil restent inchangées c'est-à-dire les gammes de fréquences allant de 10 Hz à 100 kHz, la dynamique des niveaux d'entrée de 30 mV à 300 V sans aucun réglage, la précision nominale 1°, la résolution de 0,1°.

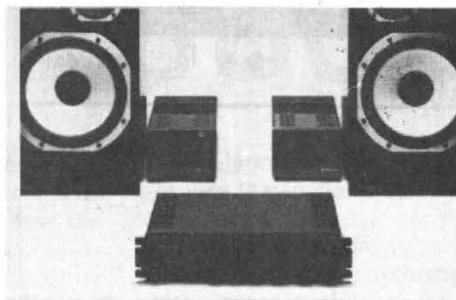


Nouveau magnétophone TEAC à Elcaset

Le modèle AL 700 est équipé de 3 têtes, de 3 moteurs, d'un entraînement de bande à double cabestan en boucle fermé. Les caractéristiques annoncées par le constructeur sont les suivantes : fluctuations de vitesse = 0,04 % (WRMS) - rapport signal/bruit = de 59 dB à 62 dB. Il faut noter que cet appareil est équipé des systèmes réducteurs de bruits Dolby et DBX, qu'il possède un réglage automatique de prémagnétisation et d'égalisation et enfin qu'il est possible d'intercaler des « blancs » à l'enregistrement et de le mettre en service programmé.

Nouvel ensemble Hifi Trio Kenwood

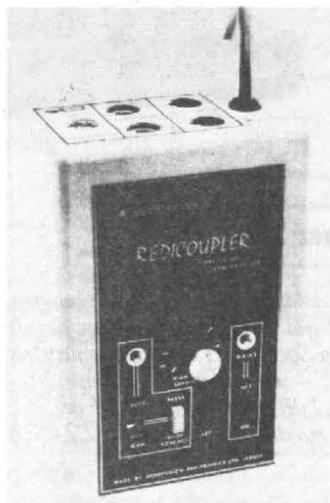
Basé sur le système d'amplification à transmission directe, cet ensemble se compose du préamplificateur de contrôle L07 C dont les circuits se trouvent sur un circuit imprimé plat, les deux canaux de part et d'autre disposés dans le sens du parcours du signal, de deux amplificateurs monophoniques L07 M d'une puissance de 150 W sur 8 Ω, entre 20 et 20 000 Hz (RMS) avec une distorsion harmonique totale de moins de 0,0008 % ! Enfin deux enceintes LS 990.



Un synchronisateur bande magnétique-diapositives

Cet appareil, importé par Aleph Acoustic, peut relier tout type de magnétophone à tout type de projecteur de diapositives muni de dispositif de commande à distance. Il fonctionne sur le principe de perception d'intervalles silencieux d'un minimum de 4 secondes sur la bande magnétique, c'est-à-dire qu'il change les diapositives automatiquement après quatre secondes de silence. Il n'y a pas besoin d'attendre que le bruit recommence. Le changement des diapositives est effectué pendant l'intervalle et non pendant le commentaire. Il possède également une commande manuelle.

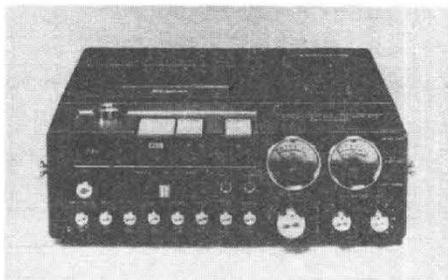
D'autres particularités consistent en des douilles pour la sortie à niveau élevé (tension supérieure à 4V), en supplément à celles pour la sortie à faible niveau (nominal 500 mV). Il y a une douille supplémentaire pour les deux niveaux. Alors, par exemple, si vous avez une audience assez large, un amplificateur et des haut-parleurs peuvent être branchés au faible niveau. Et de la même façon, un haut-parleur extérieur peut être branché au niveau élevé.



Magnétophone Technics à cassette portable HiFi

Cet appareil, le RS 686, possède trois têtes, 1 HPF pour la lecture/enregistrement, 1 super permalloy pour le monitoring et un double entrefer pour l'effacement. Il est équipé du système Dolby et de filtres MPX (19 kHz et 38 kHz). Nous avons remarqué également un limiteur, un filtre bas, un atténuateur micro, l'égalisation et la prémagnétisation séparées. Ses spécifications techniques sont les suivantes : la bande passante de 40 à 16 000 Hz (DIN), le pleurage et le scintillement de 0,07 %, le rapport signal sur bruit de 66 dB avec dolby.

Enfin ses dimensions sont de 243 x 77 x 200 mm, et son poids est de 2,8 kg sans piles.



Pioneer : des nouvelles gammes d'amplificateurs et de tuners

La gamme des nouveaux amplis comporte cinq modèles : le SA 5500 II d'une puissance de 2 x 20 W, le SA 6500 II de 2 x 42 W, le SA 7500 II de 2 x 69 W, le SA 8500 II de 2 x 82 W et enfin le SA 9500 de 1 x 113 W (les puissances sont annoncées par le constructeur selon la norme NFC 97420).

Point commun de tous ces modèles : une sélection qualitative rigoureuse des composants permettant d'atteindre un niveau de performances élevé : par exemple, les condensateurs utilisés sont pour bon nombre du type non inductif à pellicule métallisée (dans les étages d'entrée). Leurs caractéristiques de stabilité thermique et de réponse en fréquences sont très élevées. Par rapport aux électrolytiques, ils mettent un terme à la distorsion provoquée par la perte diélectrique et le courant de fuite.

On note également la présence de résistances à couche au chrome nickel vaporisé. Leurs tolérances très serrées et leur bruit très faible permettent d'obtenir des performances élevées aussi bien en réponses en fréquences qu'en distorsion ou en rapport signal/bruit.

La disposition repensée des divers circuits et des commandes permet une séparation maximale des deux canaux sur les modèles.

SA 8500 II et SA 9500 II. Chaque canal dispose de sa propre alimentation largement calculée.

La restitution des transitoires de fortes puissances s'en trouve améliorée, la distorsion est plus faible et les signaux les plus violents ne sont pas écrêtés.

De nombreux réglages permettent d'agir sur le message sonore afin d'en tirer le maximum, ainsi sur le SA 9500 II, il est possible de régler la capacité et l'impédance de l'entrée phono pour réaliser un parfait couplage du pré-ampli avec la cellule utilisée.

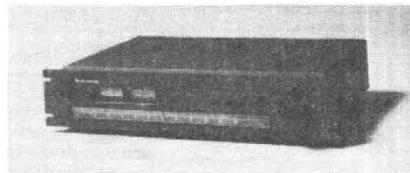
La gamme des nouveaux tuners comprend, quant à elle, quatre modèles : le TX 5500 II, le TX 6500 II, le TX 8500 II et le TX 9500 II.

De multiples innovations technologiques émaillent cette nouvelle série d'appareils. De nouveaux circuits intégrés mis au point spécialement pour Pioneer permettent d'améliorer la sensibilité tout en abaissant le taux de distorsion. Le rapport S/B a également progressé. Un commutateur bande large, bande étroite (TX 9599 II/TX 8500 II) permet de s'adapter aux conditions de réception les plus difficiles. Sur bande large, la bande passante du discriminateur est de ± 6 MHz. Un nouveau filtre (SAW) dans la section moyenne fréquence permet une réduction de la distorsion qui atteint une distorsion de 0,007 % à 1 kHz pour un rapport S/B de 77 dB. Un nouveau CI dans le décodeur multiplex permet l'annulation automatique du signal pilote FM.

Nouveau tuner Trio Kenwood L 07 T

Cet appareil fait partie de la nouvelle gamme HiFi dont le système d'amplification est à transmission directe. Le tuner L 07 T est un modèle exclusivement FM avec un rapport signal sur bruit de 75 dB (stéréo), et de 80 dB (mono). Sa sensibilité d'entrée FM est de 1,6 μ V.

Sa conception lui permet de s'intégrer parfaitement soit avec le modèle L 07 M, soit avec le L 09 M (préamplificateurs).



Une cellule magnétique stéréophonique chez ITT

La cellule magnétique stéréophonique 45 ME-7, à diamant conique (rayon 18 microns ± 2) est le premier modèle de la gamme de cellules ITT qui sont commercialisées depuis septembre 77 par la Division Diffusion Composants de la Société des Produits Industriels ITT. Les caractéristiques principales sont les suivantes : - une courbe de réponse 20 - 20 000 Hz ± 4 dB, la balance de canal à canal jusqu'à 2 dB à 1 000 Hz, 15 dB de 50 à 6 000 Hz, la force d'appui est de 1,5 g minimum et 3 g maximum, l'impédance 2,2 k Ω à 1 000 Hz.

LE TUNER-AMPLIFICATEUR



DIAGRAM SAT 3600

DIAGRAM, une nouvelle marque de reproduction audio. Les constructeurs français brillent sur le marché par leur absence, les grandes firmes font construire la plupart de leurs appareils à l'étranger, que ce soit au Japon ou ailleurs. Nous saluons ici une construction bien de chez nous, mais on peut se poser la question de savoir s'il est vraiment intéressant de produire, en France, compte tenu des prix de revient de la main-d'œuvre, un matériel de bas de gamme. A moins, évidemment de rationaliser la fabrication...

PRÉSENTATION

D'emblée, nous avons un appareil dont la présentation est satisfaisante. Classique tout de même avec une anodisation et des boutons d'aluminium. De part et d'autre deux poignées donnent un cachet professionnel au goût du jour... Les inscriptions sont en français, ce qui devrait faire plaisir à plus d'un amateur. L'aiguille

rouge vif se détache bien sur le fond du cadran. Le coffret lui-même a été réalisé en bois, un bois laqué de noir, propre, bien fini.

FONCTION

Première constatation, nous avons un tuner à trois gammes d'ondes, et, comme nous sommes en France, nous avons les

grandes ondes. Un bon point. La réception des ondes modulées en amplitude se fera sur un cadre interne. Un cadre installé à l'intérieur du coffret de bois. La sélection des gammes se fait par touches séparées des touches de fonction de l'amplificateur. Nous avons donc ici un amplificateur installé dans le bas de l'appareil et le tuner situé au-dessus. L'accord est obtenu par un condensateur variable entraîné par un câble. Le bouton de commande n'est pas équipé du traditionnel volant gyroscopique, c'est un inconvénient sur le plan psychologique, le volant donnant une impression de robustesse et de confort, on a l'impression, avec le volant, d'avoir quelque chose dans le tuner. D'autre part, ce bouton est, à notre avis, un peu trop près de la poignée qui gêne sa

manipulation. Un bon centimètre vers la gauche et ce serait parfait...

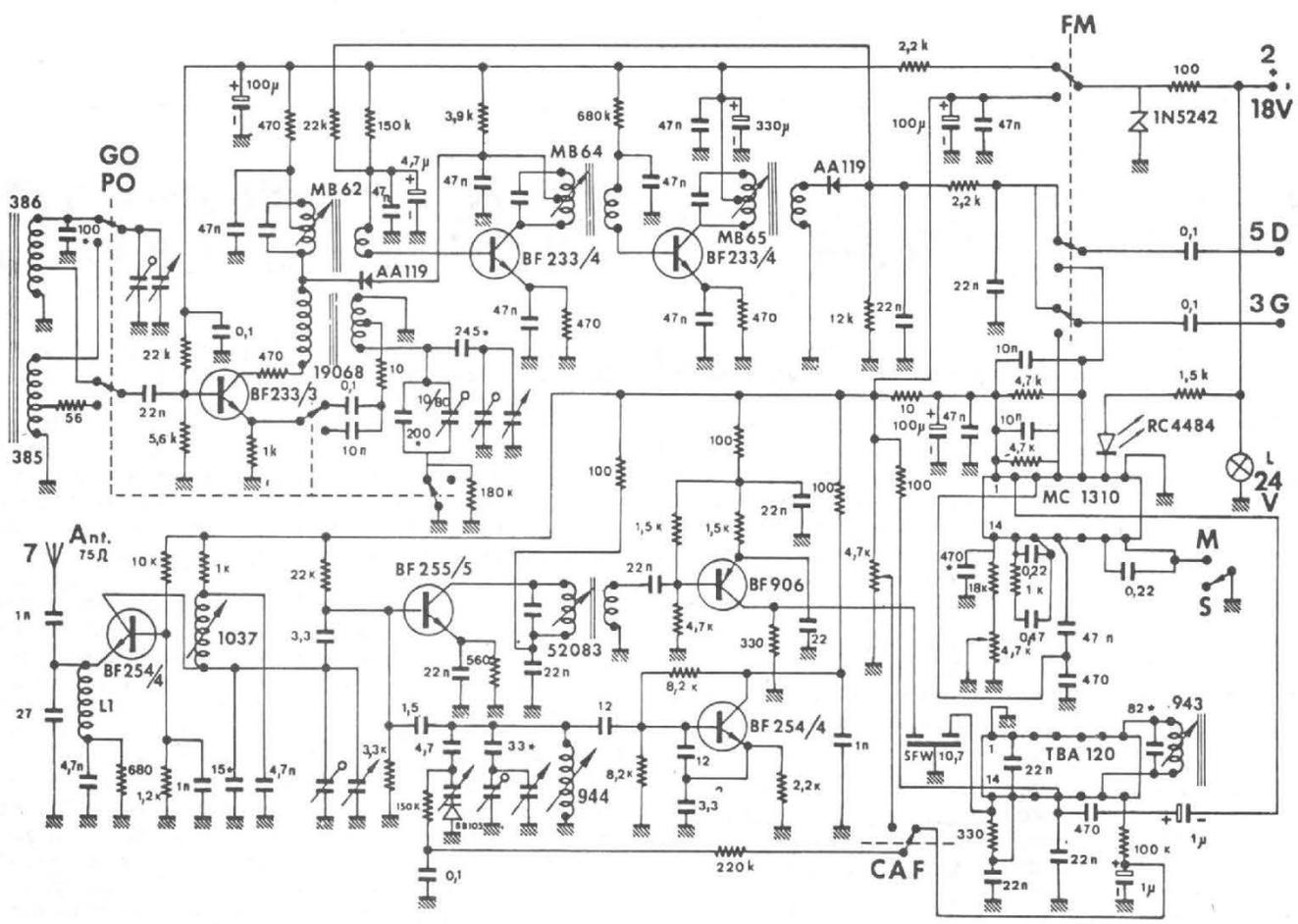
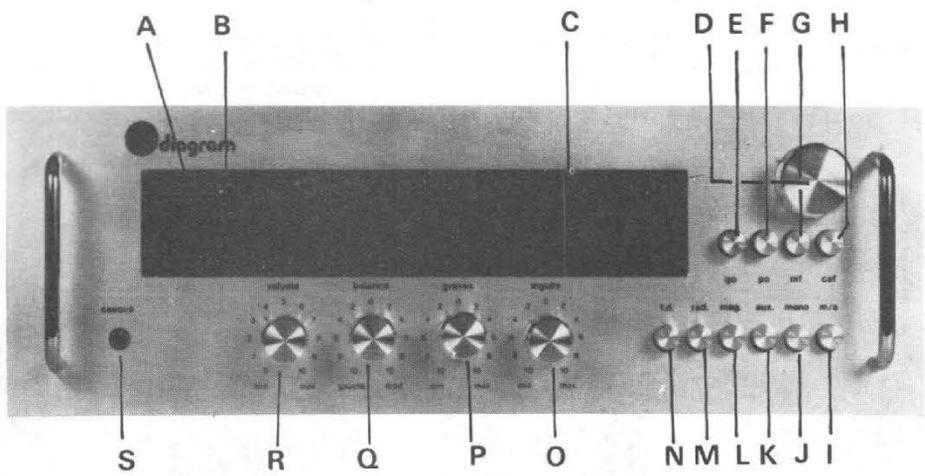
Une touche assure la commutation de la commande automatique de fréquence.

L'entrée MF se fait sur prise 75 Ohms, pas de prise pour antenne intérieure 300 Ω .

Côté ampli, nous avons un appareil simple. Commande de volume, de balance, de grave et d'aigu. Quatre entrées, radio, tourne-disques, magnétophone (et pas tape) auxiliaire, une dernière touche permet de passage en mono.

Les sorties et les entrées se font sur des prises DIN. Pour les haut-parleurs, nous avons quatre prises, deux pour des enceintes avant, deux pour des enceintes arrière, ces dernières serviront à créer un effet ambiophonique. Les inscriptions sont sérigraphiées sur

- Photo A :
- a) indicateur d'accord
 - b) voyant stéréo
 - c) aiguille indicatrice des stations
 - d) bouton de recherche des stations
 - e) touche MF
 - f) touche CAF
 - g) touche GO
 - h) touche PO
 - i) inter secteur
 - j) touche mono
 - k) entrée auxiliaire
 - l) entrée magnétophone
 - m) radio
 - n) tourne-disques
 - o) timbre, aigu
 - p) timbre, grave
 - q) balance
 - r) volume
 - s) prise casque



l'arrière, nous aurions aimé une sérigraphie un peu plus fournie, il y avait la place.

Les constructeurs japonais offrent un excellent exemple de ce qui peut se faire.

TECHNIQUE

Ampli-tuner = ampli plus tuner. C'est particulièrement vrai ici. Le tuner est un module qui semble avoir été conçu pour être vendu à part, la notice technique que nous avons reçue tend à le prouver.

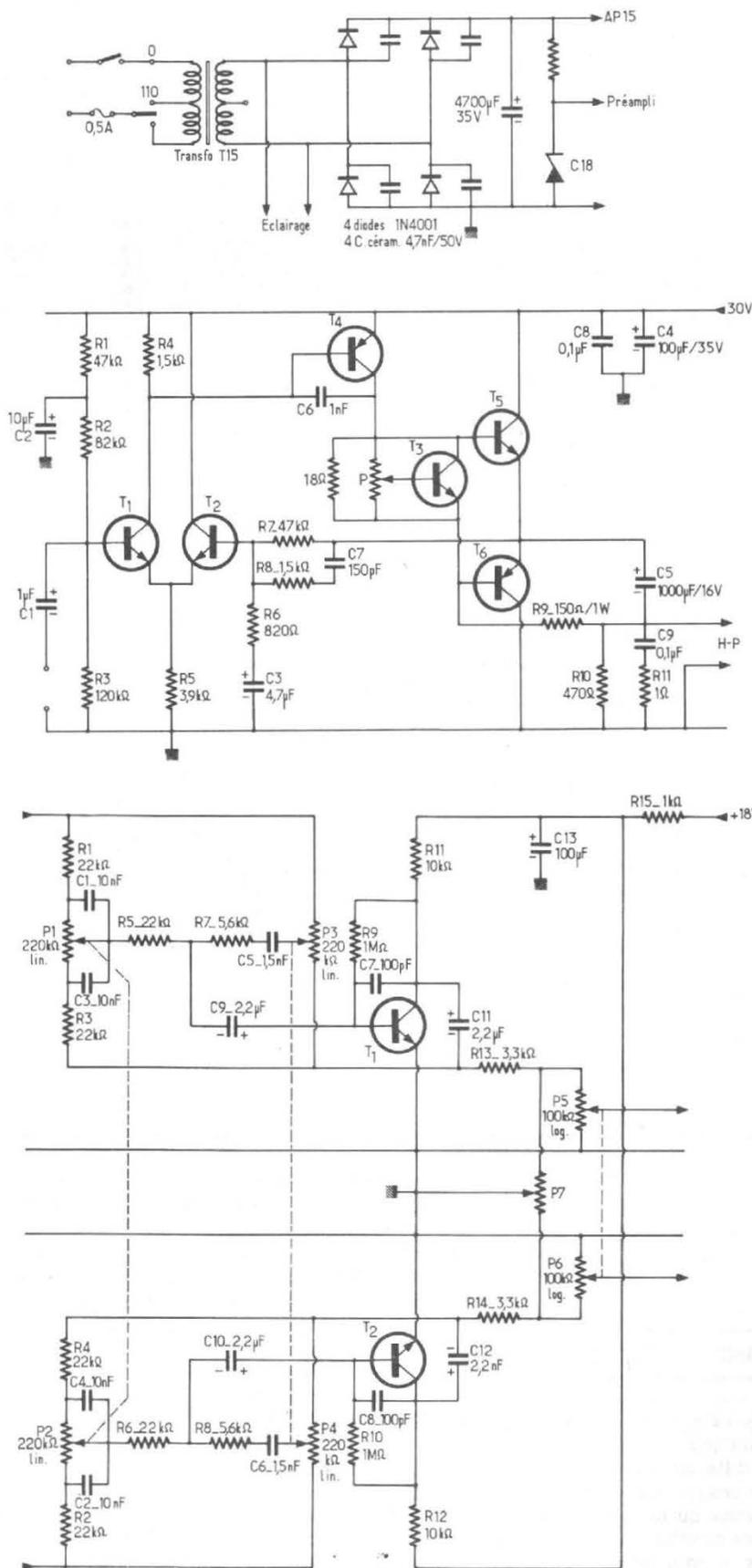
TUNER

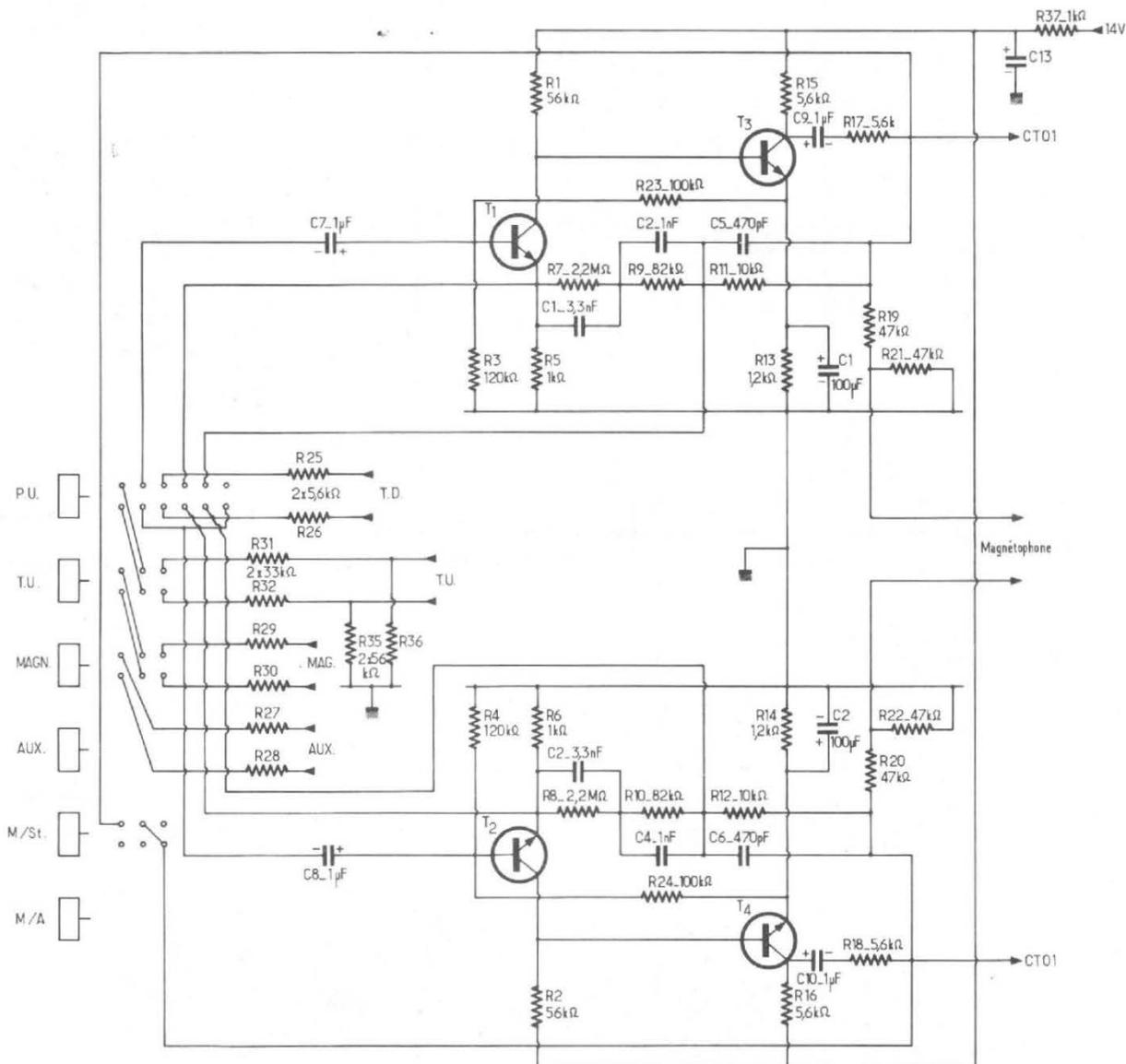
La section MF utilise des transistors bipolaires. Le premier étage est un étage à base commune à polarisation fixe. Le circuit accordé du collecteur l'est par un condensateur variable. L'oscillateur local est à collecteur commun avec circuit accordé sur la base, une formule fréquente lorsque les fréquences sont élevées. L'accord par condensateur est complété par un accord par diode commandée par la tension continue de sortie du discriminateur. L'amplificateur à fréquence intermédiaire est précédé d'un étage aperiodique chargé par un filtre céramique à plusieurs éléments, SFW 10,7. C'est un filtre présenté dans un boîtier métallique.

Le circuit intégré est un TBA 120, un classique du genre. Le décodeur est un autre classique puisqu'il s'agit du MC 1310 de Motorola. La diode LED représentée comme indicatrice de porteuse stéréo est remplacée par une ampoule qui illumine l'inscription « stéréo » de rouge.

L'absence de circuit de filtrage en sortie du décodeur imposera un filtrage au niveau du magnétophone. Les résidus de pilote et de sous-porteuse présents en sortie du décodeur risquent de provoquer des sifflements à l'enregistrement.

Le tuner MA possède trois transistors, il est donc réalisé simplement. Trois circuits





accordés FI, un étage oscillateur convertisseur. Ce que l'on peut trouver dans beaucoup d'appareils.

L'AMPLIFICATEUR

L'amplificateur de puissance est un modèle symétrique à entrée différentielle. Nous reprocherons ici l'économie de condensateur qui fait passer le courant de polarisation du driver dans le haut parleur. Ce courant continu provoque un

léger déplacement de la membrane du haut-parleur de grave causant une dissymétrie dans le déplacement à fort niveau d'entrée, donc une distorsion.

Le préamplificateur phono utilise deux transistors. Ce préampli est aussi utilisé pour l'entrée linéaire à niveau plus élevé. On modifie, par les touches le circuit de contre-réaction. Le circuit de sortie, non représenté ici comporte une prise de casque avec atténuateur incorporé. L'insertion du jack entraîne la déconnexion des enceintes.

Le circuit des enceintes auxi-

liaires permet de mettre en série deux enceintes qui seront branchées entre les deux points chauds des amplificateurs.

On entendra donc dans ces enceintes le signal différence.

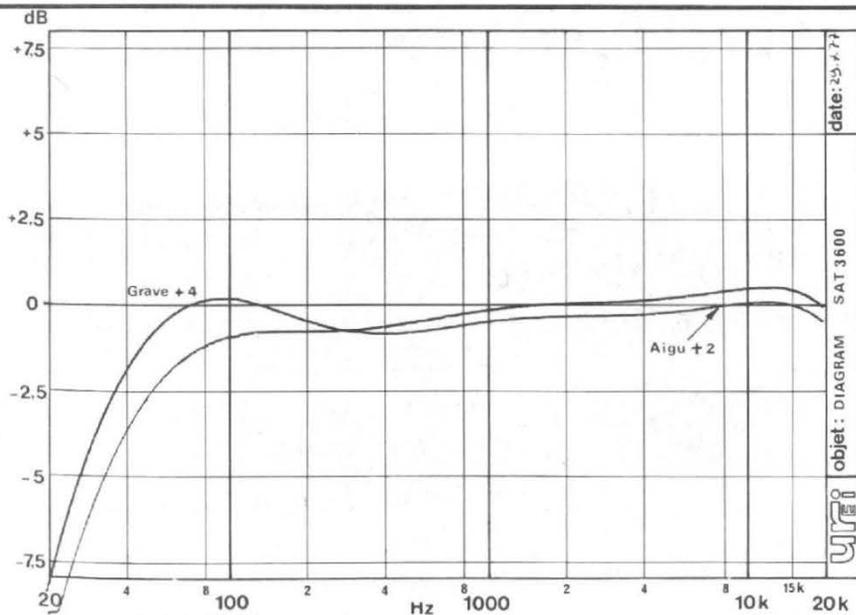
REALISATION

Le SAT 3 600 est constitué d'un module préamplificateur, d'un module tuner, de deux modules amplis de puissance et d'une alimentation. On note

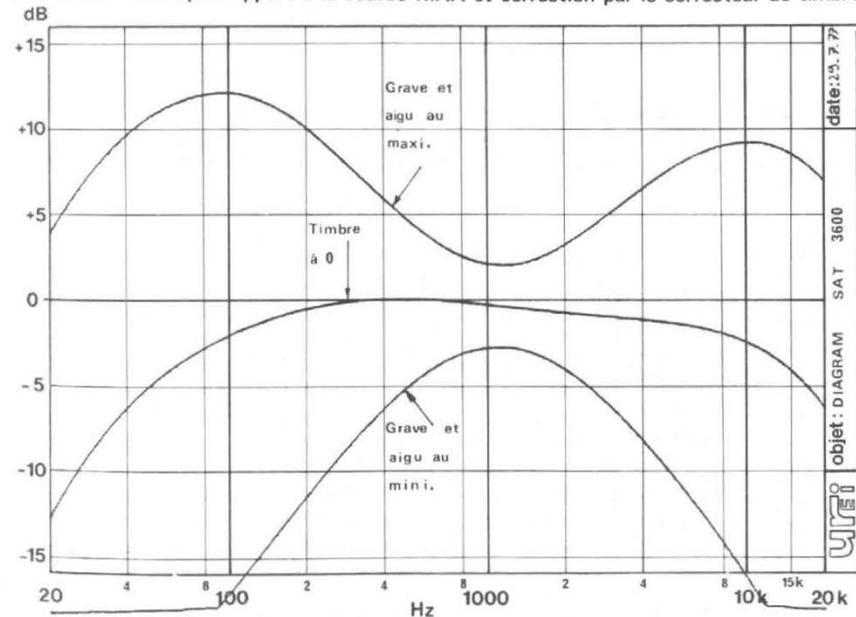
diverses origines pour les modules, des différences qui se remarquent par la couleur des circuits imprimés. Le câblage est classique, les prises et les circuits imprimés sont reliés ensemble par des faisceaux de câbles blindés, une méthode exigeant pas mal de main-d'œuvre et de préparation.

La qualité du travail est moyenne, une amélioration pourrait être obtenue par exemple en assurant une meilleure tenue mécanique des fils dans les trous des cosses.

Un meilleur ordonnance-



Courbe A. - Ecart par rapport à la courbe RIAA et correction par le correcteur de timbre.



Courbe B. - Courbe de réponse de l'amplificateur et action du correcteur grave/aigu.

ment des composants serait souhaitable, ne serait-ce que pour améliorer les interventions d'après-vente toujours possibles.

MESURES

La puissance de sortie sur 8 ohms est de 8,6 W par canal les deux canaux en service, et de 10,6 W une voie en service. Sur 4 Ohms, la différence de puissance n'est pas très importante. Nous avons mesuré 9,9 W les deux canaux en service et 10,9 W pour une seule voie.

Le taux de distorsion harmonique à 1 000 Hz est de 2,1 % à pleine puissance sur 4 Ohms et de 1,1 % à mi-puissance. Sur 8 Ohms, nous descendons au-dessous de 1 % avec 0,9 % à pleine puissance et 0,48 % à mi-puissance.

La sensibilité sur entrée auxiliaire est de 78 mV, la saturation est obtenue pour 770 mV, le rapport S/B est de 58 dB non pondéré.

Sur l'entrée phono, la sensibilité est de 2,4 mV et la saturation est atteinte à 22 mV. 81 000 Hz). Le rapport signal sur bruit est, pour 5 mV de sensibilité de 64 dB.

Le rapport signal sur bruit du tuner MF est supérieur à 63 dB, sa sensibilité est de 1,8 μ V.

La bande passante à faible puissance est donnée sur la courbe A, celle de l'entrée phono, avec échelle dilatée sur la courbe B.

CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR

Amplificateur :

Puissance par canal :
11 W/8 Ω , 15 W/4 Ω .

Taux de distorsion \leq 1 % à
11 W/8 Ω , 15 W/4 Ω .

Bande passante à 3 dB 20 Hz :
20 kHz.

Signal/Bruit \geq 46 dB.

Action des correcteurs :
- 50 Hz : + 10 dB, - 12 dB
- 10 kHz : + 8 dB, - 13 dB.

Sensibilité : PU Magnétique :
4 mV/47 k Ω - Auxiliaire :

300 mV - Magnétophone :
300 mV.

Sorties pour 2 enceintes
« ambiophoniques » supplé-
mentaires.

18 transistors, 5 diodes.

Tuner :

FM sensibilité \geq 2 μ V pour
(S + B)/B = 26 dB.

AM sensibilité

GO \geq 600 μ V/m

PO \geq 400 μ V/m.

Décodeur stéréophonique
multiplex à commutation auto-
matique séparation $>$ 26 dB.
Contrôle automatique de fré-
quence commutable.

Antenne FM 75 Ω

8 transistors, 3 diodes, 2 cir-
cuits intégrés.

Alimentation : 110/220 V.

Consommation 48 VA.

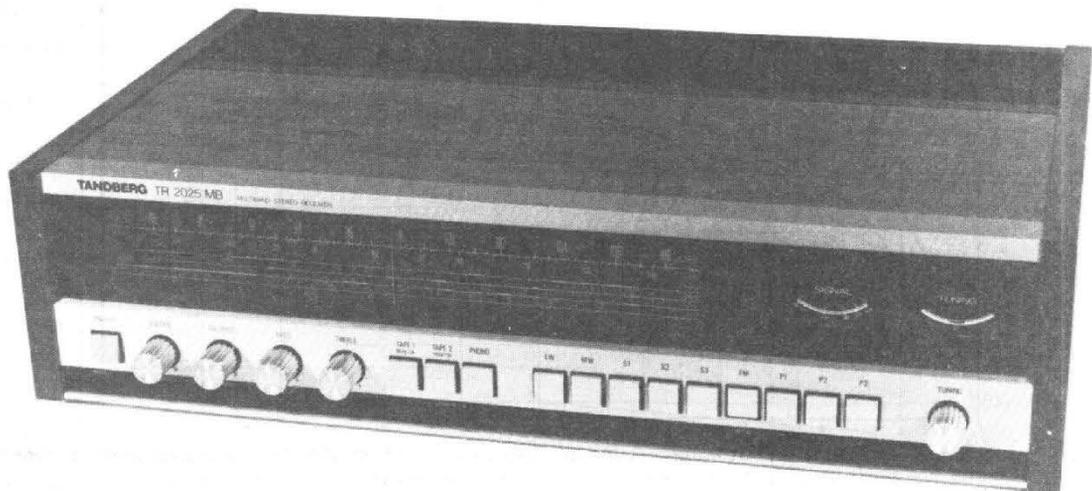
Dimensions : 280 x 420
x 145 mm.

Poids : 5,8 kg.

CONCLUSIONS

Nous avons avec le SAT 3 600 un appareil modeste destiné à la sonorisation de faible puissance. Des améliorations seraient souhaitées, particulièrement en ce qui concerne le respect des performances annoncées pour l'ampli. Belle présentation tout de même et notice en français, bon tuner.

LE TUNER AMPLIFICATEUR



TANDBERG 2025 MB

L'AMPLI-TUNER Tandberg nous vient de Norvège. Il est caractérisé par sa ligne que les connaisseurs reconnaîtront, une ligne que l'on retrouve tout au long de la gamme depuis quelques années. Le 2025 MB est un appareil d'un intérêt certain pour les amateurs d'écoutes lointaines. Nous avons en effet un tuner qui n'est pas limité à la modulation de fréquence et aux petites ondes mais possède, outre ces deux gammes, les grandes ondes et trois gammes d'ondes courtes, ces dernières couvrant la gamme de 3,3 à 30 MHz sans trou.

PRESENTATION

La photo donne une première idée de la présentation générale. Ce que vous ne pouvez voir, c'est que le cadran est bleu, un bleu qui cache presque complètement le cadran lorsque ce dernier est éteint. Tout s'illumine lorsque l'appareil est sous-tension. La façade est en aluminium anodisé laissé à sa couleur naturelle, un bandeau noir cache quelques commandes annexes, les flancs et la partie supérieure sont de vrai bois, pas du plastique simili-

bois alors que la grille arrière et supérieure est, elle aussi anodisée, de couleur noire cette fois.

Les boutons sont cannelés, ceux de l'amplificateur ont un index proéminent qui facilitera un repérage nocture. Les touches carrées coulissent dans un fourreau de matière plastique noire qui facilite le glissement et donne un toucher rassurant. Pas de frottement métal sur métal.

La face arrière est des plus simples, noire et sérigraphiée. Les prises sont toutes au standard DIN, nous n'avons pas ici de prises américaines.

FONCTIONS

La section MF possède trois stations pré réglées. Avec le cadran on pourra choisir la quatrième, un tuner MF particulièrement adapté aux utilisateurs de France. L'accord est obtenu par l'intermédiaire d'un bouton commandant un volant gyroscopique. D'où un confort certain de manipulation. Le contrôle d'accord est double, nous avons un indicateur de champ et un indicateur à zéro central. Les trois potentiomètres de pré réglage sont bien démultipliés, la recherche des stations est guidée par l'indicateur de champ qui se transforme en indicateur de fréquence lorsque les touches « preset » sont enfoncées. Une touche auxiliaire commande le silencieux interstations. La touche mono est commune à l'amplificateur et au tuner.

L'entrée se fait soit sur une antenne extérieure de 75 ohms, soit sur une antenne 300 ohms intérieure. Deux prises sont prévues.

Le tuner MA possède cinq gammes d'ondes, nous avons tout d'abord les ondes longues, les moyennes puis une gamme couvrant de 3,3 à 10 MHz. La seconde gammes d'OC couvre de 10 à 20 MHz et la dernière de 20 à 30 MHz. Les bandes sont repérées par un trait plus large sur les échelles graduées en MHz.

L'entrée pour ces ondes est une entrée normalisée DIN, deux broches rectangulaires, une verticale, une horizontale pour distinguer l'antenne de la terre. Nous n'avons pas ici de cadre ferrite. La section MA est suffisamment sophistiquée pour que l'appareil soit utilisé à partir d'une antenne externe.

L'amplificateur est suffisamment puissant pour attaquer toutes sortes d'enceintes, même celles à faible rendement. On peut adapter sur cet amplificateur des enceintes de 4 ou de 8 ohms. La sortie est prévue pour deux paires d'enceintes commutables par deux petits boutons du bandeau inférieur.

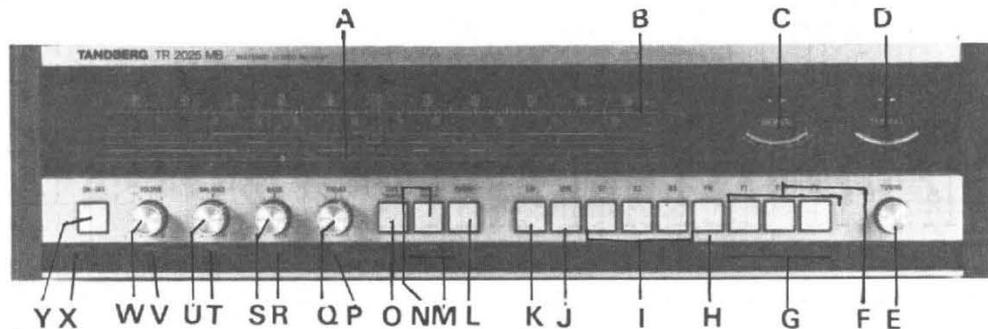
Un correcteur de timbre grave/aigu, deux filtres, un

Photo A :

- a) cadran à 6 échelles
- b) voyant stéréo
- c) indicateur de champ et de fréquence
- d) indicateur d'accord à zéro central

- e) bouton d'accord manuel
- f) touches des stations préréglées
- g) potentiomètres de préréglage
- h) touche MF
- i) touches OC
- j) touche PO
- k) touche GO
- l) touche phono
- m) sélecteur d'enceintes
- n) touche magnéto 1

- o) touche magnéto 2
- p) filtre passe-bas
- q) correcteur d'aigu
- r) filtre passe-haut
- s) correcteur de grave
- t) touche mono/stéréo
- u) balance
- v) correction physiologique
- w) volume
- x) prise casque jack
- y) touche marche/arrêt



passé-haut, un passé-bas, deux prises avec contrôle (monitoring) pour deux magnétophones, une entrée phono, tout cela est suffisant pour satisfaire les besoins normaux d'un amateur de musique. Après, il y aura d'autres appareils. Donc, un ensemble très homogène, sans gadgets inutiles.

ETUDE TECHNIQUE

Section MF

L'accord est obtenu par des diodes varicaps doubles BB 204 qui reçoivent leur tension d'accord des potentiomètres de préréglage. La tension d'accord est envoyée vers l'indicateur de champ par R 244 lorsque les touches de présélection sont en service. Le signal HF arrive sur un transistor MOS à double porte. Q 104 applique sur la seconde porte une tension de commande automatique de gain. Le mélangeur est également à transistor à effet de champ, une porte reçoit la tension HF alors que la seconde reçoit la tension de l'oscillateur local.

L'accord de ce dernier se fait d'une part par le circuit de CAF qui agit sur la tension de l'une des anodes. La CAF n'agit que sur une diode. Le premier amplificateur Fi est un circuit intégré HF de la première génération puisqu'il s'agit d'un μA 703, un circuit de Fairchild que l'on ne rencontre plus

beaucoup. Il est monté en amplificateur apériodique et attaque un premier filtre céramique. Il est chargé par un second circuit intégré. Le circuit μA 703 numéro 2 (U 202) est suivi de deux filtres céramiques en série. Nous trouvons alors un circuit intégré aux fonctions multiples qui se charge de l'amplification FI, de la démodulation en quadrature, de la commande automatique de fréquence, du silencieux. La sortie de CAF commande le transistor Q 201 qui amplifie et décale la tension de CAF.

Le décodage des émissions stéréophoniques multiplex est confié à un circuit intégré TCA 4500, sur l'appareil que nous avons eu, il s'agit d'un MC 1310 L. Ces circuits intégrés fonctionnent suivant le système à boucle de phase asservie. A la sortie du circuit, nous avons des filtres réjecteurs éliminant les résidus de décodage multiplex. Après le circuit LC, nous avons un filtre actif passe-bas.

Tuner MA

Plusieurs particularités sont à remarquer dans cette section. Les circuits accordés sont suffisamment nombreux pour assurer une bonne sélectivité. Nous avons 4 circuits accordés pour la partie FI, un circuit à l'entrée, un à la sortie de l'ampli HF. Ce dernier est équipé d'un transistor à effet de champ à double porte, l'une des portes reçoit la tension de commande automatique de gain.

La commutation des circuits de sortie de l'ampli HF est effectuée par des diodes utilisées en commutation. Pour le primaire, les commutations sont conventionnelles.

L'oscillateur est suivi d'un étage adaptateur d'impédance qui évite de le charger. Le mélangeur utilisé n'est pas non plus très classique puisque nous avons ici un mélangeur à diodes. L'amplificateur FI est à trois étages, le second reçoit la tension de commande automatique de gain. La CAG est obtenue par un étage spécial Q 304 qui détecte la tension HF à la sortie du second étage FI. le circuit de détection de la modulation d'amplitude est suivi d'une série de filtres RC, filtres passe-bas et filtre réjecteur en double T (9 kHz). Les tensions audio sont alors transmises par diodes de commutation CR 306 et 307. Les tensions MF arrivent par CR 802 et CR 803.

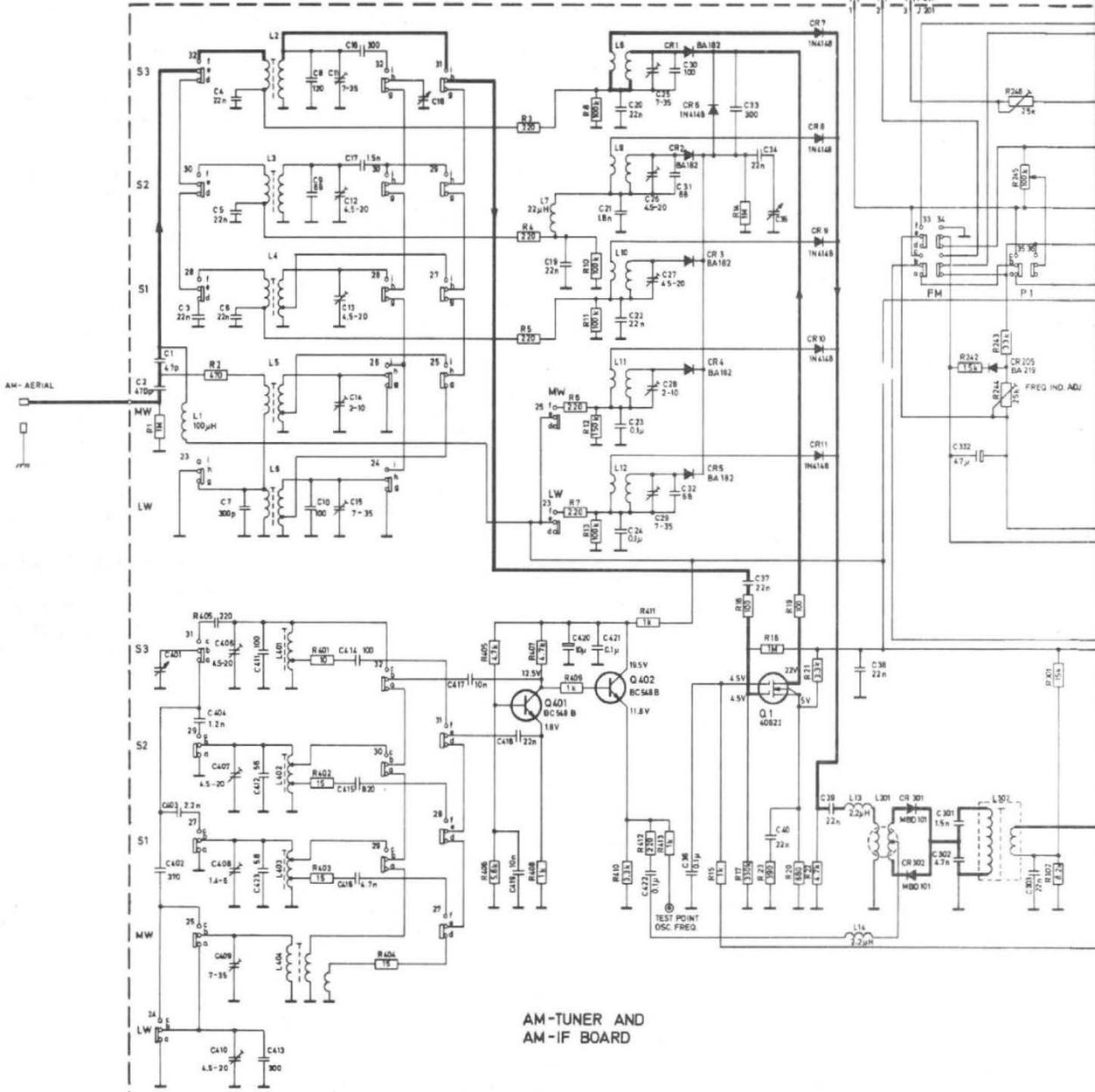
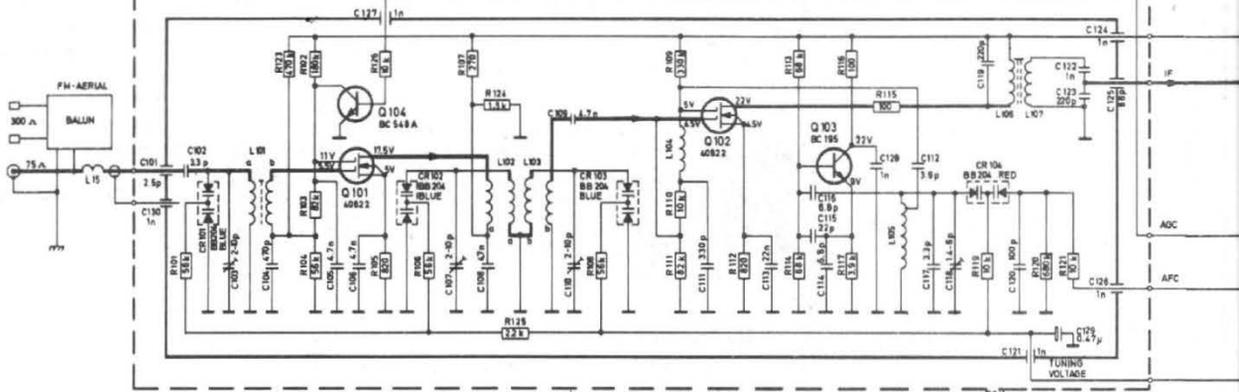
SECTION AUDIO

Le préamplificateur RIAA est constitué à partir de transistors à faible bruit d'un type classique, la tension d'alimentation n'a pas été exagérément gonflée, ce qui n'empêche pas au préamplificateur d'admettre une tension supérieure à 60 mV (à 1 000 Hz). Comme le gain du préamplificateur RIAA

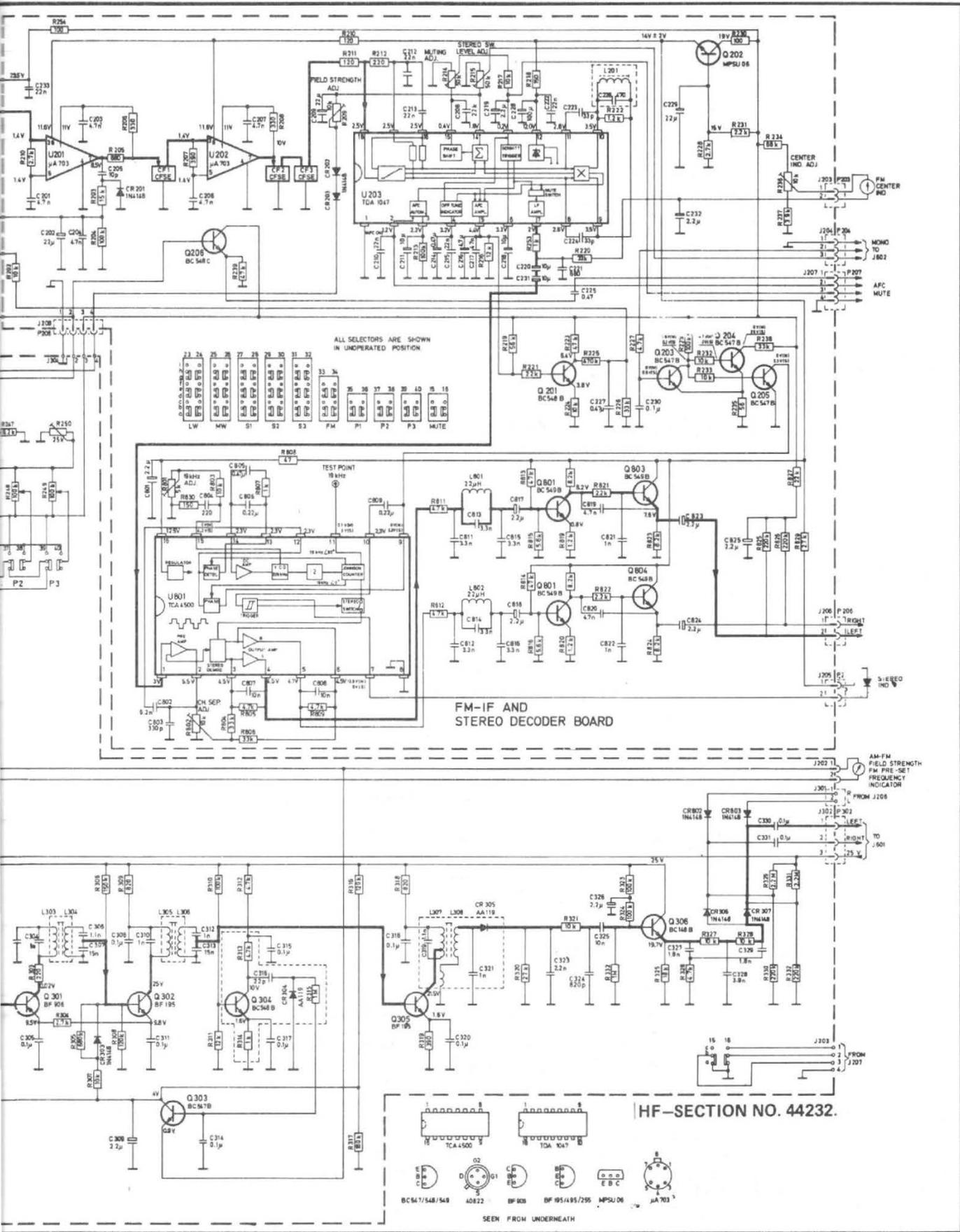
diminue lorsque la fréquence augmente, nous aurons une tension de saturation supérieure pour des fréquences plus élevées. Les signaux phono sont transmis par des commutateurs classiques. Q 601 sert d'adaptateur pour les sorties d'enregistrement. La fonction « contrôle bande » est obtenue par commutation classique par contacts. Le potentiomètre de volume est doté d'une correction physiologique commutable (la commutation est obligatoire d'après les normes HiFi françaises). Le correcteur de timbre est conçu suivant un modèle classique. Correcteur symétrique, potentiomètres linéaires. Le correcteur est suivi d'un filtre actif à deux actions, par commutation des éléments réactifs, on aura soit un filtre passe-bas, soit un passe-haut, soit un passe-bande ayant une pente de 12 dB par octave.

L'amplificateur de puissance est à symétrie complémentaire et à liaison sans condensateur. La protection électronique intervient en fonction du courant dans les résistances d'émetteur par Q 709 et 711, elle tient aussi compte de la tension de sortie par les transistors Q 715 et Q 713. La stabilisation thermique est assurée par un transistor, l'étage d'entrée est différentiel, le constructeur utilise un transistor symétrique, qui est pratiquement le seul composant qui soit manifestement d'origine japonaise. L'alimentation du circuit de puissance est symé-

FM-TUNER BOARD

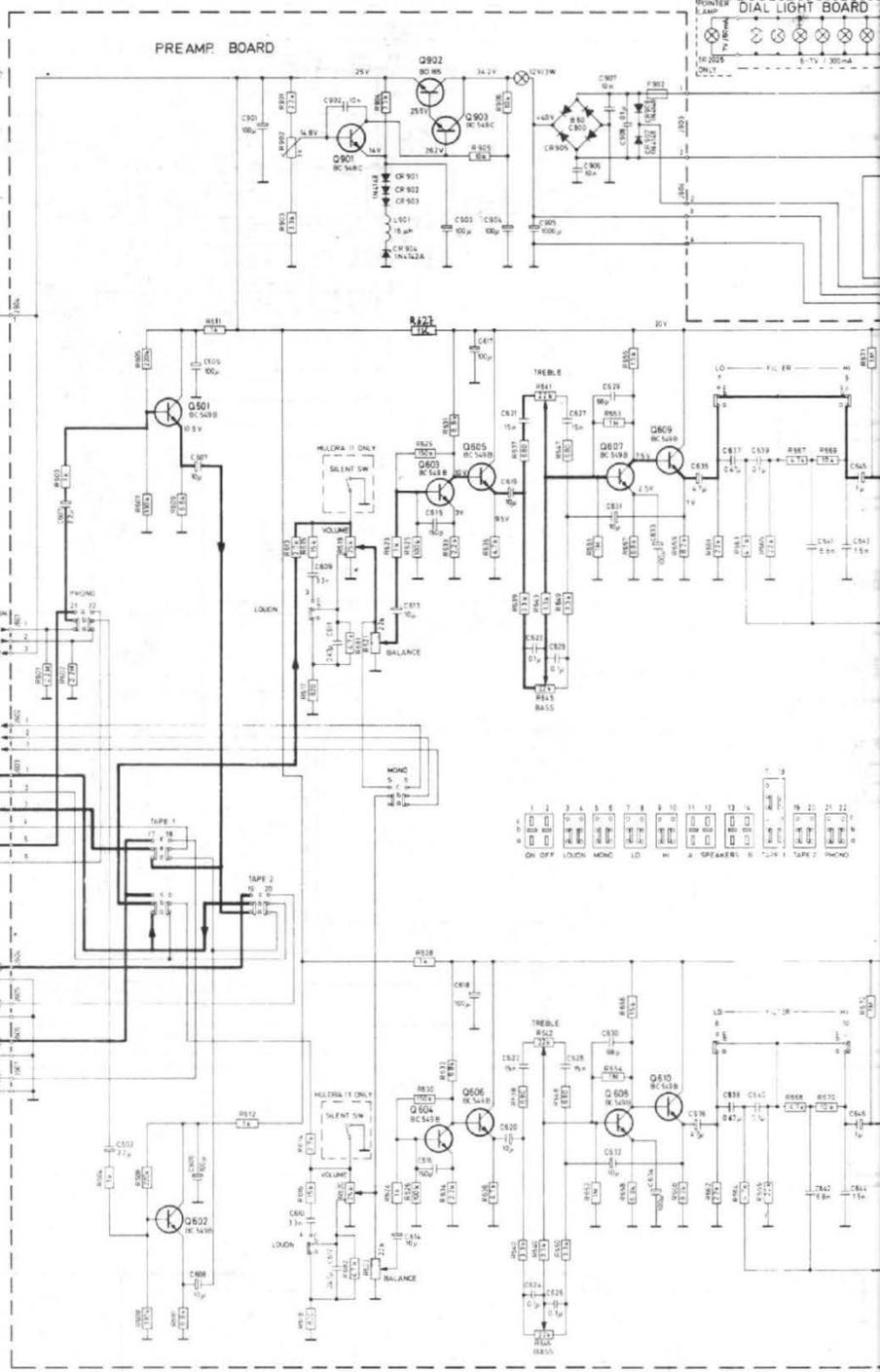
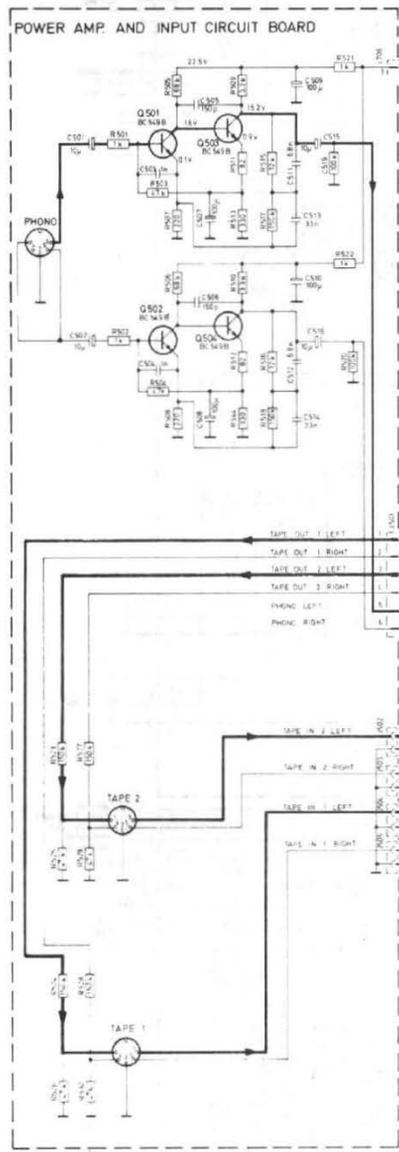


AM-TUNER AND AM-IF BOARD





SEEN FROM UNDERNEATH



trique, nous avons une alimentation annexe stabilisée pour l'électronique de bas niveau.

Un circuit de protection électronique « tâte » la tension des enceintes et détecte la présence d'une tension continue. Si la tension est positive, c'est Q 771 qui intervient, si elle est négative, c'est Q 772. Le

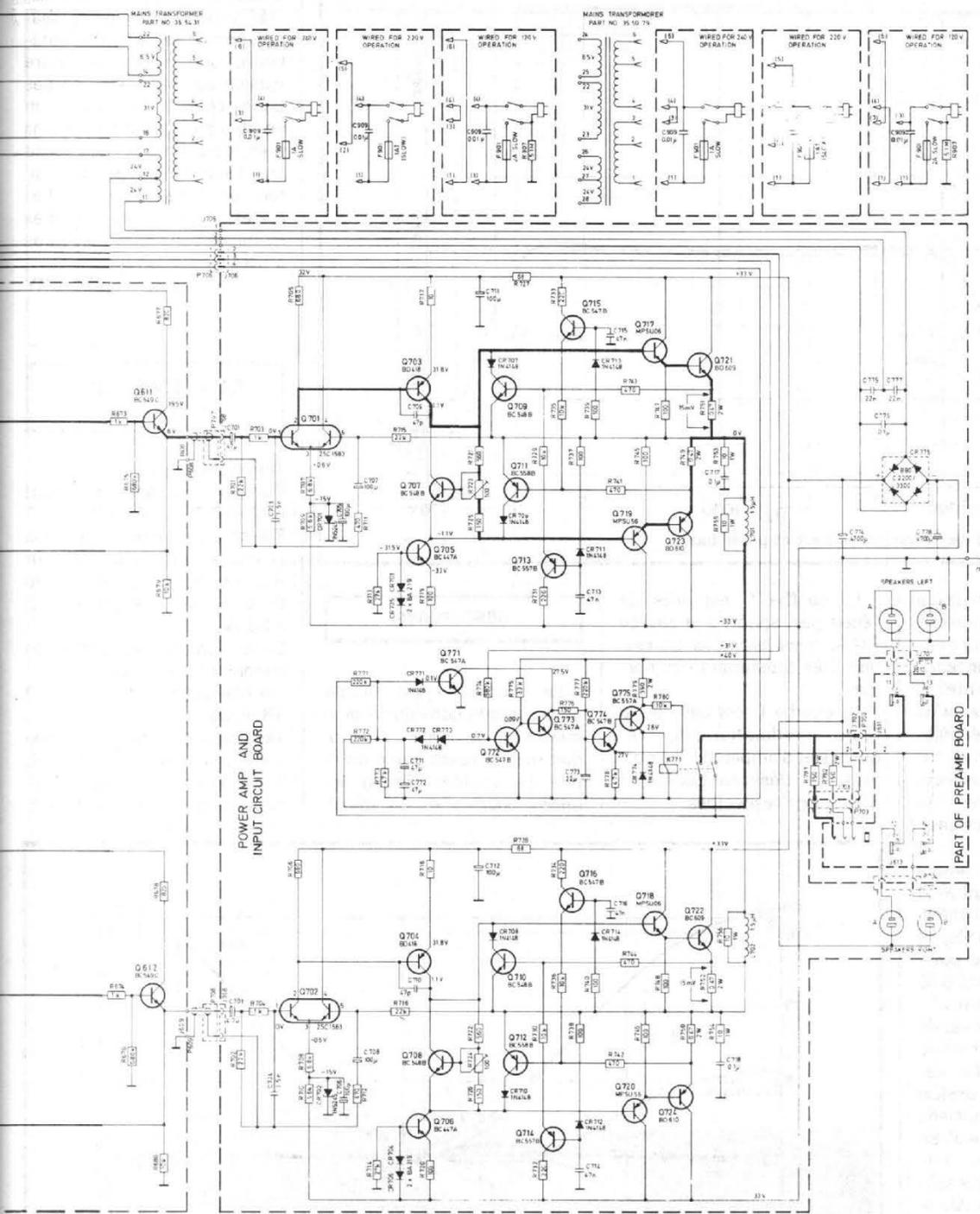
relais coupe si nécessaire le fil allant des amplificateurs aux prises des enceintes. Le disjoncteur électronique est du type sans verrouillage, le réarmement est automatique au bout d'un laps de temps assez court. Le relais sert aussi de temporisateur pour ne brancher les haut-parleurs qu'après l'établissement du point de

fonctionnement (suppression des bruits dans le haut-parleur à la mise en route).

RÉALISATION

Comme pour tout ce que fabrique Tandberg, nous avons une réalisation d'un niveau de

qualité irréprochable : l'appareil a fonctionné dès sa mise sous tension et à la perfection nous l'avions prévu. Le câblage est extrêmement soigné, les composants soigneusement disposés, les liaisons entre les circuits sont confiées à des câbles terminés par des connecteurs. Les transistors de puissance, en boîtier plastique



sont reliés au circuit par connecteurs, leur changement sera donc très facile, si les nombreuses sécurités venaient à être prises en défaut.

L'accès aux composants est facile, le capot supérieur et la plaque inférieure donnent accès aux deux faces du circuit imprimé. Le repérage est bien assuré.

MESURES

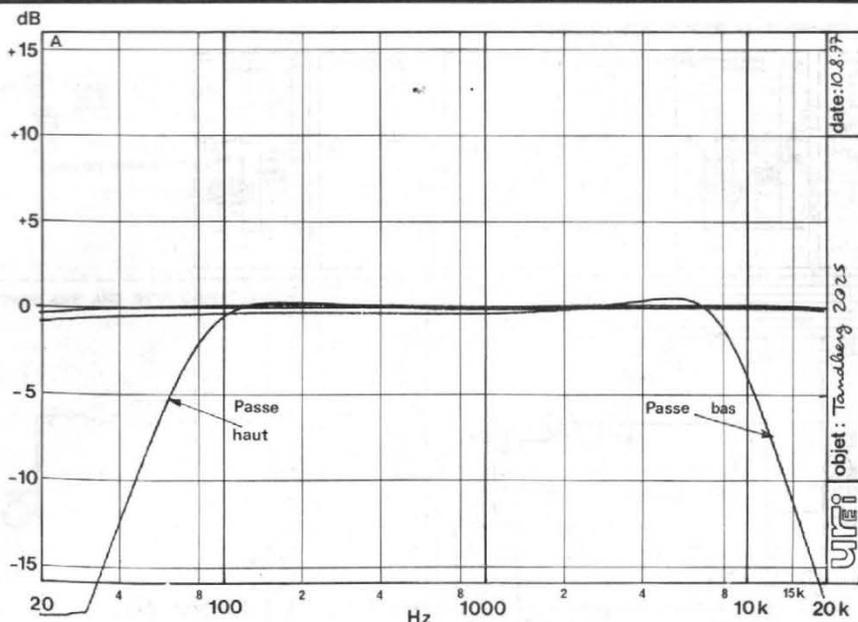
La puissance de sortie mesurée à 1 000 Hz est de 35, 3 W sur 8 ohms les deux canaux chargés, elle passe à 43,5 W par canal, les deux canaux chargés et sur 4 ohms. Un seul canal en service, nous obtenons 42,8 W sur 8 ohms

et 57,8 W sur 4 ohms. L'amplificateur du 2025 sera capable d'absorber les pointes de puissance instantanées importantes.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,6 mV et la saturation intervient à 64 mV. Sur l'entrée magnétophone, nous avons une sensibilité de 180 mV pour une tension de

saturation supérieure à 3 V. Le rapport signal sur bruit de l'entrée phono pour une sensibilité de 5 mV est de 77 dB, c'est excellent. Sur l'entrée magnétophone, nous avons 93 dB.

Le taux de distorsion harmonique est très bon, 0,055 % à 1 000 Hz, pleine puissance sur 8 ohms, 0,04 à mi-puissance,



Courbe de réponse des filtres passe-haut et passe-bas.

0,07 % sur 4 ohms et pleine puissance et 0,042 % à mi-puissance.

A 40 Hz la distorsion augmente très légèrement, 0,06 % et à 10 000 Hz, nous avons 0,13 % à pleine puissance sur 8 ohms, 0,1 % sur 4 ohms et, à mi-puissance, nous avons pratiquement la même distorsion pour les deux voies, 0,075 %.

Le taux de distorsion d'intermodulation est de 0,09 % à pleine puissance sur 8 ohms, 0,075 % à mi-puissance, il passe à 0,1 % à pleine puissance sur 4 ohms et à 0,08 % à mi-puissance sur 4 ohms.

La sensibilité du tuner est de 0,9 μ V sur l'entrée 75 ohms, la suppression du souffle est obtenue pour une tension d'entrée de 2 μ V, le silencieux agit pratiquement à ce seuil. En stéréo la suppression du souffle est obtenue pour une tension d'entrée de 100 μ V, le décodage commence à 10 μ V.

La courbe A donne la réponse des filtres, on voit leur efficacité importante une fois dépassée la fréquence de coupure.

La courbe B donne l'efficacité des correcteurs de timbre : on note, pour l'aigu, une efficacité importante dans la fin du parcours. L'interaction entre les potentiomètres est très faible.

La courbe C est celle de l'écart par rapport à la courbe RIAA, nous avons ici un respect très satisfaisant des normes.

La courbe D est celle de la radio, modulation de fréquence et d'amplitude, les normes de désaccentuation à 50 μ s sont respectées.

CONCLUSIONS

La conclusion est simple, nous sommes convaincus de la qualité de ce produit, un produit qui s'adresse à une clientèle particulière aimant les ondes courtes et ne dédai-

gnant pas pour autant les qualités musicales de la modulation de fréquence. Nous signalerons qu'il existe une autre version ne disposant pas des ondes courtes mais ayant un nombre plus grand de stations pré-réglées. Un classique qui ne craint pas la concurrence ; au fait, en existe-t-il une ? Les ondes courtes en gammes multiples sont tellement rares à présent sur les tuners.

Etienne LEMERY

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Ampli-préampli

Puissance de sortie : suivant DIN 45500 : 2 x 40 W

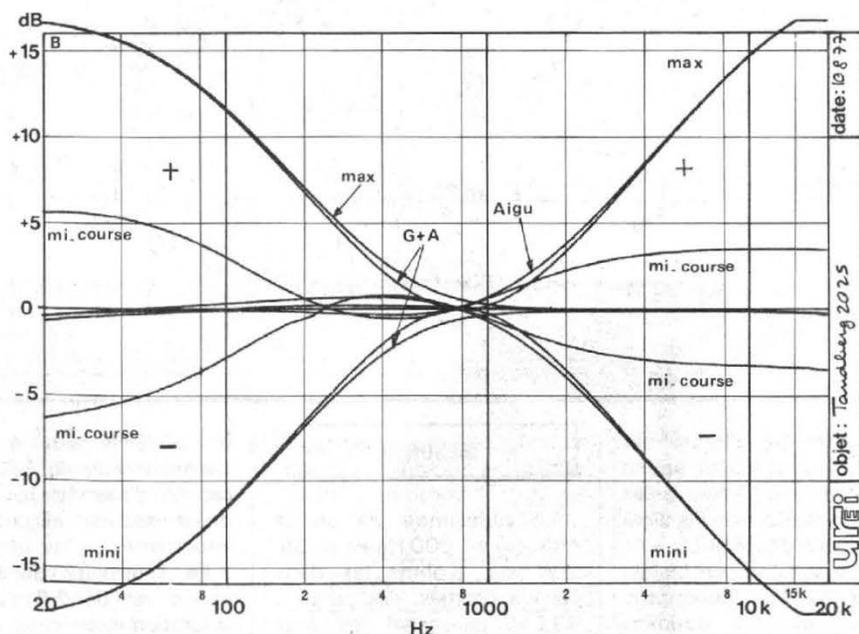
Puissance continue, les deux canaux en service à 1 kHz sur 4 ohms et pour moins de 0,15 % de distorsion : 2 x 38 W

Sur 8 ohms, 2 x 30 W dans les conditions ci-dessus.

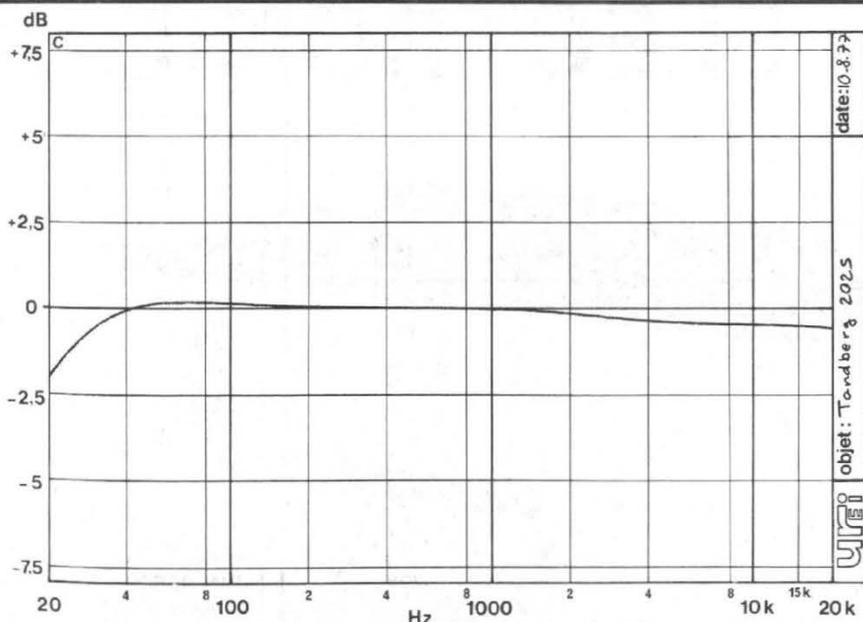
Impédance de charge : 4 à 16 ohms

Taux de distorsion harmonique sur 8 ohms moins de 0,15 %

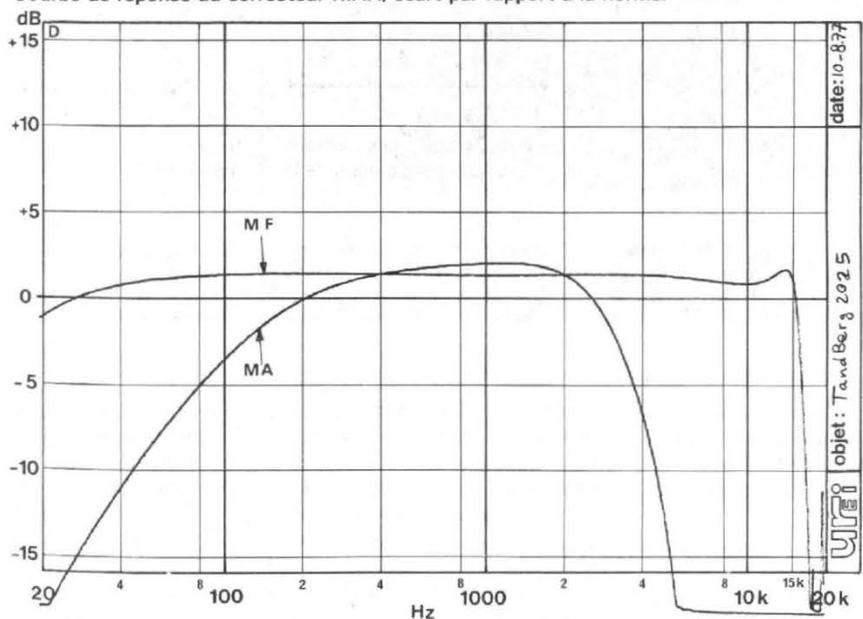
Taux de distorsion par intermodulation ; moins de 0,15 %



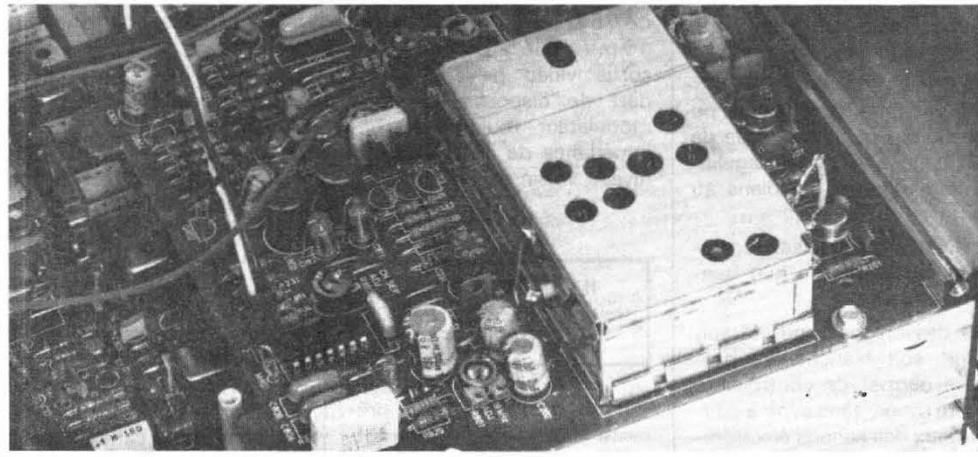
Efficacité du correcteur d'aigu et du filtre subsonique. Belle régularité de la progression dans la correction.



Courbe de réponse du correcteur RIAA, écart par rapport à la norme.



Courbe de réponse en fréquence de la section radio.



Facteur d'amortissement : 50 sur 8 ohms
 Filtre passe-haut : -3 dB à 70 Hz, 12 dB/octave
 Filtre passe-bas : -3 dB à 8 kHz, 12 dB/octave
 Séparation des canaux : phono et magnétophone : 60 dB
 Rapport signal sur bruit phono : 66 dB pour la sensibilité max, 76 dB pour 10 mV.
 Magnétophone : 82 dB
 Sensibilité : 170 mV sur magnétophone ; 2,3 mV entrée phono
 Amplitude max du signal d'entrée : magnétophone : 35 V, phono 60 mV.
 Niveau de sortie magnétophone : 250 mV

Tuner

Section MA :
 GO 150 à 268 kHz ;
 PO 518 à 1 600 kHz ;
 OC 1 : 3,3 à 10 MHz OC 2 : 10 à 20 MHz OC 3 : 20 à 30 MHz
 Fréquence intermédiaire : 455 kHz
 Sensibilité DIN (30 dB S/B, 30 % de modulation) : GO 80 μ V, PO 60 μ V, OC de 50 à 40 μ V
 Sensibilité pour 6 dB de rapport S/B et 80 % de modulation : 1 μ V à 25 MHz
 Distorsion : 1,2 % pour 80 % de modulation, 0,6 % pour 30 %.
 Largeur de bande à 6 dB : 6 kHz
 Réjection 9 kHz : 30 dB
 Section MF : 87,5 à 108 MHz
 Sensibilité utile : 2 μ V / -300 ohms
 Seuil pour S/B 50 dB : 3,5 μ V / 300 ohms, en mono, 40 μ V en stéréo
 Rapport signal sur bruit : 72 dB en mono, 70 dB en stéréo.
 Seuil du silencieux : 6 μ V sur 300 ohms
 Réponse en fréquence : 30 Hz à 15 kHz : +1, -2 dB
 Distorsion : mono 0,4 %, stéréo : 0,5 %
 Rapport de capture : 1,5 dB
 Séparation stéréo : plus de 40 dB de 100 Hz à 10 kHz
 Réjection 19 kHz : 55 dB
 38 kHz : 55 dB
 Alimentation : 120/220/240 V 50/60 Hz
 Consommation à P max. : 190 W, au repos : 45 W
 Dimensions : 55,5 x 14,5 x 32 cm. Poids 8,7 kg.

LA MIRE ÉLECTRONIQUE



712 SIDER ONDYNE

La mire fait partie des appareils indispensables pour le dépannage et la mise au point des récepteurs de télévision. Le modèle 712 de SIDER, décrit ci-dessous, répond à cette nécessité pour les téléviseurs noir et blanc ou couleur, au standard SECAM.

I - LES SIGNAUX DÉLIVRÉS PAR LA MIRE SIDER 712

La mire délivre des signaux soit dans la bande des VHF (819 lignes), soit dans celle des UHF (625 lignes). Dans tous les cas, la porteuse peut être modulée par différents signaux aux normes SECAM, ce qui permet de disposer, sur l'écran du téléviseur testé, des diverses images indiquées ci-dessous :

- une grille de convergence, sous forme d'un quadrillage blanc sur fond noir. Cette grille

sert non seulement à régler (lorsque cela est nécessaire) la convergence des trois faisceaux électroniques sur l'écran, mais aussi la linéarité et le cadrage de l'image.

- une mire de contraste, ou échelle des gris, composée de huit bandes verticales régulièrement réparties du blanc au noir.

- une mire couleur, également composée de huit bandes verticales.

- des images de pureté, soit rouge, soit blanche. La première permet de contrôler la pureté rouge, sans avoir à couper deux des canons électroniques du cathoscope.

Diverses autres modulations vidéo, sur lesquelles nous reviendrons plus loin, autorisent le réglage des principaux circuits de luminance et de chrominance, par simple observation de l'écran du récepteur.

Les sorties VHF et UHF s'effectuent sur des prises coaxiales, avec une impédance de 75Ω , et un niveau de 5 à 10 mV pour la porteuse. Une sortie vidéo permet d'autre part de disposer du signal modulateur, toujours sur une impédance de 75Ω , avec un niveau voisin de 800 mV.

II - PRÉSENTATION GÉNÉRALE DE L'APPAREIL

La mire SIDER 712 se présente sous la forme d'un coffret portable, mesurant 38 cm

de largeur, 12 cm de hauteur, et 25 cm de profondeur (fig. 1). Toutes les entrées et les sorties, ainsi que l'ensemble des commandes, ont été regroupées sur la face avant. Le fond du coffret étant ainsi parfaitement plat, on peut utiliser l'appareil soit en position verticale, soit en position horizontale, soit encore en position inclinée, grâce à la poignée de transport faisant office de béquille.

Un dispositif de commutation automatique en fonction de la tension du secteur (110 volts ou 220 volts), est particulièrement bien venu sur un appareil appelé à opérer dans les lieux les plus divers.

La photographie de la figure 2 indique les différents organes apparaissant sur la façade. On y trouve :

- les sorties VHF (1) et UHF (2), sur prises BNC. La première est calée sur le canal 8A, et la deuxième sur le canal 28.

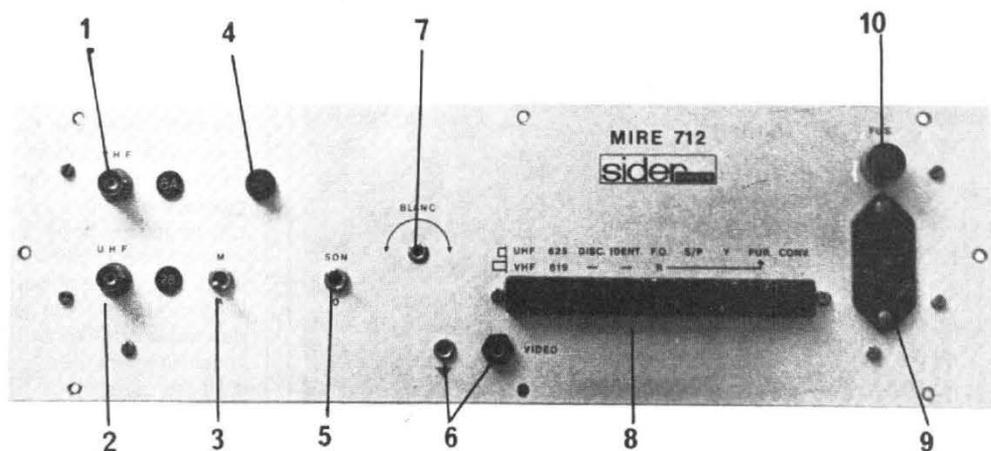


Fig. 2

- l'interrupteur marche-arrêt (3) et le voyant de mise sous tension (4).

- l'interrupteur « son » (5). En effet, la porteuse « son » est nécessaire pour accorder l'oscillateur local du téléviseur, mais doit être ensuite supprimée pour que la modulation à 1 000 Hz n'interfère pas sur l'image, pendant les réglages.

- les douilles de sorties « vidéo » (6).

- un potentiomètre, réglable

par tournevis (7), pour l'ajustage de la correction du blanc.

- un clavier de 9 touches (8), dont les différentes combinaisons opèrent la sélection des signaux délivrés, en fonction des essais à effectuer.

- la prise d'alimentation secteur (9), et le fusible de protection (10) qui lui est associé.

Nous reviendrons sur le détail du clavier à 9 touches, en étudiant l'utilisation pratique de la mire.

III - ORGANISATION INTERNE DE LA MIRE

Nous nous référerons au schéma synoptique de la figure 3, dans lequel apparaissent les différents sous-ensembles qui contribuent à l'élaboration des signaux de sortie.

Une alimentation stabilisée

(AL) délivre, en partant du secteur, les deux tensions de + 5V et de + 12V, la première destinée surtout aux nombreux circuits de logique TTL. Les tensions de balayage lignes et trames sont générées par deux oscillateurs pilotés par quartz, et qui sont respectivement calés sur 312,5 MHz pour le 625 lignes, et 409,5 MHz pour le 819 lignes. Suivis d'une cascade de diviseurs, ces oscillateurs donnent finalement les

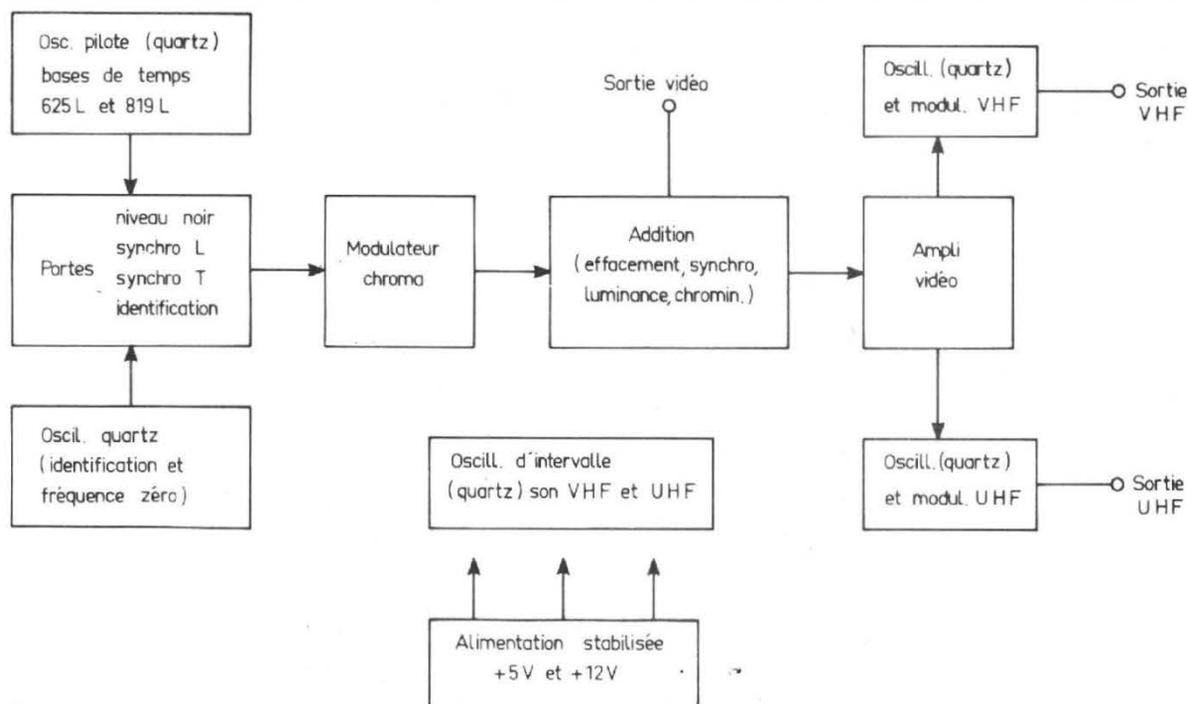


Fig. 3

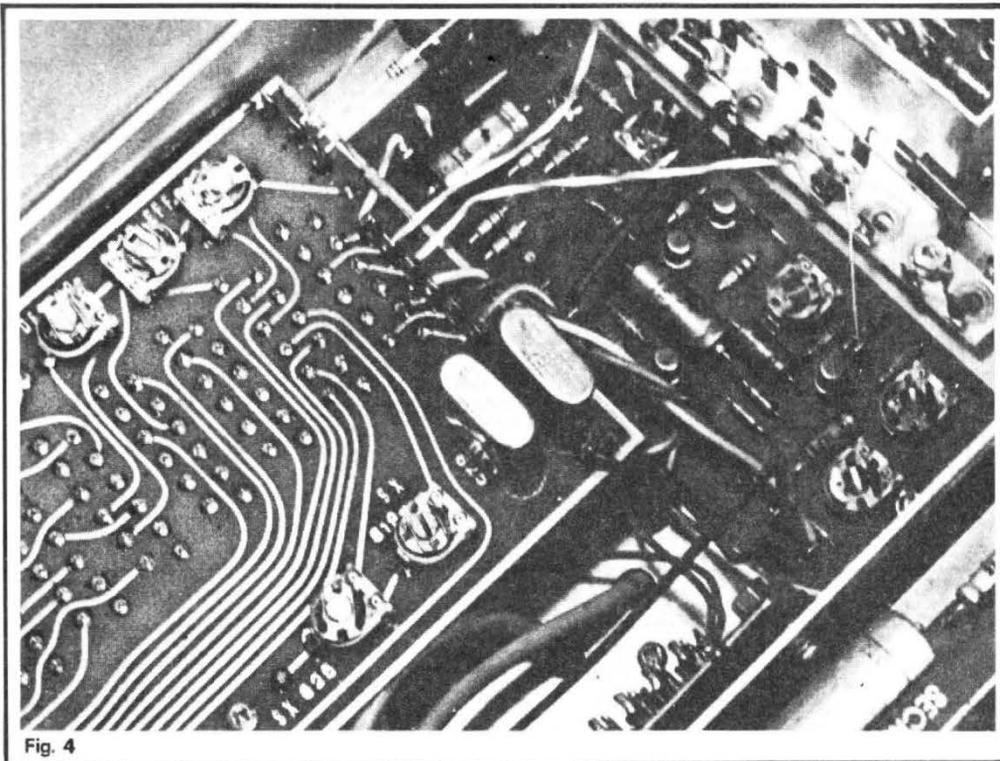


Fig. 4

fréquences lignes et trames des deux standards. La photographie de la figure 4 montre le circuit imprimé des oscillateurs, où les quartz sont fixés sur la face cuivrée.

Un circuit rassemble toutes les portes qui, à partir des oscillateurs des bases de temps, élabore les niveaux de noir, les impulsions de synchronisations trame et ligne, les signaux d'identification pour les émissions en couleur. Ce circuit reçoit aussi les tensions d'un autre oscillateur, piloté par quartz, et qui délivre les fréquences de référence zéro (blanc) à 4 250 kHz et 4 406,25 kHz.

Les signaux de chrominance R - Y et B - Y modulent en fréquence un oscillateur. Après addition de tous les signaux d'effacement, de synchronisation, de luminance et de chrominance, on se retrouve sur la sortie vidéo, suivie d'un amplificateur. Deux oscillateurs, également pilotés par quartz, délivrent les porteuses VHF (185,25 MHz) et UHF (527,25 MHz), qui sont toutes les deux les porteuses vision de leurs canaux respectifs. On distingue ces deux oscillateurs sur la photographie de la

figure 5. Le quartz VHF est fixé dans un support extérieur au blindage correspondant. Le quartz UHF, lui, est placé à l'intérieur du blindage, dont

nous avons retiré le couvercle pour prendre la photographie.

Il reste enfin les oscillateurs d'intervalle, pilotés par quartz, et qui oscillent respectivement

sur 11,15 MHz et 6,5 MHz. Ils permettent d'obtenir les porteuses son de chaque canal, à 174,10 MHz pour la VHF (canal 8A), et à 533,75 MHz pour les UHF.

Il est intéressant de remarquer que, si les circuits intégrés sont largement utilisés dans les portes, il est fait, pour le reste, très largement appel aux transistors discrets. Ainsi, les diviseurs de fréquence, qui suivent les oscillateurs pilote des bases de temps, sont constitués par l'enchaînement, en cascade, d'étages dont nous donnons un exemple à la figure 6 : il s'agit d'un des étages de division par 5 de la base de temps 625 lignes. Dans la base de temps 819 lignes, on trouverait des divisions par 7, 9, 13, selon le même principe.

Ce large emploi des transistors, conduit à un empilement de plaques de circuits imprimés assez impressionnantes par la densité des composants, et la multitude des résistances ajustables de mise au point. On peut en voir deux exemples sur les photographies des figures 7 et 8.

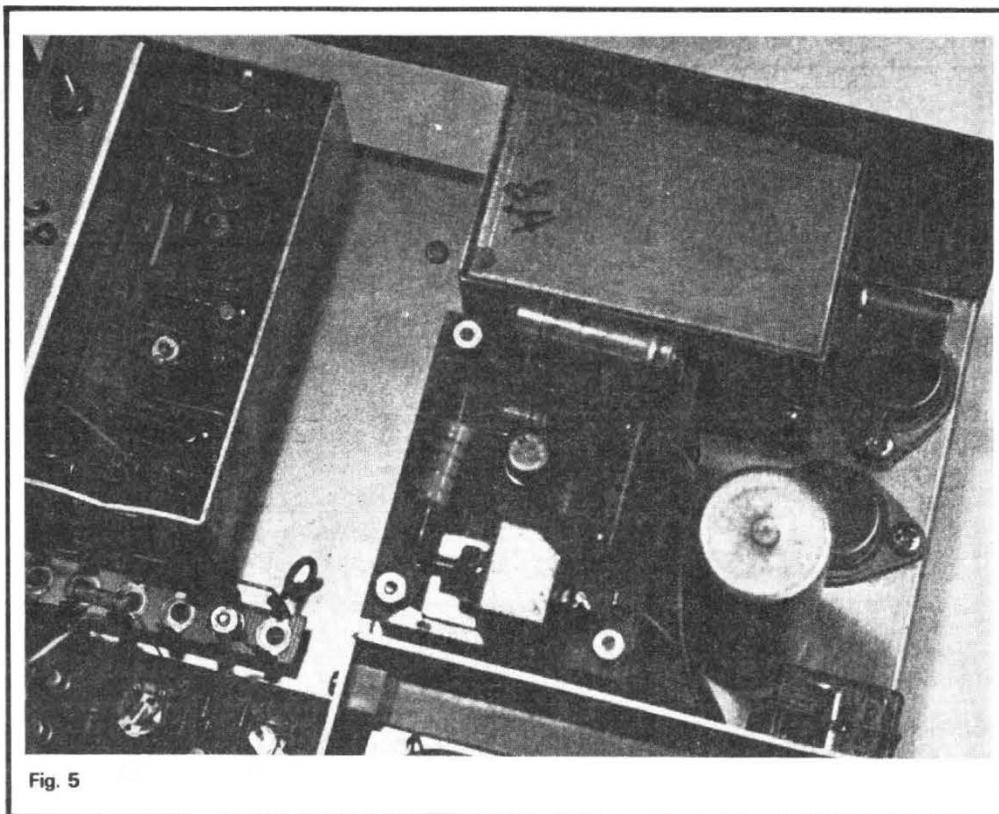


Fig. 5

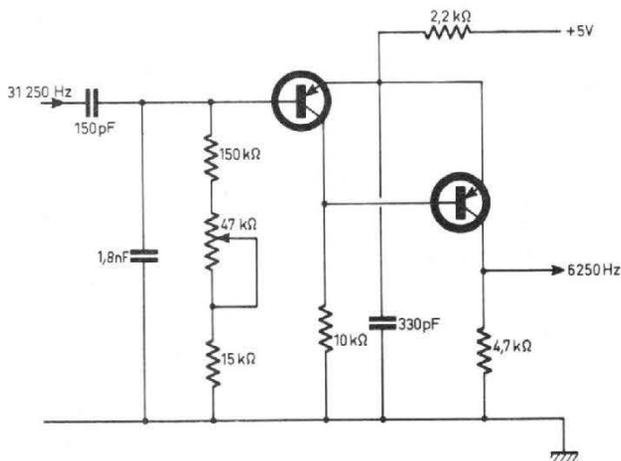


Fig. 6

IV - UTILISATION DE LA MIRE SIDER 712

Les branchements sont réduits à leur plus simple expression : câble d'alimentation à raccorder au secteur (nous avons vu que la commutation 110V/220V s'effectuait automatiquement), et coaxial pris sur la sortie VHF ou UHF selon les cas, et branché sur la prise d'antenne du récepteur.

La mire disposant d'une sortie vidéo, nous en avons profité pour y connecter un oscilloscope, et relever quelques oscillogrammes typiques. Les différentes fonctions sont sélectionnées par le clavier à 9 touches, dont on trouvera une vue de détail, à la photographie de la figure 9.

En dehors de la manœuvre des touches, le seul contrôle, et éventuellement le seul réglage nécessaire, est celui du blanc. Il s'effectue par observation directe de l'écran du récepteur. Pour cela, la mire fait apparaître une échelle des gris dans la partie supérieure de l'écran, et la mire des barres de couleurs, dans la partie inférieure. La bande de gauche, blanche sur ces deux mires, ne doit pas présenter de différence de teinte entre le haut et le bas.

L'utilisation des deux premières touches en partant de la

gauche est évident, puisqu'elles sélectionnent le canal et le standard de travail.

1) Les réglages généraux.

Il s'agit là des réglages qui s'appliquent aussi bien à un téléviseur noir et blanc, qu'à un récepteur couleur. Ils concernent, successivement :

- **La synchronisation** : on enfonce la touche du pureté

(PUR). L'image qui apparaît est celle du gris uniforme. On peut constater en effet, sur la sortie vidéo, que le signal comporte uniquement les impulsions de synchronisation (l'oscilloscope était réglé sur la fréquence ligne), le niveau du noir encadrant chaque impulsion de ligne, et, sur toute la durée d'une ligne, un niveau moyen correspondant au gris (fig. 10).

- **La linéarité** : on enfonce la touche de convergence (CONV). L'image apparaissant sur l'écran est celle d'un quadrillage blanc sur fond noir. Cette même opération autorise le contrôle du cadrage (fig. 11).

- **Le gamma** : on enfonce la touche Y. Le signal vidéo étant, pour chaque ligne, un escalier de tension (fig. 12), ce signal de luminance donne, sur l'écran, une succession de 8 barres verticales, échelonnées du blanc au noir. Il permet aussi, en observant le traînage, d'apprécier la transmission des transitoires.

2) les contrôles couleurs.

- **La pureté** : on obtient l'image uniformément rouge, sans couper les canons, en enfonçant simultanément les touches d'identification (IDENT) et de pureté. Le signal vidéo est celui de la figure 13 ; entre deux impulsions de synchronisation de ligne, il comporte, d'abord, les signaux d'identification, puis le signal de chrominance rouge. Pour observer la pureté blanche, il faut, en plus des précédentes, enfoncer la touche commandant la fréquence zéro (F. O.).

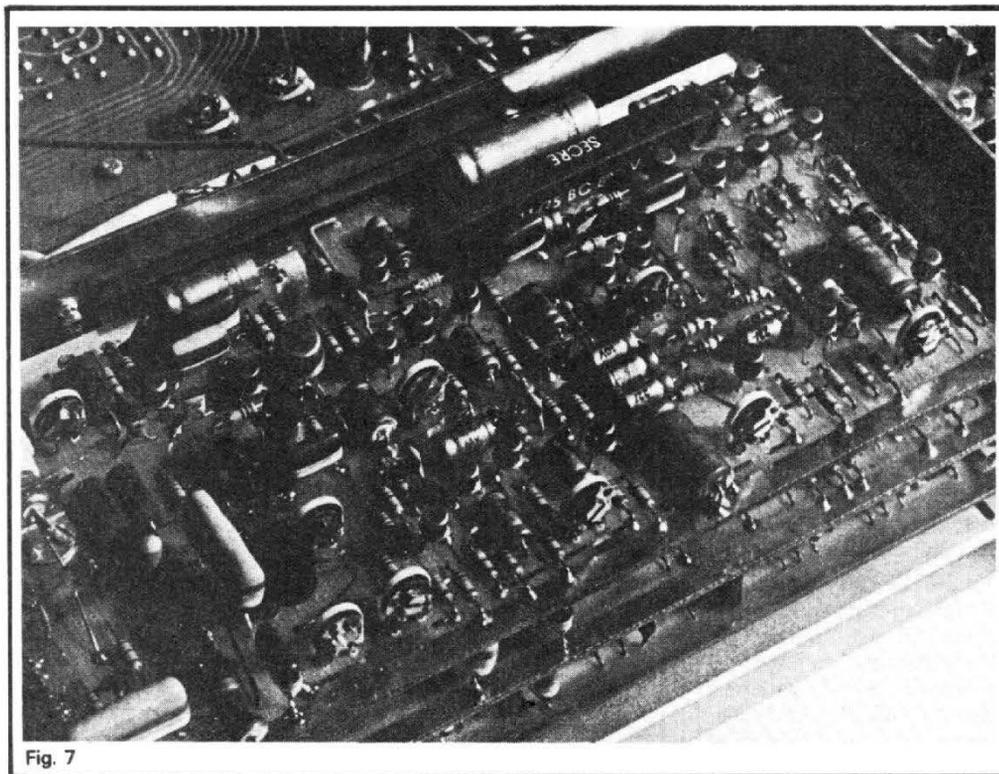


Fig. 7

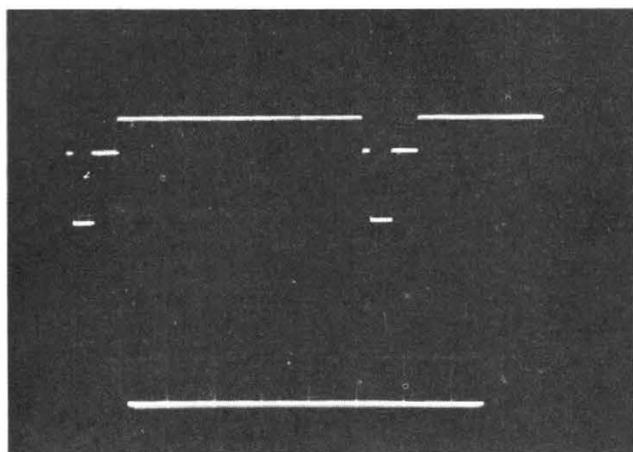


Fig. 10

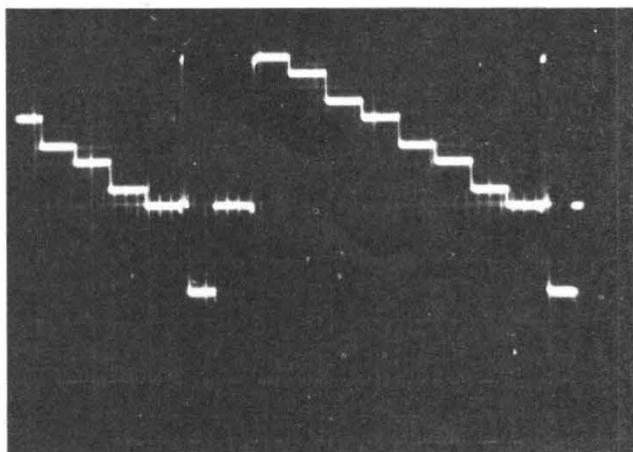


Fig. 12

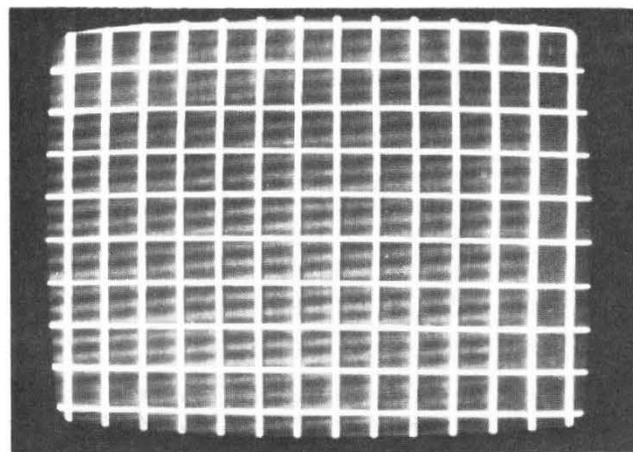


Fig. 11

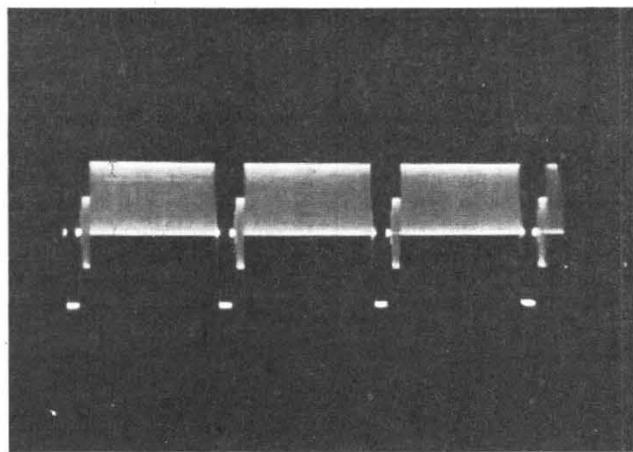


Fig. 13

- **La convergence** : revenant sur la mire de convergence déjà utilisée, on procède au réglage de convergence des trois canons, selon le processus indiqué par le constructeur du téléviseur.

- **L'équilibrage des canons** : c'est encore l'échelle des gris (touche Y) qui permet ce réglage, en agissant sur les cathodes des canons.

- **Le portier** : il faut utiliser la mire de barres de couleur normalisée, ce qu'on obtient par les touches d'identification et de portier (S/P). Le signal vidéo (fig. 14) comporte la succession, entrelacée, des lignes R - Y et B - Y ; il permet d'ajus-

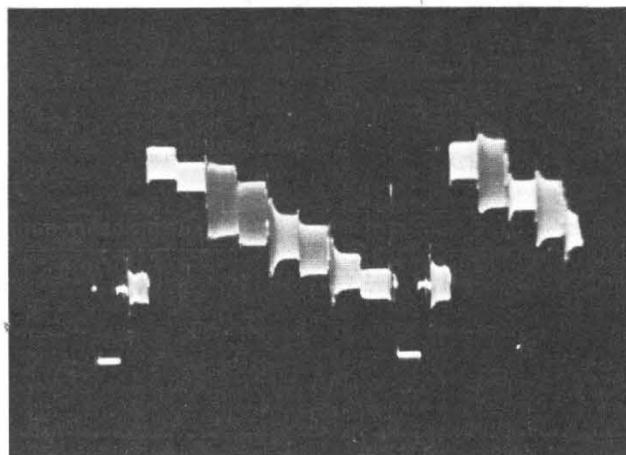


Fig. 14

ter le seuil du portier de façon à obtenir le passage noir et blanc/couleur pour le maximum et le minimum de contraste, en supprimant et en rétablissant plusieurs fois de suite les signaux d'identification. Cette même mire, par l'examen des transitoires entre les barres, permet aussi le contrôle du circuit cloche.

- **Les discriminateurs** : on enfonce les touches d'identification, de commande de la fréquence zéro, de pureté, et la touche « discriminateurs » (DISC.). Cette dernière met en service un oscillateur à très basse fréquence (la période avoisine la seconde), qui pro-

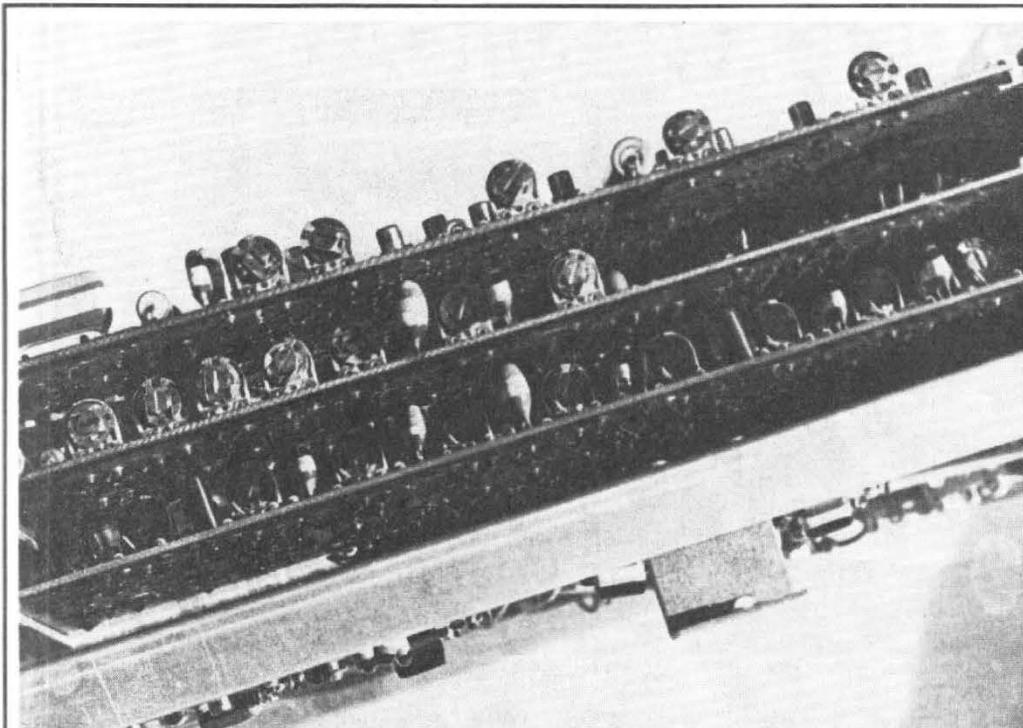


Fig. 8

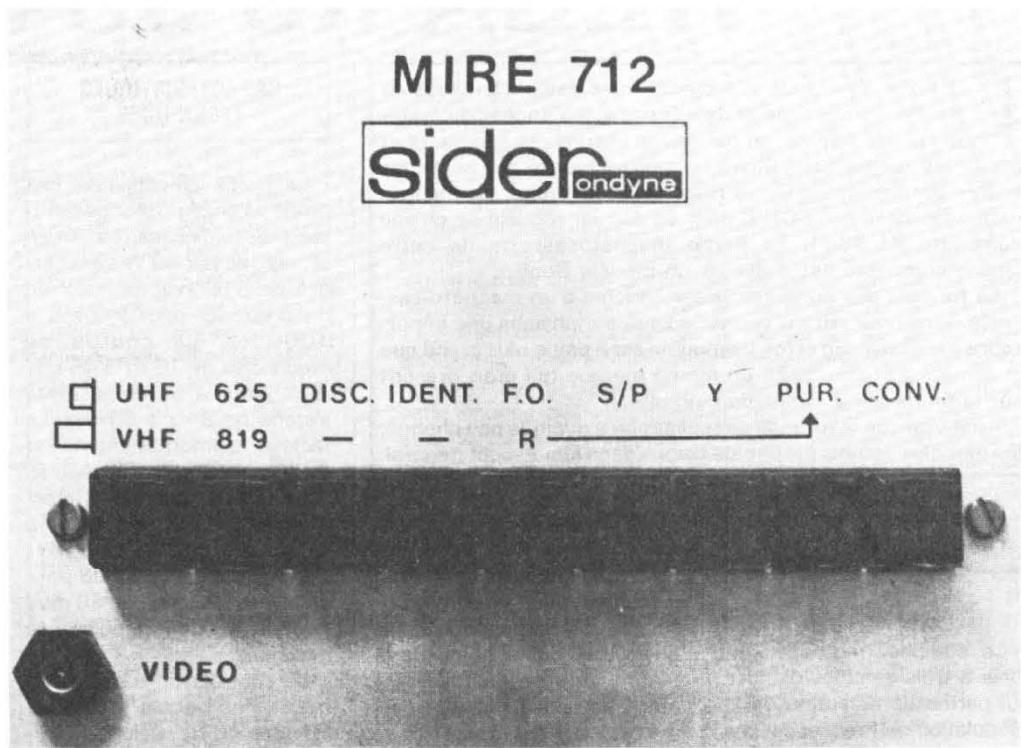


Fig. 9

voque la suppression alternée des signaux d'identification. Pour un bon réglage des discriminateurs, l'image doit rester uniformément blanche. Tout dérèglement se traduit par l'apparition d'une teinte de fond pendant l'ouverture du portier, donc par un clignotement de

l'écran, au rythme de la suppression et de la réapparition des signaux d'identification.

NOS CONCLUSIONS

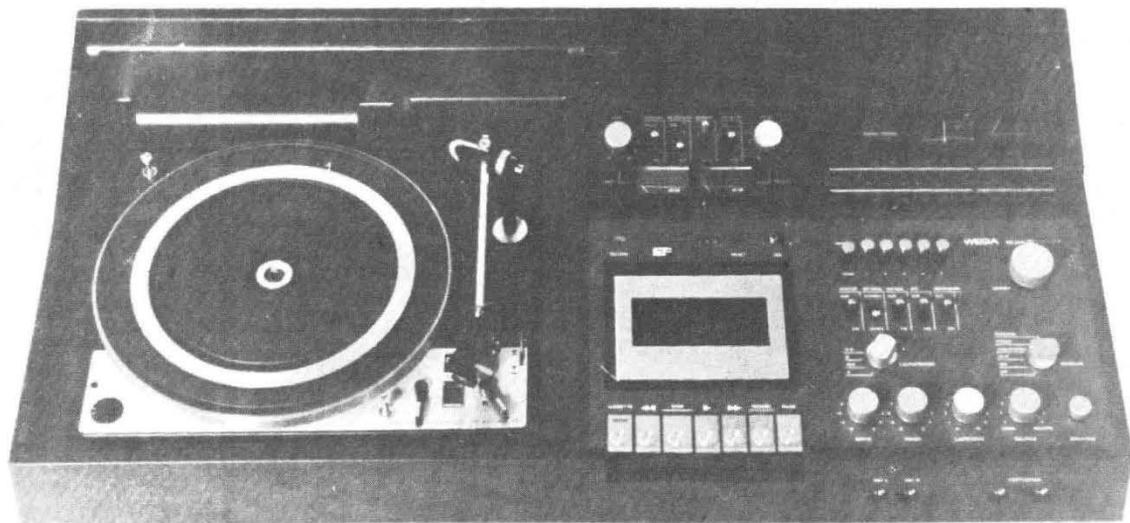
Les téléviseurs couleur, notamment les modèles à

grand écran, sont des appareils encombrants et lourds. Le dépannage à l'atelier, qui implique leur transport, ne peut donc être envisagé qu'en dernier ressort.

L'utilisation d'une mire, beaucoup plus aisée à transporter, facilite considérable-

ment le dépannage et la mise au point à domicile. Le modèle 712 de SIDER, très complet, permet toutes les opérations essentielles sur un récepteur SECAM, et se montrera donc un outil fort efficace pour le technicien en télévision.

LA CHAÎNE COMPACTE



WEGA KS 3341

Une firme allemande Wega est située dans la banlieue de Stuttgart. Elle produit depuis pas mal d'années du matériel haute-fidélité, ampli-tuners, ensembles compacts et enceintes acoustiques. Moins connue en France que certaines autres productions d'Outre-Rhin, celle de Wega est maintenant présentée par SONY, dont ce dernier modèle de chaîne compacte KS 3341. La partie magnétocassette de cette chaîne compacte est d'ailleurs un modèle Sony.

La formule des compacts s'est enrichie d'un magnéto-cassette, sans pour autant donner à leurs dimensions une importance excessive. En effet, ce modèle est à peine plus grand que le compact Studio 3212 de même marque qui était présent sur le marché il y a plus de cinq ans.

Il est vrai que la formule de réalisation a quelque peu changé, les modèles actuels étant plus trapus dans leur aspect général.

GENERALITES

Ce compact regroupe : un tuner à trois gammes d'ondes qui permet la réception de la Modulation de Fréquence, des Petites et des Grandes Ondes, un magnétocassette équipé d'un Dolby, une platine tourne-disques DUAL type 1228 et un amplificateur susceptible de fournir 2 x 40 W efficaces à des enceintes acoustiques d'impédance 8 Ω. Il est prévu de répartir cette puissance dans un ou deux groupes d'enceintes acousti-

ques, ensemble ou simultanément.

Le magnétocassette permet l'enregistrement à partir de prises pour Microphones, ainsi qu'à partir du tuner ou de la platine tourne-disques. En outre, une prise auxiliaire permet l'enregistrement et l'écoute d'une autre source de signal, magnétophone ou magnétocassette par exemple.

Par contre, la platine tourne-disques n'est pas directement accessible de l'extérieur, mais, par le moyen de la prise auxiliaire, il est possible d'enregistrer sur bande à partir de la platine tourne-disques ou du tuner.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

La partie amplificateur est dotée d'une puissance efficace, les deux canaux étant en service, de 2 x 40 W sur charges de 8 Ω, avec un taux de distorsion inférieur à 0,1 % à 1000 Hz. La courbe de réponse va de 10 Hz à 45 kHz $\pm 1,5$ dB. La bande passante s'étend de 8 Hz à 60 kHz. Le facteur d'amortissement est de 26 pour une charge de 8 Ω.

Le taux de distorsion d'intermodulation est de 0,1 % à 1 000 Hz. Le rapport signal/bruit est de 55 dB pour un niveau de sortie de 50 mW et de 80 dB pour la puissance maximale.

Le contrôle de tonalité des fréquences basses est de ± 16 dB à 40 Hz. Celui des fréquences aiguës est de ± 15 dB à 15 kHz. Le réglage de l'équilibrage des voies est efficace de + à - 60 dB. La prise de raccordement auxiliaire est aux normes DIN, soit 250 mV / 150 kΩ.

Le raccordement est prévu pour deux groupes de haut-parleurs, commutables séparément ou ensemble, et d'impé-

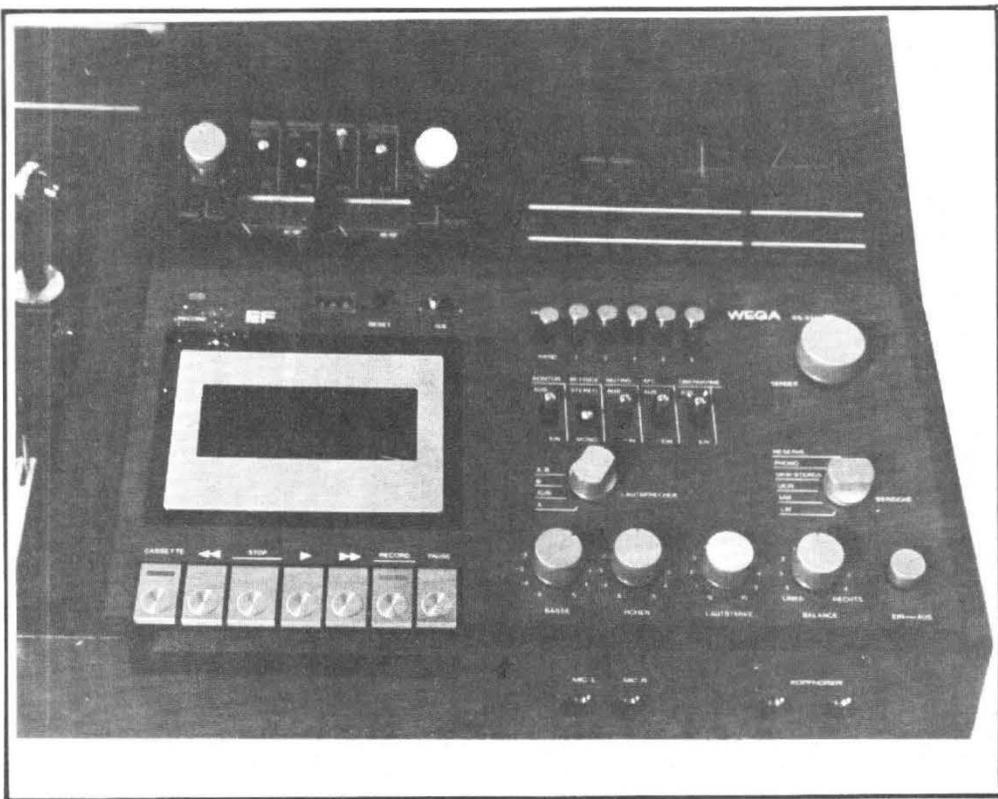
dance totale comprise entre 4 et 16 Ω par canal.

Il est possible de raccorder deux casques stéréo d'impédance supérieure à 100 Ω au moyen de deux prises Jacks pour fiches de diamètre 6 mm.

La partie tuner, section modulation de fréquence, permet la réception de 87,5 à 108 MHz. La prise d'antenne est du type symétrique d'impédance 300 Ω et une antenne d'intérieur est fournie. La sensibilité est de 1,5 μV pour une déviation de 40 kHz et un rapport signal/bruit de 26 dB. La largeur de bande est de 200 kHz. Le taux de distorsion harmonique à 1 000 Hz et pour une déviation de 40 kHz est de 0,2 %. Il est possible de pré-régler cinq stations en plus de l'accord continu.

Le rapport signal/bruit est de 62 dB. La séparation des canaux est de 45 dB à 1 000 Hz. Le décodeur stéréo est du type à boucle à verrouillage de phase (PLL) intégré avec commutation automatique et filtre passe-bas.

La section modulation d'amplitude permet la réception des Grandes Ondes de 145 à 350 kHz et des Petites Ondes de 510 à 1 640 kHz,



soit sur antenne ferrite incorporée, ou soit sur antenne extérieure avec terre, à partir de la prise réservée à cet effet. La sensibilité est de $12 \mu\text{V}$ en Petites Ondes et de $25 \mu\text{V}$ en Grandes Ondes. Le taux de distorsion harmonique est inférieur à 1 % pour une modulation de 30 %.

La partie magnétocassette est constituée par un ensemble complet SONY type TCD 8S60. Cet ensemble est équipé d'un entraînement à servomoteur à courant continu. Le temps de rebobinage est de 90 s. Pour une cassette du type C 60.

Le taux de fluctuations est inférieur ou égal à $\pm 0,18 \%$ /DIN. La bande passante est comprise entre 30 Hz et 15 kHz/DIN avec une bande au ferri-chrome. Le rapport signal/bruit est de 50 dB sans Dolby et de 60 dB avec Dolby, toujours avec une bande au ferri-chrome. Le taux de distorsion harmonique est de 2 % maximum pour le niveau 0 dB VU. La fréquence de prémagnétisation est de 105 kHz. Enfin, les prises Jacks pour microphones sont prévues pour des microphones

du type basse impédance et la sensibilité est de -72 dB .

La partie platine tourne-disques est constituée par une platine DUAL type 1228 équipée d'une cellule magnétique Shure M 91 MG-D. Le fonctionnement est entièrement automatique avec la possibilité d'opérer manuellement. Ce modèle est équipé d'un moteur à 4 pôles qui entraîne un plateau de 1,8 kg non magnétique à 33 1/3 ou 45 t/mn. Le réglage fin de la vitesse est facilité par un stroboscope lumineux. Le bras est en tube d'aluminium antitorion avec suspension par point à auto-adaptation. La force d'appui est réglable de 0 à 5 g, avec un réglage correspondant pour l'antiskating. Le taux de pleurage et scintillement est inférieur à $\pm 0,09 \%$ suivant DIN 45507.

PRESENTATION

Nous remarquons d'emblée une réalisation dans un style qui sort quelque peu des sentiers battus. Si l'on compare ce

modèle avec le studio 3213 d'il y a cinq ans, le contraste est assez saisissant. Ce dernier était constitué par un socle de bois avec base en retrait, sur lequel était placé un plan uni de plexigals noir, la platine tourne-disque et les organes de commande faisant saillie sur ce plan. Un grand couvercle transparent recouvrait le tout. Bon nombre de compacts de cette époque avaient peu ou prou la même allure. Depuis, certains modèles étaient constitués surtout de matière plastique noire et généralement réalisés avec deux coquilles emboîtées.

Nous avons à présent un ensemble sobre, harmonieux, et qui nous donne une impression, cependant, de déjà vu.

Effectivement, nous trouvons cette présentation dans bon nombre de réalisations modernes telles que petits calculateurs, appareils de mesures, équipements de laboratoire, etc. C'est surtout la forme pupitre de la partie de droite qui regroupe le magnétocassette et les organes de réglage et de commande de l'ensemble qui donne cette impression.

Des lignes nettes, avec une base qui s'élargit, confirme cette impression et donne à l'ensemble une allure de stabilité. De plus, la teinte du matériau employé, en l'occurrence deux tons gris-bleu assez neutres, confirme nettement les premières impressions. La partie avant du pupitre, qui est d'une teinte plus claire, évite un trop grand contraste de l'ensemble avec les organes de commande, à base de métal brossé, ce qui met en valeur le compartiment de la cassette et la rangée de ses touches de commande. La platine tourne-disques, encastrée dans le bac de gauche, conserve un couvercle de protection mobile. Ce qui ne gêne rien, c'est que l'éclairage du cadran, des indicateurs stéréo et d'accord du tuner, ainsi que les vu-mètres du magnétocassette s'effectue sur un fond orangé qui convient parfaitement à la tonalité de l'ensemble.

La partie de gauche de ce qui constitue le pupitre est occupée par l'ensemble des éléments du magnétocassette.

Dans un décrochement pratiqué sur le bord avant, nous avons la rangée des sept touches de commande du défilement de la bande, de l'arrêt, de la pause et de l'éjection de la cassette. Placé juste derrière ces touches, le volet de protection de la cassette, qui possède une grande partie transparente permet de suivre facilement le défilement de la bande.

À l'arrière du volet de protection de la cassette, sont disposés le voyant qui signale la fonction enregistrement, évidemment éclairé en orange, le compteur à trois chiffres avec son bouton de remise à zéro, ainsi qu'un commutateur baptisé « ISS », qui permet d'éliminer ou tout au moins d'atténuer sensiblement le sifflement d'interférences qui se manifeste souvent lorsque l'on enregistre à partir des gammes Petites et Grandes Ondes. Cette commande opère par modification de la fréquence de prémagnétisation, qui est légèrement inférieure à la fréquence la plus basse des Grandes Ondes, d'où la possibilité, par battement, d'obtenir des fréquences audibles. Tout ce

La séparation des canaux est excellente : 42 dB à 500 et 1 000 Hz, 35 dB à 5 kHz et 25 dB à 10 kHz, et ceci sans filtre sélectif (voir courbes). Le taux de distorsion semble moins bon : 0,6 % en mono et 0,7 % en stéréo, mais dans ces valeurs on doit comprendre une partie du taux de distorsion qui n'est pas imputable au tuner. Les gammes Petites et Grandes Ondes sont très correctes et permettent dans la plupart des cas de recevoir dans d'assez bonnes conditions les émetteurs européens.

La partie amplificateur tient en gros ses promesses. Nous avons obtenu 2 x 36 W à 1 000 Hz, sur charges de 8 Ω, les deux canaux en service et pour un taux de distorsion harmonique de 0,08 %. Sur charges de 4 Ω, la puissance obtenue est de 2 x 42 W, pour un taux de distorsion de 0,18 %. Le taux de distorsion d'intermodulation est du même ordre : 0,2 % à la puissance de 2 x 35 W et nettement moindre en-dessous de cette puissance.

Aux fréquences extrêmes de 20 Hz et 20 kHz la puissance ne baisse pas sensiblement et le taux de distorsion harmonique reste dans des limites correctes, soit moins de 0,2 %.

La bande passante à la puissance maximum s'étend de 5 Hz à 75 kHz à -3 dB. Le coefficient d'amortissement est de 27 pour la charge de 8 Ω.

La seule sensibilité d'entrée qu'il soit possible de mesurer est celle de la prise « Réserve », soit 200 mV pour obtention de la puissance de sortie maximum. Le rapport signal/bruit

de cette entrée auxiliaire est excellent : 75 dB en mesure pondérée et 66 dB en mesure non pondérée.

Comme on peut le constater en examinant la courbe de réponse des correcteurs de tonalités, l'action de ceux-ci est au moins conforme aux valeurs des spécifications.

L'action du contour, relevée par courbes pour plusieurs niveaux d'écoute est assez consistante, mais de l'ordre d'une correction physiologique un peu étouffée.

La partie magnétocassette donne également entière satisfaction. Tout d'abord la mesure de la vitesse de défilement donne avec une bande étalon BASF 3 000 Hz + 0,7 % en début de bande + 0,5 % en milieu de bande et + 0,3 % en fin de bande.

La vitesse de bobinage est de 87 s en marche avant et de 86 s en marche arrière pour une cassette C60. Le taux de fluctuations est de ± 0,15 % en mesure efficace pondérée, ce qui est meilleur que la valeur spécifiée et de l'ordre de celui que l'on trouve sur la plupart des magnétocassettes actuels à vocation haute-fidélité.

La vérification de l'azimuth de la tête d'enregistrement montre que celui-ci est correct, l'écart restant minime pour les deux fréquences de 333 Hz et 10 kHz.

La sensibilité des entrées « MICRO » est correcte : 0,2 mV pour 0 dB-Vu.

La fréquence de prémagnétisation est légèrement inférieure à celle qui est annoncée : 101,2 kHz au lieu de 105 kHz, mais reste dans la bonne moyenne, même lorsque le cir-

cuit « ISS » est en service, et qui abaisse sensiblement la fréquence à 99,7 kHz. En ce qui concerne le rapport signal/bruit, mesuré avec une bande normale à l'oxyde de fer et avec une bande au bi-oxyde de chrome, nous obtenons, en mesure pondérée ; pour le premier type de bande : 56 dB avec Dolby et 53 dB sans Dolby et pour le second type de bande : 53 dB avec Dolby et 47 dB sans Dolby. En utilisant ces deux types de bande, la mesure du taux de distorsion harmonique donne, pour le niveau d'enregistrement 0 dB Vu 0,7 % avec Dolby et 0,8 % sans Dolby avec la bande normale et 1,2 % avec Dolby et 1,6 % sans Dolby, avec la bande à l'oxyde de chrome. Nous avons remarqué, avec la bande normale, que le taux de distorsion est encore inférieur à 1 % pour le niveau + 3 dB, soit 0,9 % avec Dolby et à peine supérieur à 1 %, soit 1,2 %, sans Dolby.

Les deux courbes d'enregistrement + lecture, qui correspondent aux deux types de bande ne montrent qu'une faible différence que le Dolby soit ou non en service, ce qui est normal compte-tenu du fait que le niveau du signal reste assez consistant avec la montée en fréquence.

La lecture d'une bande étalon fait ressortir une baisse de niveau de 2 dB à la fréquence de 6,3 kHz, de 4 dB à la fréquence de 8 kHz et de 7 dB à la fréquence de 10 kHz, ce qui nous indique que la fréquence de coupure de la tête doit se situer vers 7,5 kHz, ce qui est très bon.

Nous n'avons pas jugé utile

d'effectuer des mesures sur la platine tourne-disques, ce modèle étant suffisamment connu et fiable, ainsi d'ailleurs que la cellule Shure qui équipe le bras de cette platine.

CONCLUSIONS

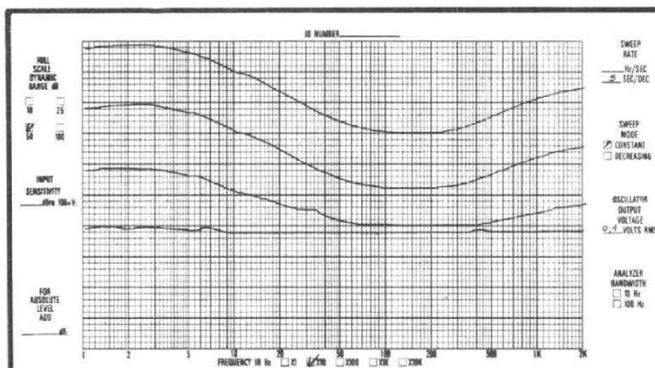
Dans une présentation séduisante et qui nous change un peu de ce que nous étions accoutumés de rencontrer, avec une puissance de sortie non négligeable pour un modèle de cette catégorie, ce compact mérite d'être complété avec des enceintes acoustiques de qualité et de puissance suffisante.

Le choix d'une platine tourne-disques Dual de ce type et d'un magnétocassette de cette qualité complète l'équipement de ce compact qui donnera certainement entière satisfaction à son utilisateur.

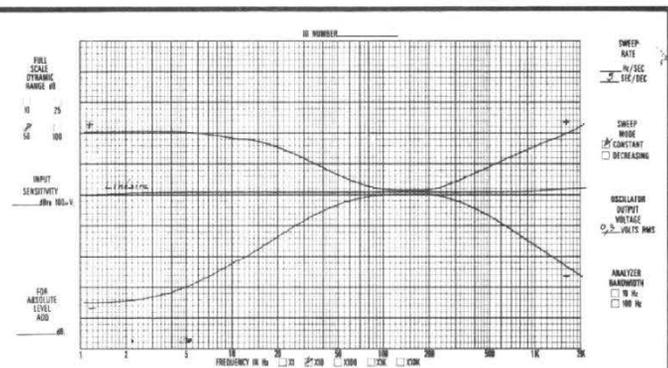
ETUDE TECHNIQUE

Il était normal, dans un compact, de retrouver une constitution que ce type de matériel impose par sa nature même.

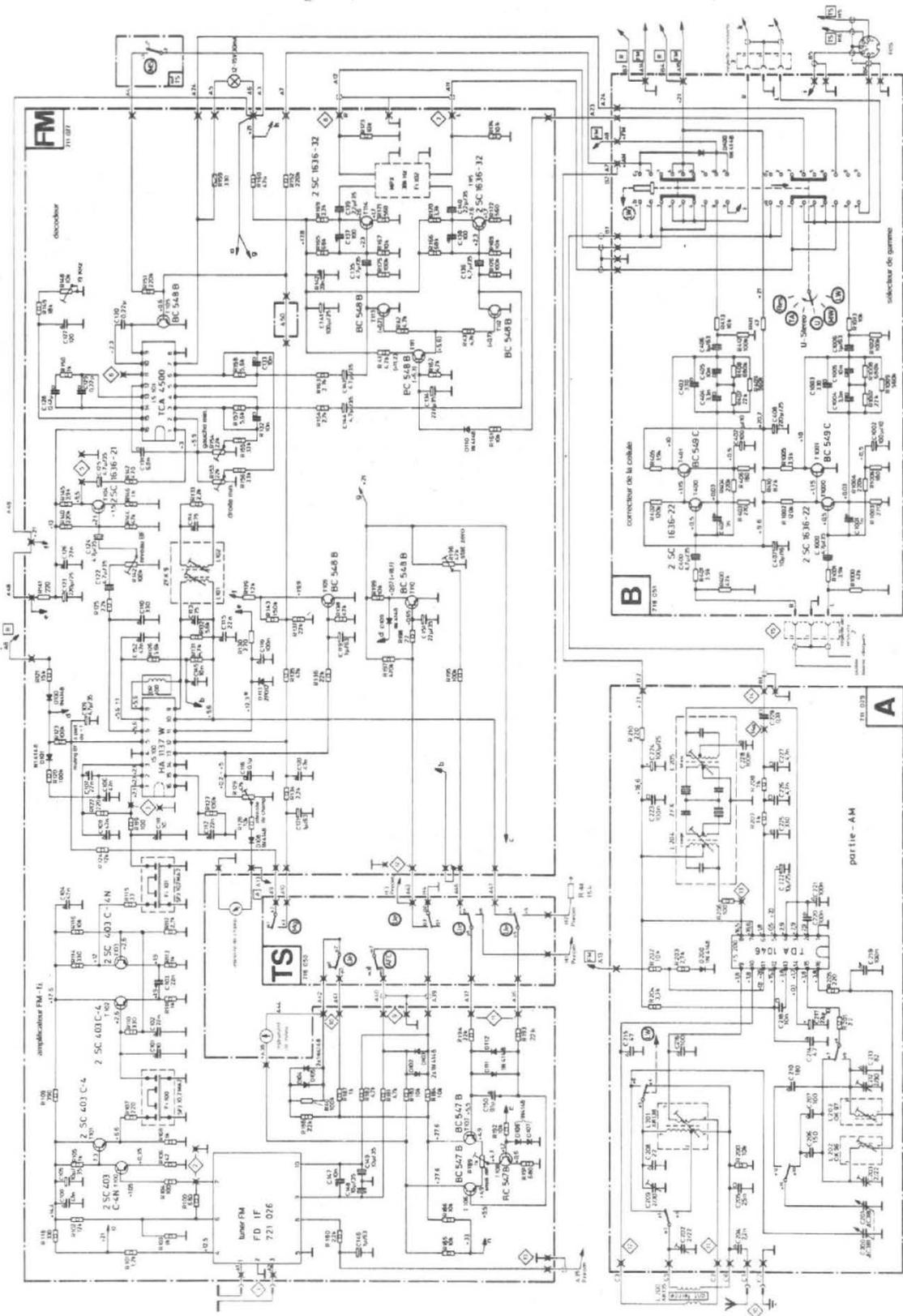
En effet, il est fait appel à la technique modulaire, qui est la seule qui puisse assurer une mise au point de chaque partie dans les meilleures conditions ainsi qu'un dépannage facile le cas échéant. Comme pour la plupart de ces modèles, l'accès à l'intérieur passe par la dépose de la partie supérieure, après

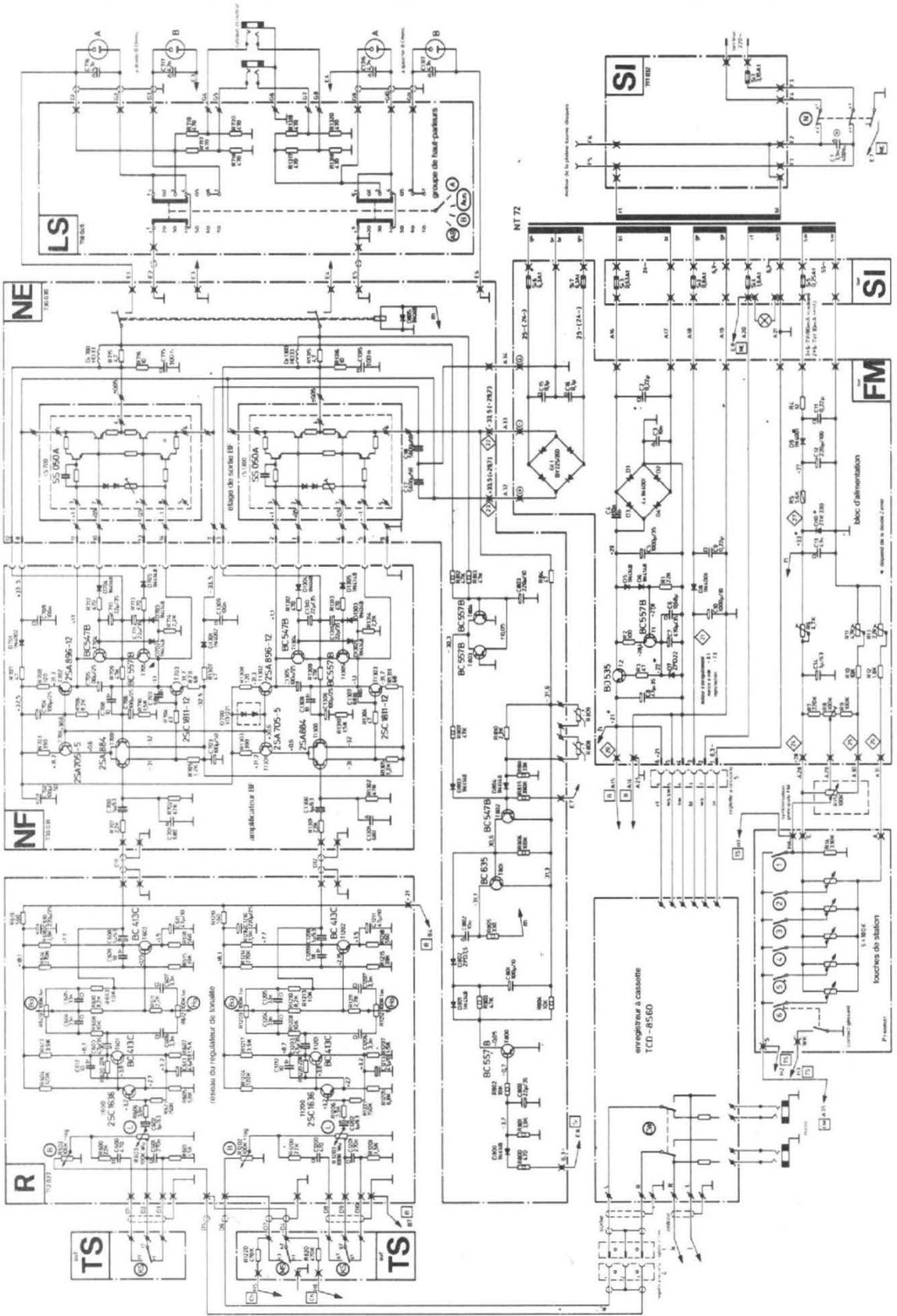


Courbe A. - Courbe physiologique.



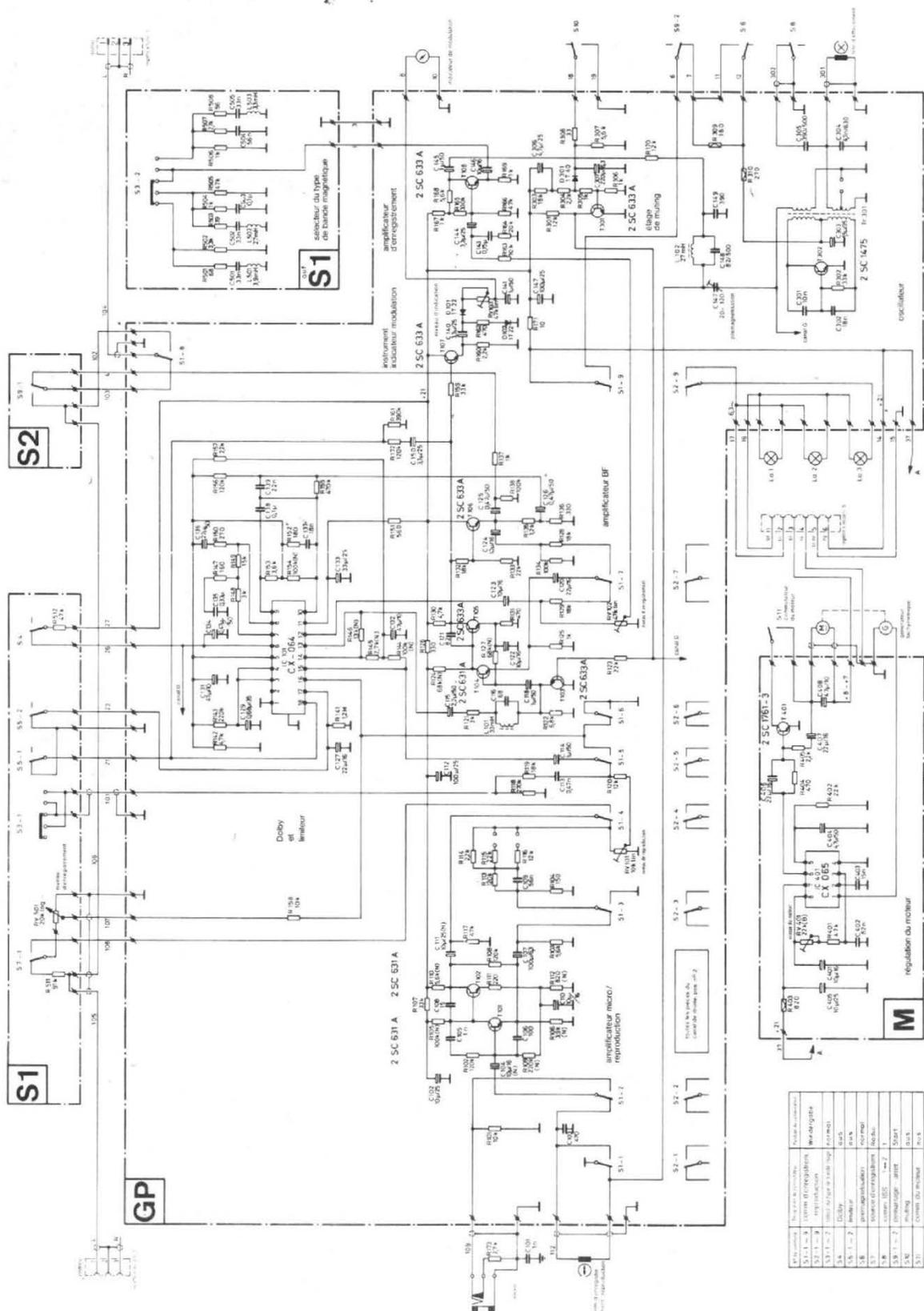
Courbe B. - Corrections graves et aigus.



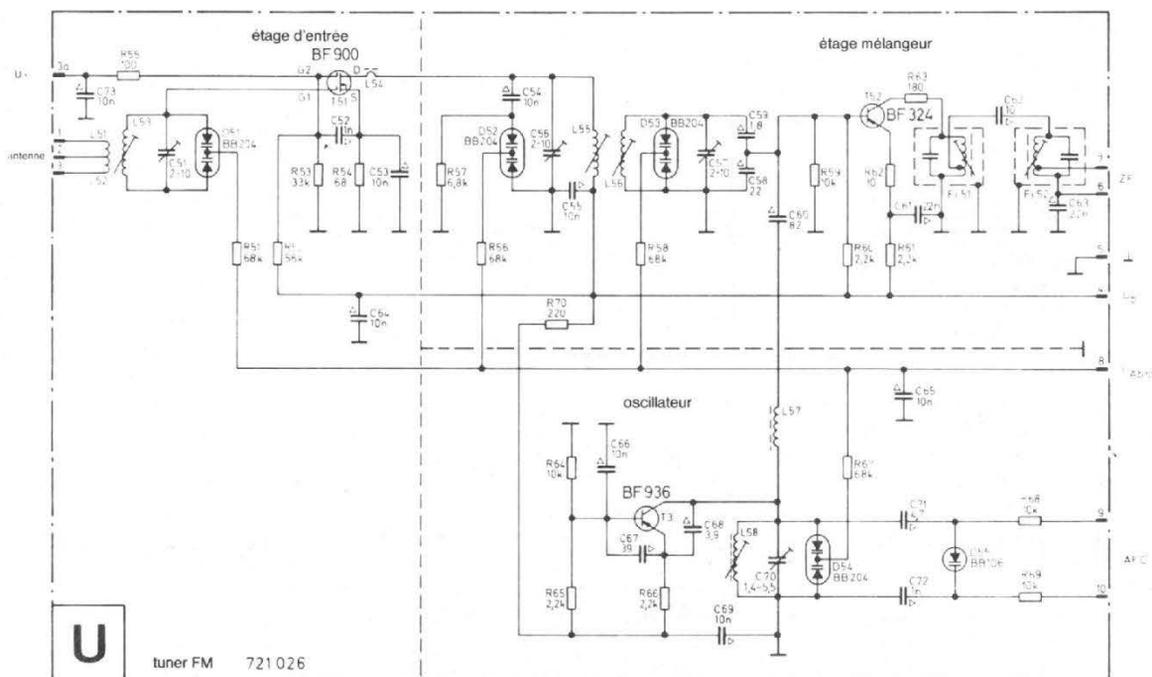


WEGA KS 3341

Enregistreur à cassette



N° de pièce	Nom de la pièce	Notes de construction
S1-1-a	Systeme d'enregistrement	Ward Magnetics
S2-1-a	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-1	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-2	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-3	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-4	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-5	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-6	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-7	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-8	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-9	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-10	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-11	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-12	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-13	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-14	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-15	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-16	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-17	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-18	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-19	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-20	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-21	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-22	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-23	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-24	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-25	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-26	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-27	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-28	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-29	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-30	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-31	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-32	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-33	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-34	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-35	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-36	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-37	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-38	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-39	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-40	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-41	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-42	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-43	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-44	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-45	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-46	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-47	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-48	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-49	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-50	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-51	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-52	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-53	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-54	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-55	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-56	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-57	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-58	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-59	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-60	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-61	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-62	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-63	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-64	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-65	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-66	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-67	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-68	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-69	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-70	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-71	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-72	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-73	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-74	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-75	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-76	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-77	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-78	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-79	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-80	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-81	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-82	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-83	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-84	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-85	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-86	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-87	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-88	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-89	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-90	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-91	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-92	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-93	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-94	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-95	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-96	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-97	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-98	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-99	Microphone	Ward Magnetics
S3-1-100	Microphone	Ward Magnetics



Tuner FM

avoir bloqué la platine tourne-disque qui reste solidaire de cette partie, et retiré les boutons de commande.

Cette opération se corse un peu car il faut faire attention à la fixation des prises pour Micros.

Nous avons alors accès aux modules qui sont au nombre de douze en ce qui concerne les modules principaux. Le module de la platine FM constitue un élément assez complexe avec sa tête HF rapportée. Le bloc de pré-réglage est du type Preomat qui jouit d'une grande vogue chez les constructeurs européens.

Il a été prévu un module pour chaque étage de l'ensemble. Ce sont ceux du préamplificateur-correcteur RIAA de la platine tourne-disques, des contrôles de tonalités, réglage du niveau et équilibrage des voies, des étages d'entrée des amplificateurs, de l'amplificateur de puissance avec son relais de protection des haut-parleurs et ses modules de puissance réglée en usine, sans omettre les modules d'alimentation et de commutation, ainsi, bien sûr, ceux du magnétocassette.

EXAMEN DES CIRCUITS

La section FM du tuner comporte une tête HF avec un étage d'entrée accordé par double diode à capacité variable (Type BB 204), et un transistor à effet de champ du type Mosfet à deux électrodes de commande dont une est vraiment utilisée ici.

Deux étages couplés et accordés chacun par diodes à capacité variable permettent d'appliquer le signal à l'entrée du transistor qui effectue la conversion de fréquence. L'oscillateur local est également accordé par diodes, et le contrôle automatique de fréquence (C.A.F.) utilise aussi une diode de ce genre, mais du type BB 106, cette fois. La moyenne fréquence ainsi obtenue est appliquée à l'entrée des étages amplificateurs d'un circuit qui forme filtre de bande.

Des étages adaptateurs d'impédance permettent le passage dans de bonnes conditions par deux filtres

piézo-céramiques à éléments multiples vers l'étage de détection (ou démodulateur) qui est constitué par un circuit intégré spécial, type FM HA 1137 W.

Ce circuit comporte l'étage de commutation du « Muting » Le décodeur stéréo est également constitué par un circuit intégré type TCA 4500, qui comporte un circuit à verrouillage de phase (PLL) et une commande du voyant stéréo.

En sortie de décodage sont disposés des étages amplificateurs commandés par la commutation manuelle ou automatique qui détermine le mode d'écoute mono ou stéréo. La sortie de ces étages amplificateurs est munie d'un filtre pour le 38 kHz dont l'efficacité est prouvée par l'excellente séparation des canaux (42 dB) que nous avons mesurée.

Divers étages sont utilisés pour des circuits annexes, dont l'indicateur d'intensité du signal, sans oublier le montage différentiel qui commande l'indicateur d'accord exact à zéro central, et qui est associé au circuit démodulateur.

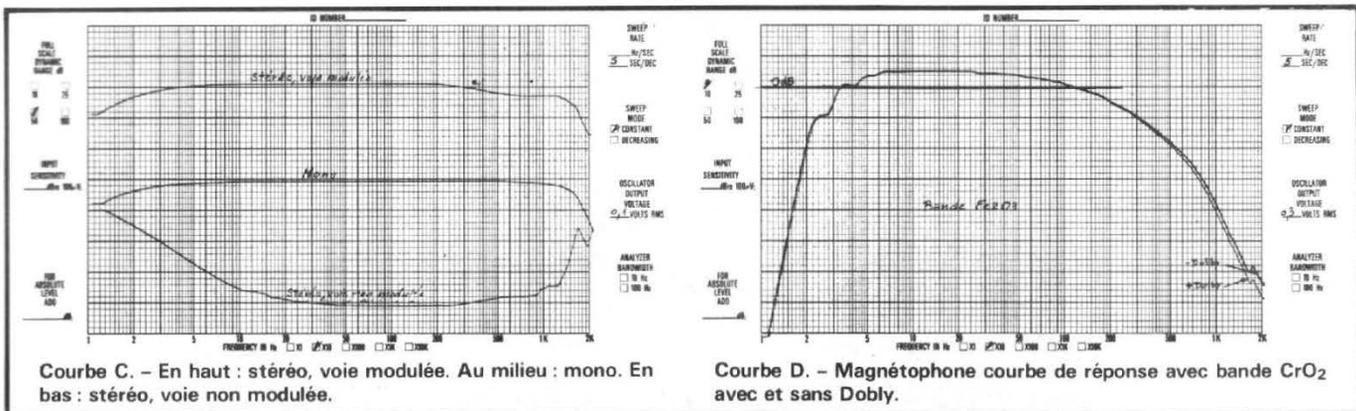
La partie AM du tuner (P.O. et G.O.) est constituée par deux circuits accordés par conden-

sateurs variables et par un circuit intégré qui remplit les fonctions changement de fréquence, amplification et détection, et qui est du type TDA 1046. La moyenne fréquence ainsi obtenue passe par un double transformateurs à liaison par capacités et filtres piézo-céramiques, avant d'être démodulée et éventuellement utilisée. Le condensateur variable est doublé mécaniquement à un potentiomètre qui permet l'accord manuel continu en FM par dosage de la tension de polarisation des diodes à capacité variables à partir d'une tension stabilisée.

Le préamplificateur-correcteur RIAA qui prend place entre les connexions de la cellule de la platine Dual 1228 et le sélecteur de source de signal est du type classique.

Il est équipé de deux transistors montés en liaison directe avec un réseau de correction par contre-réaction sélective suffisamment élaboré et inséré entre le collecteur du transistor de sortie et l'émetteur du transistor d'entrée.

Les circuits associés aux réglages des tonalités, du niveau d'écoute et de l'équi-



Courbe C. - En haut : stéréo, voie modulée. Au milieu : mono. En bas : stéréo, voie non modulée.

Courbe D. - Magnétophone courbe de réponse avec bande CrO₂ avec et sans Dobby.

brage des voies sont également classiques. Le potentiomètre de réglage du niveau est placé en tête de circuit. C'est un modèle à prise médiane qui permet, par commutation d'un réseau R-C, d'effectuer la correction physiologique. Il est associé au réglage de l'équilibrage des voies. Les correcteurs de tonalités graves et aiguës sont du type Baxandall. Le réseau correcteur est précédé d'un double étage amplificateur et suivi d'un étage simple.

Les circuits des étages amplificateurs sont d'un modèle qui est devenu classique à partir d'une certaine puissance. Ils comprennent un dispositif limiteur de puissance, un étage d'entrée du type différentiel avec source de courant constant et un étage de puissance du type complémentaire réel équipé de doubles montages Darlington dont les modules ont le mérite d'avoir leur courant de repos pré-réglé en usine.

Bien entendu, ces étages sont alimentés par deux sources de tensions symétriques (+ et - 33,5 V).

Le module qui contient les étages de puissance est également équipé du système de protection des haut-parleurs, qui est à double vocation, mais dont l'action finale est l'isolement des sorties des étages de puissances par relais de coupure.

La fonction temporisation est obtenue par charge d'un condensateur à partir d'une basse tension redressée (6,3 V), et ceci dès la mise en marche de l'ensemble, ce qui retarde le collage du relais, qui

est alors maintenu par une diode zéner.

La fonction protection, c'est-à-dire le décollage du relais, est obtenue par blocage de son transistor de commande dès qu'une tension continue positive ou négative est appliquée aux étages intermédiaires reliés aux sorties des étages de puissance, ce qui se produit par exemple si l'on court-circuite ces sorties. Les circuits du magnétocassette qui est, rappelons-le un modèle Sony, sont relativement simples mais comportent cependant tous les éléments indispensables dans un magnétocassette moderne. Les circuits du système Dolby, par exemple sont contenus dans un circuit intégré spécial. Il existe un circuit de « Muting », qui empêche le signal d'être appliqué à l'étage amplificateur commun à l'enregistrement et à la lecture avant la commutation de l'une ou l'autre de ces fonctions. L'amplificateur qui est utilisé pour l'enregistrement à partir d'un microphone et pour la lecture à partir de la tête magné-

tique est constitué par deux étages à liaison directe avec réseau correcteur.

L'étage amplificateur utilisé pour l'enregistrement comporte trois réseaux correcteurs (un pour chaque type de bande) commutables sur son émetteur, le collecteur étant utilisé pour appliquer le signal à la tête magnétique après passage par un filtre, la fréquence de prémagnétisation s'appliquant également à la dite tête dans ce cas-là.

L'oscillateur d'effacement-prémagnétisation n'est équipé que d'un seul transistor, avec réaction base-collecteur et enroulements secondaires séparés pour l'effacement et la prémagnétisation. Le système de la régulation de vitesse du moteur est du type à asservissement. En effet, un circuit intégré est utilisé pour comparer la tension fournie par une génératrice tachymétrique avec une tension réglable et commander un transistor ballast.

La partie alimentation est classique et soignée. Les deux tensions symétriques de

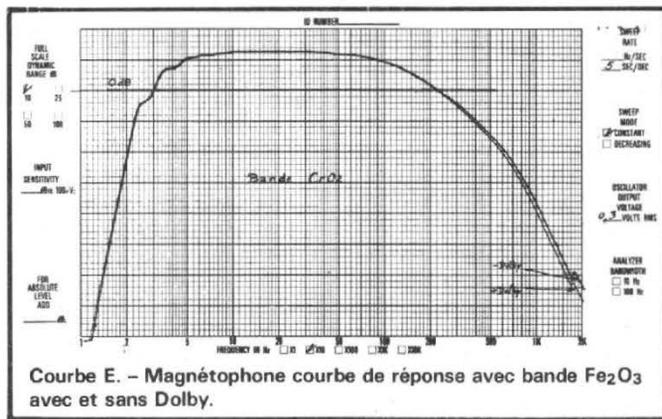
33,5 V destinées à l'amplificateur sont obtenues par redressement en pont à partir d'un enroulement secondaire du transformateur d'alimentation, et dont une prise médiane est mise à la masse. Ces tensions ne sont évidemment pas réglées, mais le filtrage est très énergiquement assuré par deux condensateurs de 5 600 μ F logés dans un même boîtier. Une tension positive de 21 V, régulée électroniquement, sert à l'alimentation de l'ensemble des autres circuits, à l'exception du circuit de protection qui utilise le - 33,5 V destiné à l'amplificateur et du circuit de réglage de l'accord en FM (Preomat) qui utilise une tension stabilisée par diode zéner après redressement et filtrage.

La tension nécessaire au moteur d'entraînement du magnétocassette, soit environ 8 V est fournie par un enroulement séparé du transformateur après redressement et filtrage sérieux.

L'éclairage des divers cadrans est également obtenu à partir d'un enroulement séparé du transformateur.

Chaque enroulement secondaire est doté d'un fusible de protection calibré et à fusion retardée, de même que l'enroulement primaire reliée au secteur.

Bien entendu, à l'exception du tuner et de certains circuits annexes (protection, « Muting » etc.) chaque partie de l'ensemble du compact est en double exemplaire, stéréo oblige...



Courbe E. - Magnétophone courbe de réponse avec bande Fe₂O₃ avec et sans Dolby.

LE TÉLÉVISEUR COULEUR



SABA ULTRACOLOR T 6742

NOUS présentons ce mois-ci aux lecteurs du Haut-Parleur un téléviseur couleur Secam de chez Saba. Ce téléviseur distribué par Saba France est fabriqué en Allemagne. Il présente un intérêt certain en raison de sa technique et de sa technologie moderne.

Il s'agit en effet d'un téléviseur utilisant des circuits intégrés en grande quantité : neuf circuits intégrés pour la chaîne vidéo et le son, transistors dans l'alimentation, dans les étages de puissance vidéo, thyristors dans le balayage. En outre, ce téléviseur est équipé d'un sélecteur de programme à touches sensibles (il suffit d'effleurer la touche désirée pour obtenir la commutation). Un afficheur 7 segments de grandes dimensions donne le numéro du programme sélectionné (de 1 à 8); ce circuit utilise 2 circuits intégrés, une douzaine de transistors, et une vingtaine de diodes.

C'est un gadget très agréable à utiliser et que Saba aurait pu facilement compléter par une commande à distance.

Pour continuer notre description générale, précisons que le tube image est un 76 cm, 110° « PIL »; inutile de préciser que ce dernier point simplifie énormément la partie électronique. D'autre part, on dispose des traditionnels réglages de luminosité, contraste, puissance sonore et coloration. A noter que le réglage de coloration a un cran en milieu de course. Cela correspond au meilleur équilibre entre les couleurs. Enfin, une touche « STABILIT ELECTRONIC » doit être enfoncée lors d'une réception couleur si l'on est assez loin d'un émetteur; cela permet d'obtenir une bonne stabilité de l'image.

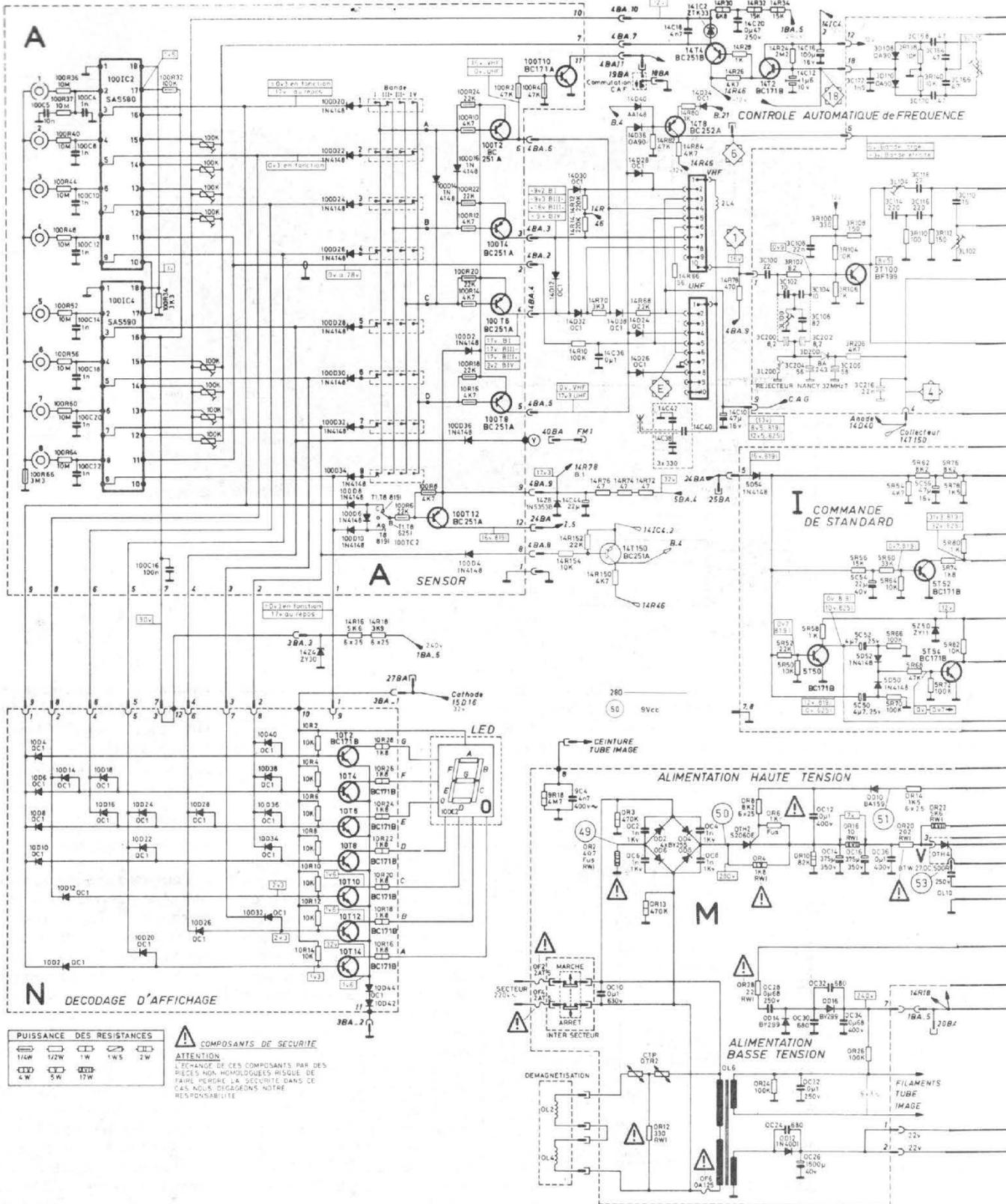
Un seul câble d'antenne, mais le téléviseur est équipé d'un séparateur VHF/UHF. En enfonçant le boîtier sélecteur

et en relâchant, celui-ci sort de la face avant et on accède ainsi aux boutons de pré-réglages. A chaque touche sensitive numérotées de 1 à 8 correspond une molette d'accord et un commutateur à 4 positions : bande 1 (canaux 2 à 4), bande III + (canaux 6, 8, 12), bande III - (canaux 5, 7, 11) et enfin bande IV (canaux 21 à 69). Une fois la bande sélectionnée, on cherche avec la molette d'accord l'émetteur local. Saba communique dans sa notice la liste des principaux émetteurs français avec leur numéro de canal. Les canaux 2 à 7 correspondent obligatoirement à un balayage 625 lignes (2^e chaîne, 3^e chaîne et 1^e chaîne couleur). Pour les touches 1 et 8, on dispose d'un commutateur à 3 positions A, B, C. En position A, seule la touche 8 commute le téléviseur en 819 lignes (1^e chaîne noir et blanc); en position B, toutes les touches commutent le téléviseur en 625 lignes. Enfin, signalons qu'à

l'allumage, le téléviseur est toujours positionné sur la touche 1.

Description Technique

L'arrivée d'antenne se répartit sur le sélecteur UHF et le rotacteur VHF. Le plan ne détaille pas la composition de ces deux têtes HF mais on peut savoir cependant qu'elles utilisent des varicaps en commande. Les 8 touches sensibles sont reliées à 2 circuits intégrés destinés uniquement à cet usage : les SAS 580 et 590. De ces circuits, 8 sorties (à 0V en fonction, et 17V en repos); chacune passe à travers le commutateur à 4 positions sélecteur de bande et est envoyée également vers le circuit N, décodage d'affichage. Là, une matrice à diodes permet en fonction de l'entrée



A

CONTROLE AUTOMATIQUE de FREQUENCE

A SENSOR

I COMMANDE DE STANDARD

ALIMENTATION HAUTE TENSION

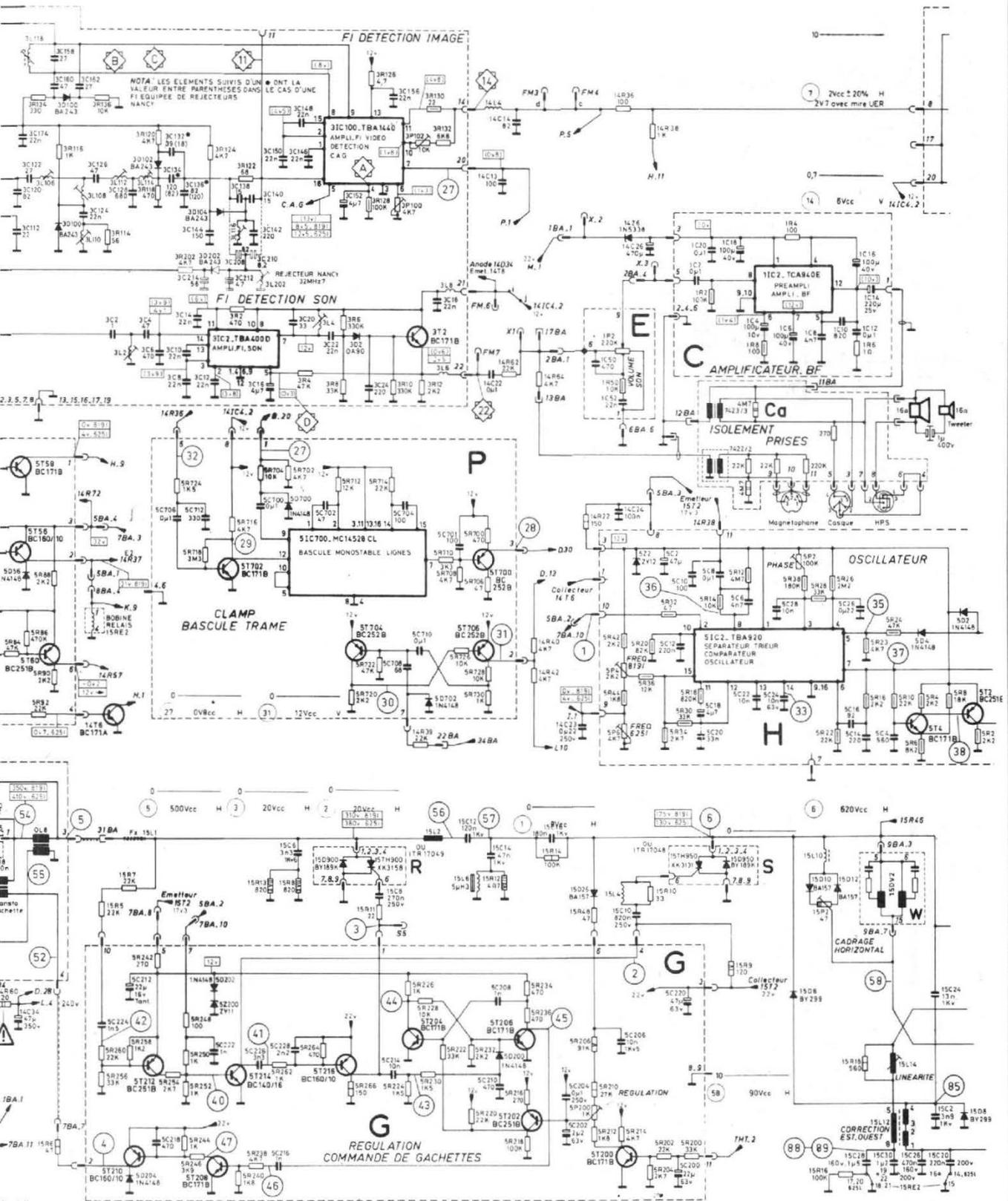
ALIMENTATION BASSE TENSION

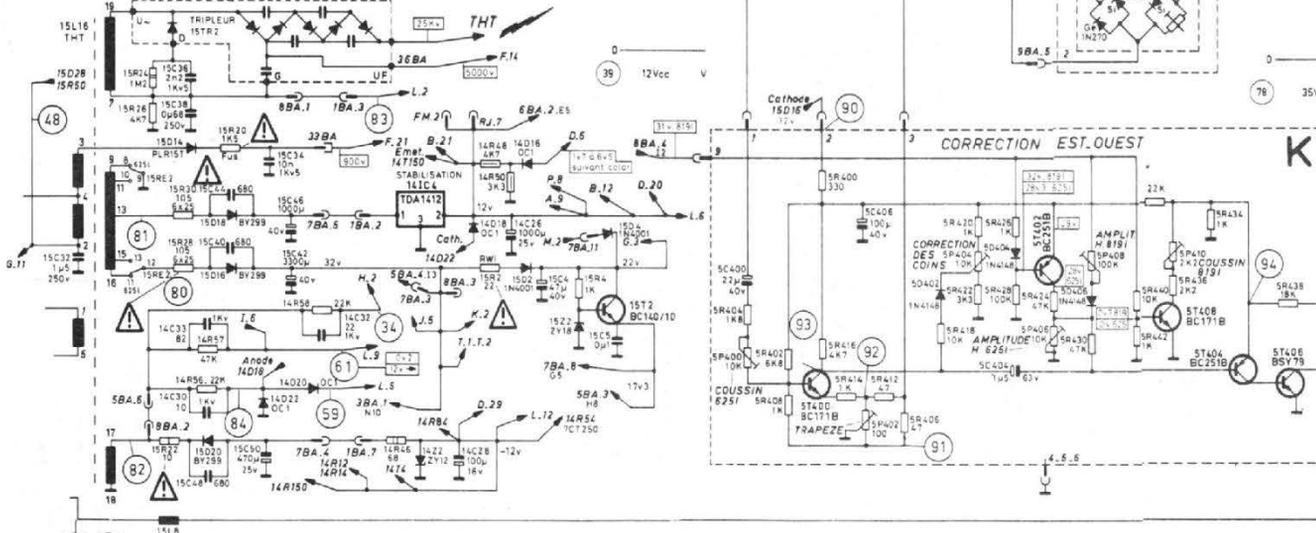
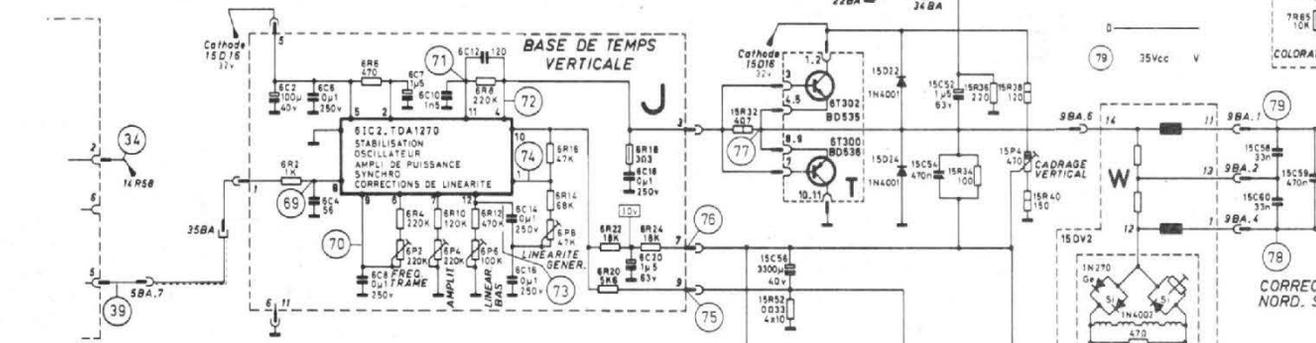
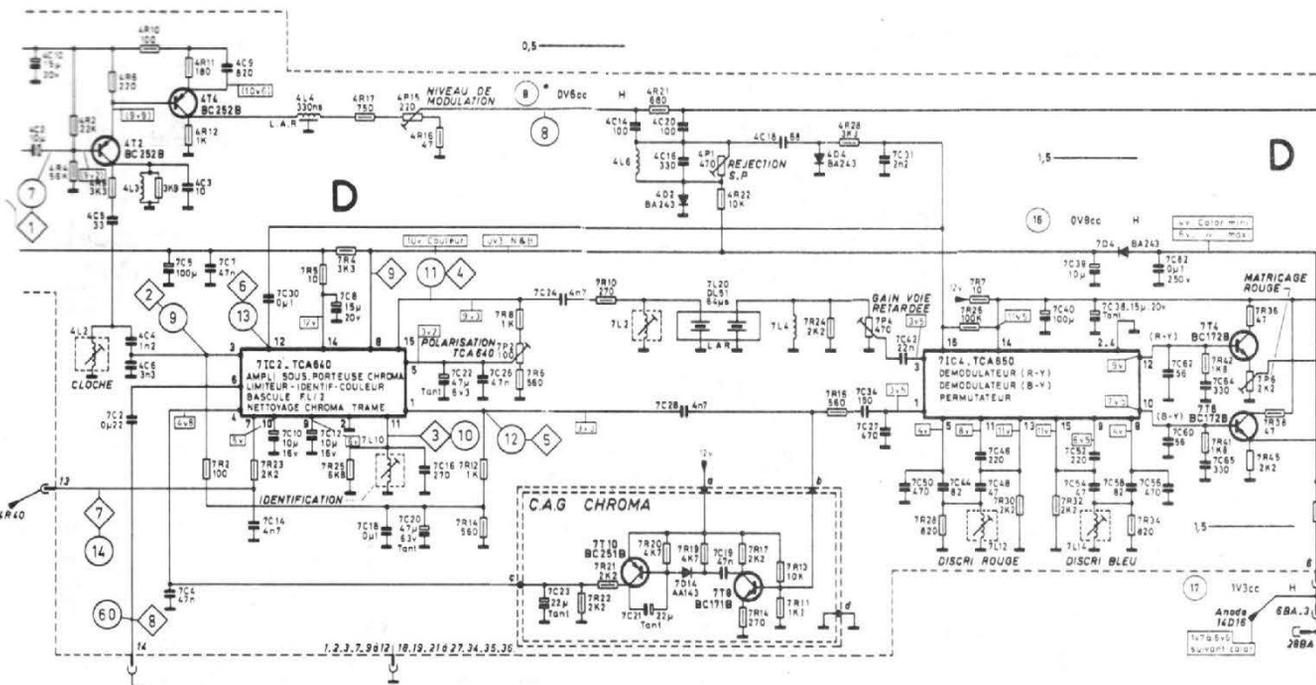
N DECODAGE D'AFFICHAGE

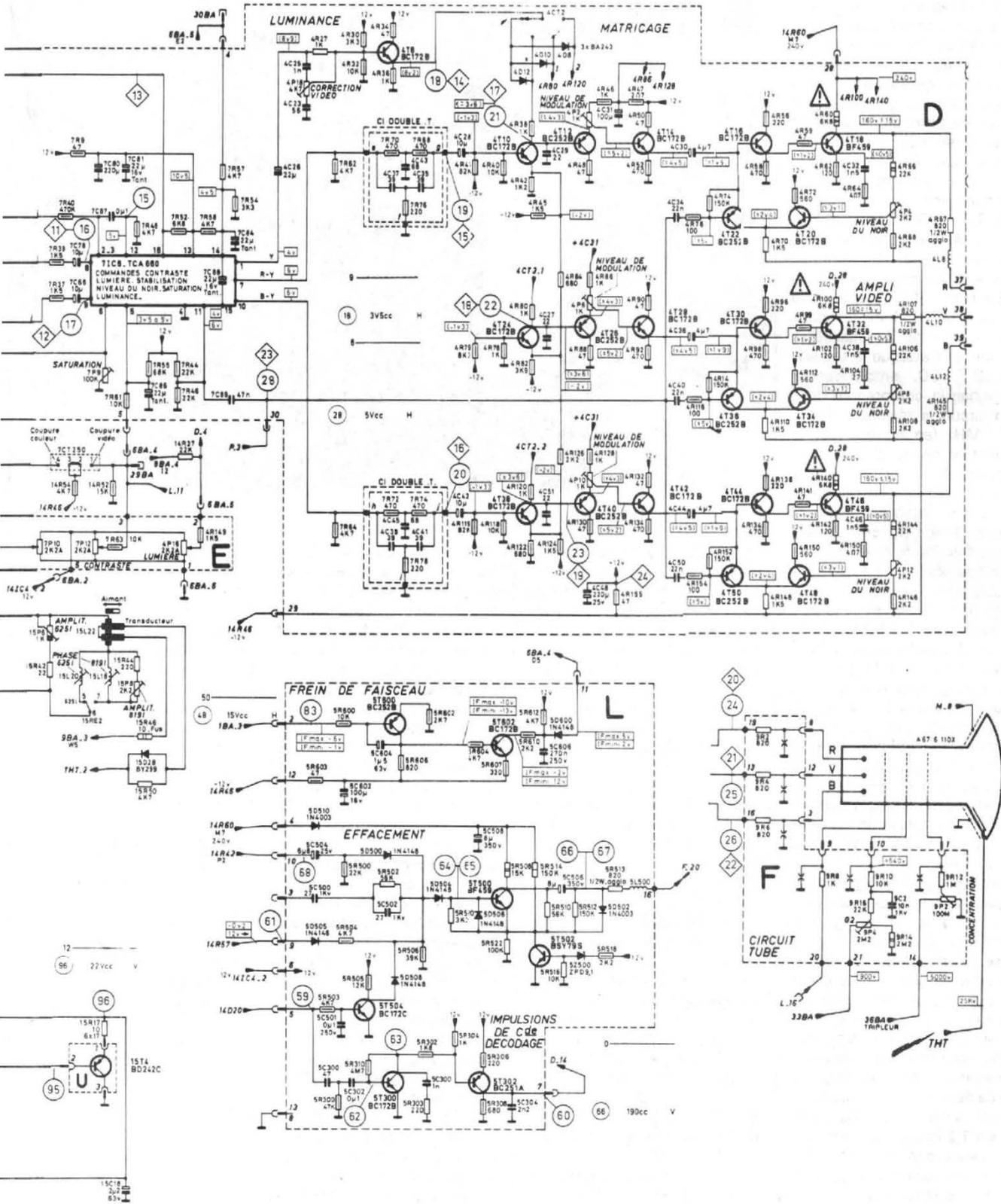
PUISSANCE DES RESISTANCES

	1/4W		1W		1.5W		2W
	1/2W		1.5W		2W		2.5W
	3W		4W		5W		17W

COMPOSANTS DE SECURITE
ATTENTION
 L'ECHANGE DE CES COMPOSANTS PAR DES PIECES NON HOMOLOGUEES RISQUE DE FAIRE PERIRE LA SECURITE DANS LE CAS AINSI DESIGNES NOTRE RESPONSABILITE

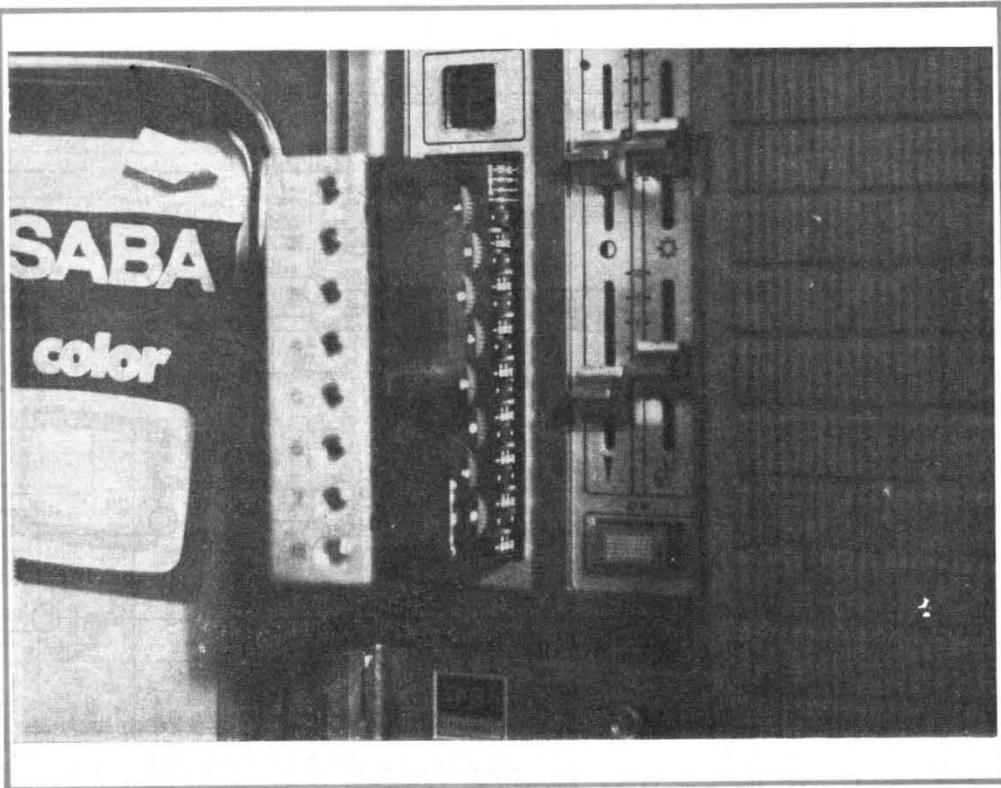






excitée de commander 7 transistors, chacun attaquant un segment de l'afficheur. Bien entendu, les combinaisons 9 et 0 ne sont pas prévues. Toutes les sorties bande I des 8 contacteurs sont reliées entre elles et envoyées vers le transistor 100 T 2 qui délivre un signal de commande vers les deux têtes HF. Il en est de même pour les bandes III - III +, et IV commandant respectivement les transistors 100 T 4, 100 T 6, et 100 T 8. A cela se superpose la commande de standard (commutateur A B C) dont la sortie (collecteur de 100 T 2) attaque le circuit I (commande de standard équipé de 7 transistors). La sortie FI attaque le transistor 3 T 100, amplificateur large bande, comprenant dans son circuit le réjecteur Nancy 32,7 MHz (en option). Sur le collecteur de ce transistor, le signal se divise vers la FI image et vers la FI son. Côté image, le circuit intégré 31 C 100 (TBA 1440) se charge de l'amplification fréquence intermédiaire son. A la sortie de ce circuit on trouve le circuit de détection (3 D 2) et le signal attaque, via 3 T 2, le réglage de volume (équipé d'un correcteur physiologique) et la prise de sortie magnétophone dont est équipé l'appareil. Le curseur de ce potentiomètre attaque un troisième circuit intégré 1 IC 2 (TCA 940 E) jouant le rôle de préampli-ampli BF. Via un transformateur d'isolement, le signal son arrive enfin sur deux haut-parleur, une large bande et un tweeter, de marque Siare. Ce signal est également aiguillé vers deux sorties : casque et haut-parleur supplémentaire. On notera que la prise HP met hors service les deux haut-parleurs incorporés et que toutes ces prises se trouvent à l'arrière de l'appareil ce qui n'est pas du plus astucieux pour la sortie casque.

Revenons à la vidéo ; à la sortie détection, on récupère le signal vidéo pour l'envoyer vers 4 T 2 (préamplificateur). A ce niveau, s'effectue la différenciation luminance/chrominance. La chrominance passe dans le circuit cloche et arrive dans un nouveau circuit intégré : 7 IC 2 (TCA 640). Ce cir-



cuit joue le rôle d'amplificateur sous porteuse chroma, de limiteur, d'identificateur couleur (portier et bascule) et de nettoyage chroma trame... La sortie directe s'effectue au point 1, la sortie vers la ligne à retard au point 15. On retrouve les deux signaux après retard aux bornes 1 et 3 du circuit 71 C 4 (TCA 650). Ce circuit complète le précédent : c'est le permutateur-démodulateur (R-Y) et (B-Y). On récupère les deux signaux (R-Y) et (B-Y) aux bornes 12 et 10 de ce circuit et le circuit 7 IC 6 (TCA 660) joue le rôle final en recevant à la fois les signaux de luminance et de chrominance. A ce niveau, on peut régler le niveau de la lumière, du contraste. Le circuit se charge également de la stabilisation, du niveau du noir et de la saturation luminance. Aux points 1, 7, 10 on récupère respectivement Y, (R-Y), et (B-Y). On arrive alors au matricage permettant de générer le signal (V-Y). Enfin, on aboutit aux amplificateurs vidéo B, V, R.

Les circuits P et H génèrent le balayage ligne. Deux circuits intégrés remplissent toutes les fonctions : le MC 14528 CL (bascule monostable ligne) et la

TDA 1270 : c'est la base de temps verticale (oscillateur, ampli de puissance, synchro, stabilisation et correction de linéarité). Il faut bien entendu opérer la correction de coussin due, rappelons-le, à la différence de longueur entre le rayon de courbure de l'écran et le rayon de balayage. Cette correction se divise en deux : la correction Nord-Sud est celle qu'il faut apporter dans le sens vertical, et la correction Est-Ouest est celle qu'il faut apporter dans le sens horizontal. Comme on ne peut pas utiliser d'aimants comme en noir et blanc, on utilise un transducteur modifiant les courants de balayage ligne et trame.

On dispose d'un transformateur de petites dimensions pour l'alimentation basse tension, tandis que l'alimentation haute tension utilise directement le secteur (une seule tension secteur possible : 220 V). Cette alimentation haute tension est correctement redressée, filtrée et régulée ; la régulation et les circuits de puissance utilisent des thyristors, la commande des gâchettes n'utilise pas moins de 9 transistors. Dans ce téléviseur de technique moderne, les tradi-

tionnelles valves et lampes de puissance sont parfaitement bien remplacées par transistors et thyristors. Signalons enfin que la THT de 25 kV est obtenue par un tripleur.

Le montage est modulaire. 3 grands circuits imprimés se déplacent sur glissières plastiques et chacun supporte plusieurs autres circuits embrochables. Le constructeur a utilisé de l'époxy simple face vernie. Le montage est fait avec le grand soin qui caractérise Saba. Les fils sont groupés en torons et certains points de mesure sont repérés en clair.

Le téléviseur ultracolor T 6742 de Saba nous apparaît comme un excellent appareil très bien conçu sur le plan technique, d'une présentation agréable et d'une qualité sonore et visuelle tout à fait remarquable.

F. RUTKOWSKI

ERTEL 3

ERTEL 3
Esposizione Europea Radio Televisione ed Electroacustica
9/14 settembre 1977

TERIA

8-12 settembre
INTELLIGENZA
DELLA MUSICA
HIGH FIDELITY

←
INGRESSO DA
PORTA MECCANICA

SOUS le patronage de l'ANIE (Associazione Nazionale Industrie Elettriche ed Elettroniche) qui est en quelque sorte l'équivalent du GIEL et du FIEE français, s'est tenue à Milan, du 9 au 14 septembre, l'ERTEL 3.

L'ERTEL 3 (3 tout simplement parce que c'est la troisième du nom) concernait à la fois le matériel Radio-Television et celui réservé à l'Electroacoustique. Cette classification n'est d'ailleurs pas tout à fait exacte puisqu'on y trouvait aussi des appareils de mesure, en minorité il est vrai, de la sonorisation et même quelques firmes spécialisées dans le matériel d'émission ou audiovisuel. Ce qui fait qu'il est difficile de trouver en France un salon recouvrant strictement les orientations de l'ERTEL 3, compromis entre l'ex-Salon de la Radio-Television et notre actuel Festival International du Son avec un zeste de Salon des Compo-

sants électroniques. Dix mille mètres carrés d'exposition, une cinquantaine de constructeurs ou leurs représentants ce qui conduisait à des stands relativement grands.

Une des caractéristiques essentielles de l'ERTEL 3 était sa vocation européenne donc

pas de produits extrême-orientaux ou nord-américains. Protectionnisme ? Sans doute, mais protectionnisme dont l'explication, sinon la justification, nous fut fournie au cours de la conférence de presse précédant l'ouverture du salon. Le Dr Ottorino Beltrami, président

de l'ANIE, attaqua franchement le problème, qui ne manquera pas d'étonner nos lecteurs, et dont l'énoncé se résume en quelques mots : la contrebande et le dumping. L'importation « parallèle » n'est plus que brouille à partir du moment où sévit un mal beaucoup plus alarmant pour le secteur électronique grand public de l'économie d'un pays et que se développe une concurrence basée sur la dérobade à tout contrôle douanier. Pas de taxes et aucune difficulté pour obtenir les licences d'importation ; le contingentement ? Connais pas ! Et « quand j'entends parler de « licence », je sors mon contrebandier ». Nos amis italiens ne peuvent qu'envier la France et ses 20 000 gabelous alors qu'eux-mêmes ne disposent que d'un effectif de l'ordre du quart de ce chiffre pour un kilométrage côtier supérieur à celui de notre pays. Si l'on en juge par les chiffres avancés, il



Photo 1. - Un stand très éclectique, le plus grand aussi : Grundig.

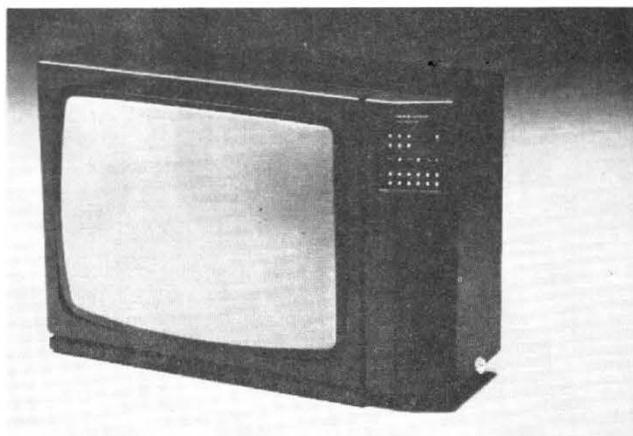


Photo 2. - Esthétique italienne : Brion-Véga, 12 stations préréglables.

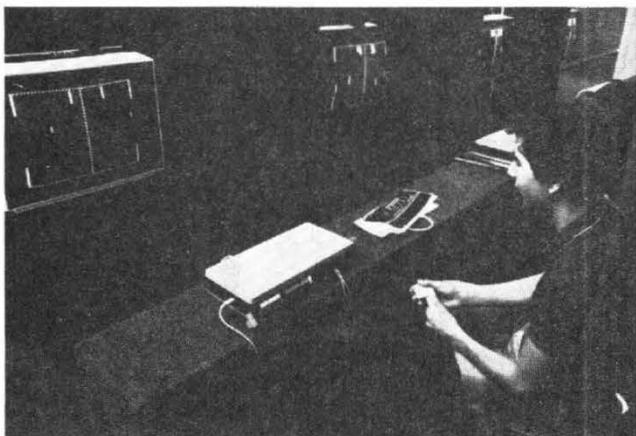


Photo 3. - Les « vidéo-games » à l'honneur.

y a de quoi s'inquiéter : ces importations « illicites » sont estimées à 37,2 % pour les radiorécepteurs et radiocassettes, à 44 % pour les magnétophones et à 26 % pour les auto-radios. De là à demander des mesures à la fois effectives et efficaces à cet état de fait néfaste, il n'y a qu'un pas qui a été bien vite franchi.

D'autant plus que, pour la T.V. couleurs en plein essor, la concurrence de l'intérieur de la C.E.E. est très forte. Les trois grands de cette activité en Italie ont pour nom : Grundig, Philips et Telefunken. Ce qui laisse toutefois à l'industrie italienne, T.V. noir et blanc compris, un chiffre d'affaires de 400 milliards de lires (1976), en augmentation de 30 % en prix courants sur l'année précédente, soit de 15 à 16 % après réévaluation.

Le Salon ERTEL 3

S'étendant sur deux niveaux, ERTEL 3 a été marqué par une très forte participation ouest-allemande, soit directe, soit par le biais des filiales italiennes : Grundig, Telefunken, Saba, Nordmende, Löewe, Korting, Görler, Blaupunkt, ITT Schaub Lorenz, Wisi, Fuba... Excusez du peu ! Sur leur terrain milanais, les transalpins : Zanussi, Prandoni, Brion-Véga, Voxson..., faisaient pratiquement jeu égal et montraient qu'eux aussi savaient être à la hauteur tant du point de vue technologique que du « design ». Et puis quelques anglais, en particulier Decca avec une gamme complète de T.V. et de compacts, ce qui nous change du bras dépous-

siéreur et des disques qui le font connaître en France.

Dominante que l'on retrouve chez quasiment tous les constructeurs : il existe presque toujours chez chacun d'eux un, sinon plusieurs téléviseurs équipés de « vidéo-games », incorporés. En ce domaine, c'est vraiment l'explosion ; Zanussi avait même un stand de tir avec plusieurs téléviseurs ; à chacun d'eux correspondait une carabine, réplique de la Winchester, munie d'une cellule photoélectrique ce qui permettait aux visiteurs d'exercer leur adresse sur une cible se mouvant sur le cathoscope, le score étant visualisé en permanence sur l'écran lui-même. Bien sûr, en plus, possibilité de tennis ou ping-pong, football, squash, pelote... Nul doute que nous connaissons en France un tel engouement pour

ces possibilités supplémentaires du récepteur T.V., possibilités connues de nos lecteurs, mais qui demeurent assez mystérieuses au grand public.

Pour les portables noir et blanc, les Italiens restent des maîtres. Il n'est qu'à voir, par exemple, les modèles Brion-Véga ou Prandoni. La France n'était pas présente à cette manifestation, cela ne nous a pas empêché de reconnaître parmi certains récepteurs T.V. exposés quelques modèles importés chez nous et proposés alors sous les sigles de quelques uns de nos grands constructeurs. Aussi trouvons-nous à posteriori puériles la question que nous avons posée à M. O. Beltrami et la réponse qui nous a été faite par un de ses collaborateurs :

Question : est-il difficile d'exporter en France, et donc



Photo 4. - Un Finlandais, Salora 6000, compact étudié en vue de réduire la TID (Distorsion d'intermodulation transitoire).



Photo 5. - Un Anglais, DECCA. Pas seulement spécialiste des disques et des bras dépoussiéreurs. Modèle 2 x 25 watts avec Dolby.

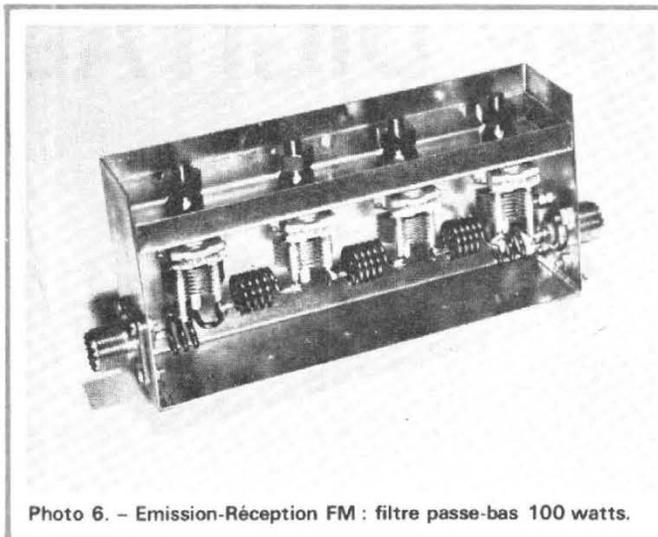


Photo 6. - Emission-Réception FM : filtre passe-bas 100 watts.

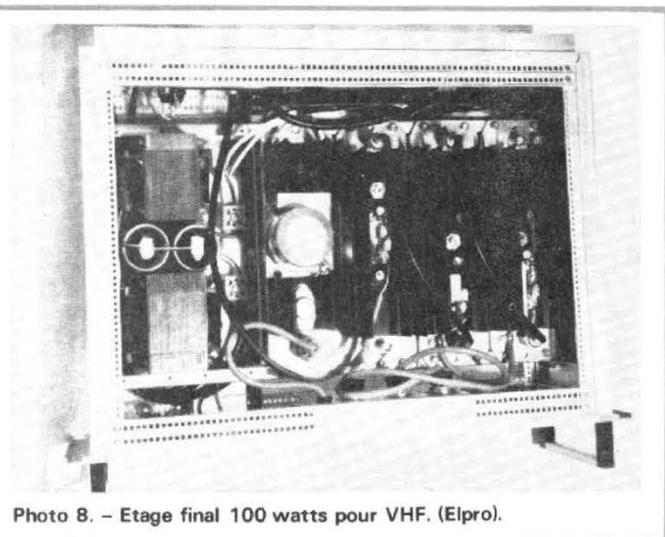


Photo 8. - Etage final 100 watts pour VHF. (Elpro).

de construire, un téléviseur comportant nécessairement la première chaîne et le 819 lignes ?

Réponse : il est très difficile de construire pour exporter en France, non seulement à cause du 819 lignes, mais au moins tout autant à cause des normes de sécurité imposées par les organismes officiels français.

Remarquons aussi qu'une bonne partie des TVC comportent un nombre important de stations pré-réglées (12 et plus !) et que la télécommande par ultrasons ou par infrarouges gagne du terrain. Raffinement, l'affichage de l'heure et même quelquefois possibilité de faire apparaître, en surimpression et dans un coin de l'écran, le programme d'une chaîne voisine.

Allant de pair avec les récepteurs, les antennes et accessoires de branchement, préamplis, coupleurs et même mesureurs de champ. Il faut dire que la journée d'études de l'ERTEL 3, réservée à la technique et à la technologie associait largement, aux perspectives d'avenir de la T.V. et de la FM, l'actualité ; ce qui signifie que les problèmes posés par les installations collectives de Radio-T.V. ont été longuement débattus, tant du point de vue performances que du point de vue sécurité.

Et la HiFi dans tout cela ? Elle était présente elle aussi, surtout sous forme d'ensembles compacts. Les modèles

les plus remarquables étant chez Brion-Véga. Chez Salora (un Finlandais), l'accent était mis sur la lutte contre la TID (Distorsion d'Intermodulation Transistoire) ce qui est tout à fait logique pour une firme implantée au pays de M. Otala. Beaucoup de bas de gamme chez Europhon, dont c'est la vocation : la HiFi à un prix très abordable. Chez Grundig, des modèles connus mais aussi tout un département audiovisuel, avec une nouvelle caméra couleur et un magnétoscope portatif (de l'ordre de 10 kg) et tout le matériel professionnel de ce secteur d'activité ; également présent, le matériel de mesure et de service. Même particularité au stand Siemens, lequel ne se contentait pas du matériel grand public mais y ajoutait ses caméras couleurs et ses diffé-

rents types d'amplificateurs et de câbles coaxiaux à faibles pertes, des câbles prévus pour utilisation en atmosphère humide. Le transalpin Amp-tech sortait en nouveauté un tuner à 12 stations pré-réglables avec indicateurs à LED, et ce tant pour l'accord que pour l'appréciation du niveau de sortie.

Le nombre de stations pré-réglables dont il est question ci-dessus nous amène tout naturellement aux « radios libres ». Sous ce vocable, nos voisins italiens désignent des radios privées émettant dans la bande FM. Ces stations se comptent par centaines et ont une existence tout à fait légale. Heureux Italiens ! Pas tout à fait quand même puisque certaines de ces émissions audibles en France sont brouillées par notre propre radiodiffu-

sion. Rien de nouveau sous le soleil pourtant ; ceux qui étaient fervents amateurs de la BBC il y a un peu plus de trente ans comprendront à quoi nous faisons allusion... Toujours est-il que cette multiplication des émetteurs a pour conséquence l'obligation de multiplier les accords pré-réglables en F.M. sur les tuners et amplis tuners. Il en est de même pour les récepteurs TV puisque des « T.V. libres », en moins grande quantité que leurs homologues radios toutefois, émettent elles aussi ! Certaines relaient même « Antenne 2 ». Pas de brouillage dans ce cas...

A ERTEL 3, il n'était donc pas étonnant de trouver du matériel d'émission et nous y avons vu un stand entièrement réservé à ce type de matériel (S.A.E.T.) avec des émetteurs allant jusqu'à 5 kW de puissance ! Et des armoires équipées de multiples lecteurs de bandes pour alimenter ces émetteurs en matière première sonore ! Quand verrons-nous des appareils de ce type et prévus pour la France à notre exposition des composants ?

ERTEL 3, tout en n'étant pas une exposition d'une excessive ampleur, permettait donc de se faire une idée très précise des tendances... et des à-côtés de la radio télévision en Italie, ce qui n'est pas le moins intéressant. Une manifestation qui, nous l'espérons, reviendra périodiquement à l'avenir.

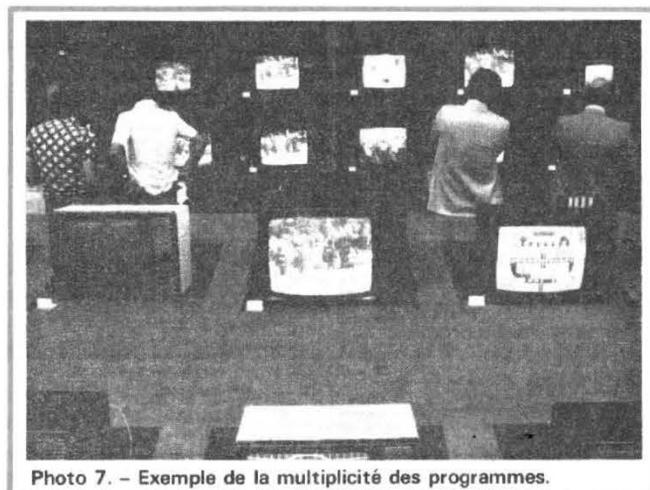
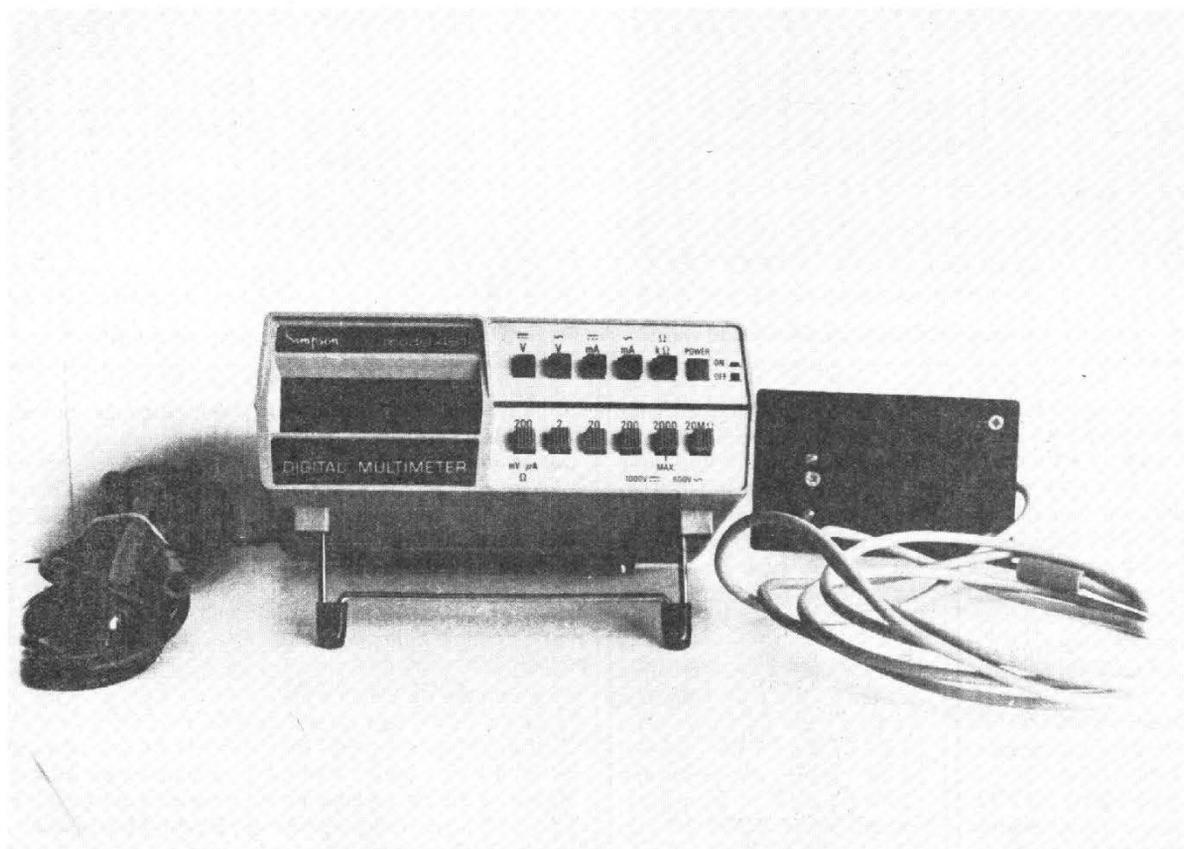


Photo 7. - Exemple de la multiplicité des programmes.

LE MULTIMÈTRE DIGITAL



SIMPSON 461

I - PRÉSENTATION GÉNÉRALE ET PERFORMANCES

Le boîtier, mesurant environ 14 cm de largeur, 11,5 cm de profondeur, et 5 cm de hauteur, regroupe sur sa face avant le dispositif d'affichage, et toutes les commandes, par boutons poussoirs, de sélection des fonctions et des gammes (fig. 1). Sur l'un des côtés, se branchent les deux cordons de mesure, et, sur l'autre, celui du chargeur livré avec l'appareil.

LA vogue croissante des multimètres digitaux, conduit des constructeurs toujours plus nombreux, à inscrire ce type de matériel dans la gamme de leurs appareils de mesure. Le dernier salon des composants a vu la naissance, chez SIMPSON, du modèle 461, objet de notre banc d'essai. Ce multimètre est diffusé, en France, par les établissements ELEXO.

Le SIMPSON 461 est un 2 000 points, mesurant les tensions et les intensités continues et alternatives, ainsi que les résistances. Il s'agit d'un appareil essentiellement portable, comme le montrent sa capacité, et son alimentation sur batterie incorporée.

reil. La forme du boîtier moulé, a été intelligemment étudiée pour l'utilisation en position verticale aussi bien qu'en position horizontale; d'autre part,

une béquille escamotable donne la possibilité d'une inclinaison à 30° environ.

Les caractéristiques électriques essentielles sont succinc-

tement résumées ci-dessous: **Mesure des tensions continues:**

- 5 gammes de mesures: 200 mV, 2V, 20V, 200 V et 1 000 V à pleine échelle (en réalité, le digit d'extrême gauche ne pouvant afficher que 1, la limite est toujours, à une puissance de 10 près, 1999).

- tension maximale admissible sur toutes les gammes: $\pm 1\ 100V$.

- résistance d'entrée: 10 M Ω .

- précision: $\pm 0,5\%$ de la lecture, + 1 digit.

- affichage automatique de la polarité.

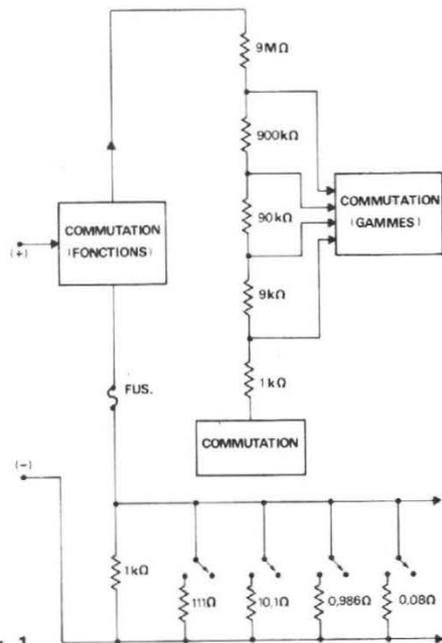


Fig. 1

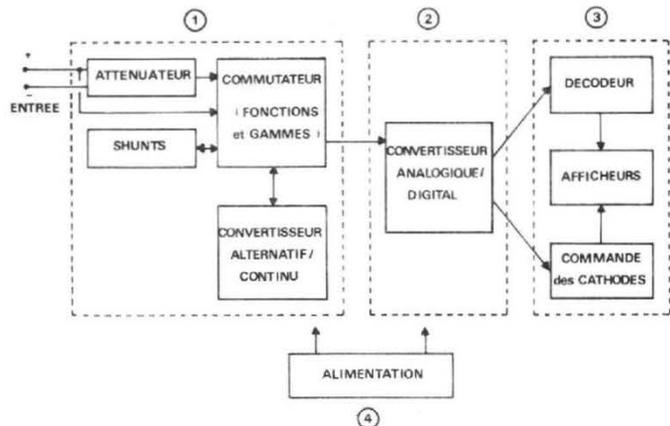


Fig. 2

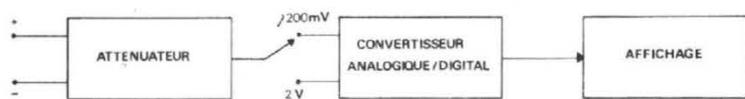


Fig. 3

Mesure des tensions alternatives :

- mêmes gammes, sauf la dernière qui plafonne à 600V.
- tension maximale admissible sur toutes les gammes : 650 V efficaces.
- impédance d'entrée : 10 MΩ // 100 pF.
- précision : ± 1 % + 2 digits de 50 Hz à 1 kHz. ± 5 % + 2 digits de 1 kHz à 5 kHz.

Mesure des intensités continues :

- 5 gammes : 200 μA, 2 mA, 20 mA, 200 mA et 2 A à pleine échelle.
- précision : ± 1 % de la lecture + 1 digit (± 1,5 % sur la dernière gamme).
- intensité maximale admissible : ± 2 A (protection par fusible).
- chute de tension à pleine échelle : 200 mV sur toutes les gammes.

Mesure des intensités alternatives :

- 5 gammes (les mêmes qu'en continu)
- précision : ± 1,5 % de la lecture + 2 digits (± 2 % sur la dernière gamme).
- intensité maximale admissible : 2 A.

Mesure des résistances :

- 6 gammes de mesure : 200 Ω, 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ et 20 MΩ à pleine échelle.

● précision : ± 0,5 % de la lecture + 1 digit (± 1 % sur la dernière gamme).

● puissance maximale dissipée dans la résistance mesurée : 0,2 mW.

L'affichage s'effectue sur quatre afficheurs à sept segments, avec des chiffres de 8 mm de hauteur. La position du point (c'est-à-dire de notre habituelle virgule) est commandée par le sélecteur de gammes.

II - SCHÉMA SYNOPTIQUE

Le multimètre comporte au total 6 circuits intégrés, dont un à large intégration, assurant toutes les fonctions de comptage. Avant d'en donner le schéma complet, il est préférable d'examiner la structure d'ensemble de l'appareil, puis le principe de chaque type de mesure.

La figure 2 montre qu'on peut regrouper les circuits en quatre sous-ensembles principaux. Le premier de ces sous-ensembles, est celui des circuits d'entrée. Ses différentes parties sont mises en service, selon la mesure à effectuer, par

le commutateur de sélection des gammes et des fonctions. On y trouve aussi un atténuateur, les résistances shunts pour les mesures d'intensité, et un convertisseur alternatif-continu. Celui-ci n'est autre qu'un redresseur sans seuil, utilisé pour la mesure des tensions et des courants alternatifs.

La deuxième section ne comporte guère que le circuit intégré qui, recevant, de la section précédente, une tension continue, la transforme en signaux digitaux, selon le classique code BCD des décades de comptage. Au sein de ce même circuit, sont incorporés les circuits de multiplexage, qui permettent de n'utiliser, pour la commande des quatre afficheurs, qu'un seul circuit de décodage.

La troisième section regroupe donc, outre les afficheurs eux-mêmes, le décodeur commun, et un circuit intégré de commande de leurs cathodes.

Enfin, le dernier sous ensemble est l'alimentation. En effet, le fonctionnement du SIMPSON 461 requiert deux tensions : l'une, de +5 volts, est directement fournie par les batteries de l'alimentation, ou le cas échéant par des piles ;

l'autre, de -7,5 volts, est élaborée, à partir de la précédente, dans un convertisseur dont tous les éléments se trouvent regroupés au sein d'un circuit intégré.

Tous les circuits du multimètre n'intervenant pas simultanément dans chacune des mesures, nous allons examiner successivement le cas des diverses fonctions remplies par l'appareil.

1) Mesure des tensions continues.

Il s'agit de la fonction la plus simple, comme le montre la figure 3. Une commutation effectuée sur le circuit de conversion analogique-digital, lui confère directement deux sensibilités d'entrée, de 200 mV et 2V respectivement, à pleine échelle. Les autres gammes s'obtiennent par les différentes positions de l'atténuateur d'entrée. Enfin, la sortie du convertisseur attaque l'ensemble des dispositifs d'affichage.

2) Mesure des tensions alternatives.

Dans le dispositif précédent viennent s'intercaler, entre l'atténuateur d'entrée et le convertisseur analogique-digital (qui ne peut traiter que des

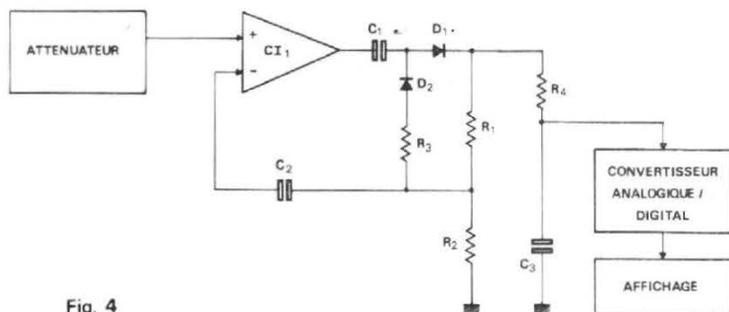


Fig. 4

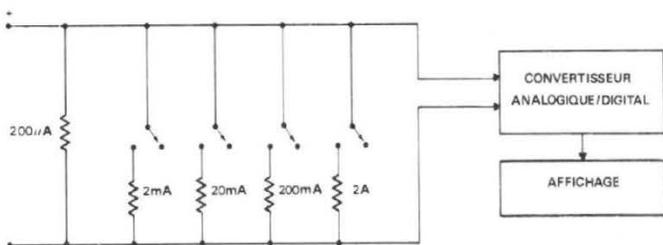


Fig. 5

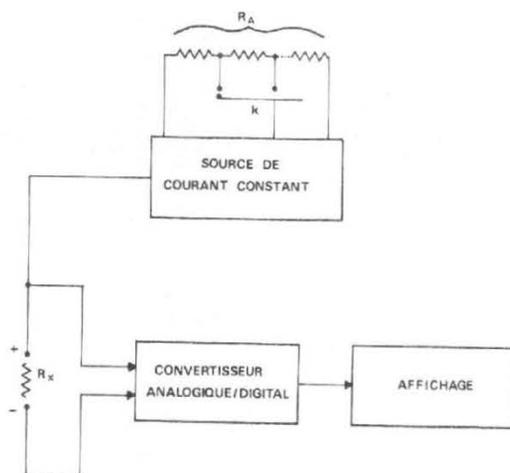


Fig. 6

tensions continues), les circuits de redressement. On aboutit alors au synoptique de la figure 4.

Dans l'association du circuit intégré CI₁, des deux diodes D₁ et D₂, et des condensateurs C₁ et C₂, on reconnaît un redresseur sans seuil, grâce auquel la tension continue de sortie, après intégration par le filtre R₄ C₃, est une fonction linéaire de la tension alternative

d'entrée, même pour les plus faibles valeurs de cette dernière.

3) Mesure des intensités continues : Ces intensités traversent, selon la gamme choisie l'une des résistances shunts de précision, aux bornes de laquelle elles créent une différence de potentiel continue. On est donc ramené au cas de la mesure des tensions continues, sauf qu'il n'est plus

nécessaire de faire intervenir l'atténuateur d'entrée. Le schéma devient alors celui de la figure 5.

On remarquera que, pour diminuer le nombre de commutations, la première résistance, réservée à la gamme 200 μA, reste connectée en permanence. Il en est évidemment tenu compte dans le choix de la valeur des autres shunts.

4) Mesure des intensités alternatives.

Elle découle directement du cas précédent. En effet, la tension recueillie aux bornes de la résistance shunt sélectionnée, est une tension alternative. Il suffit donc de l'appliquer au convertisseur analogique-digital en passant, cette fois, par le dispositif de redressement sans seuil, déjà représenté à la figure 4.

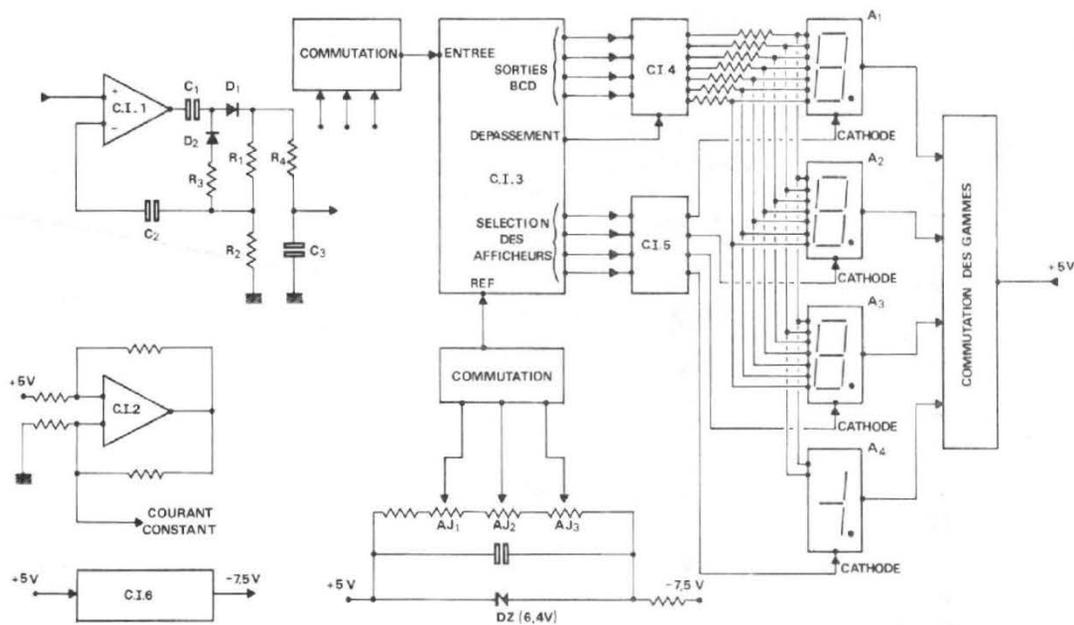


Fig. 7

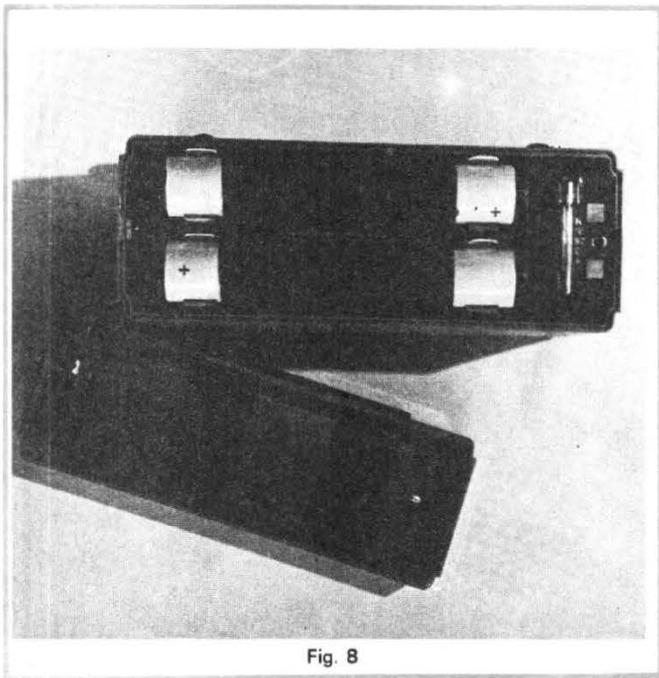


Fig. 8

5) Mesure des résistances.

Le circuit utilisé est celui de la figure 6, où R_x désigne la résistance inconnue, branchée sur les bornes d'entrée du multimètre. Une source de courant constant, pouvant délivrer plusieurs intensités selon le choix de l'une des résistances R_A par le commutateur K, débite dans R_x . La chute de tension ainsi créée aux bornes de cette résistance, est appliquée aux circuits suivants, travaillant en voltmètre continu.

III - SCHÉMA COMPLET DE L'APPAREIL

On le trouvera à la figure 7, dans laquelle nous n'avons cependant pas détaillé toutes les commutations, assez fastidieuses à suivre dans leur intégralité. Certaines connexions des circuits intégrés, qui n'interviennent pas dans la compréhension du fonctionnement, ont aussi été éliminées, afin de ne pas surcharger le schéma.

Une première commutation, dès l'entrée, sélectionne l'atténuateur de tension (résistance de 9 M Ω à 1 k Ω), ou le jeu des

shunts (résistances de 1 k Ω à 0,08 Ω).

L'amplificateur opérationnel Cl_1 (CA 3140) constitue le détecteur sans seuil, dont nous avons déjà parlé plus haut. Cl_2 est un autre amplificateur opérationnel (μA 741), fonction-

nant en source de courant constant, pour la mesure des résistances.

Dans tous les cas, et toujours grâce à des commutations non détaillées sur la figure 7, une tension continue est finalement appliquée sur l'entrée du circuit Cl_3 , qui constitue le convertisseur analogique-digital. Pour son fonctionnement, celui-ci demande, selon la mesure effectuée, différentes tensions de référence (appliquées sur l'entrée REF), et qui sont prélevées aux divers curseurs d'une chaîne comportant les résistances ajustables AJ_1 , AJ_2 et AJ_3 . Une tension constante est appliquée entre les extrémités de cette chaîne, par la diode zener DZ.

Le circuit Cl_3 comporte trois types essentiels de sorties. Le premier groupe délivre les classiques tensions BCD des décades de comptage, et commande un unique décodeur, Cl_4 (MC 14 511), effectuant la conversion entre le code BCD et les tensions dirigées vers les sept segments de chacun des afficheurs, à travers les résistances de limitation de l'intensité. Le décodeur Cl_4 reçoit

aussi, de la sortie «dépassement» de Cl_3 un signal de commande qui, en cas de dépassement dans la gamme de mesure choisie, éteint tous les afficheurs, ne laissant subsister que le « 1 » sur l'afficheur A_4 .

Quatre autres sorties, de Cl_3 , correspondent au dispositif de multiplexage. Appliquées sur Cl_5 (75 492), elles permettent de transmettre cycliquement, aux cathodes de chacun des afficheurs A_1 à A_4 , la tension nécessaire à l'allumage des segments. A l'intérieur de Cl_3 , des portes orientent convenablement les sorties des différentes décades, vers les entrées BCD de Cl_4 , en synchronisme avec le multiplexage.

Comme nous l'avons déjà signalé, l'allumage du point de l'un ou l'autre des afficheurs, est commandé, à partir du + 5 volts, par le commutateur des gammes de mesure.

Le dernier circuit intégré, Cl_6 , est celui qui, à partir du + 5 volts fourni par les batteries de l'alimentation, élabore la tension négative de -7,5 volts.

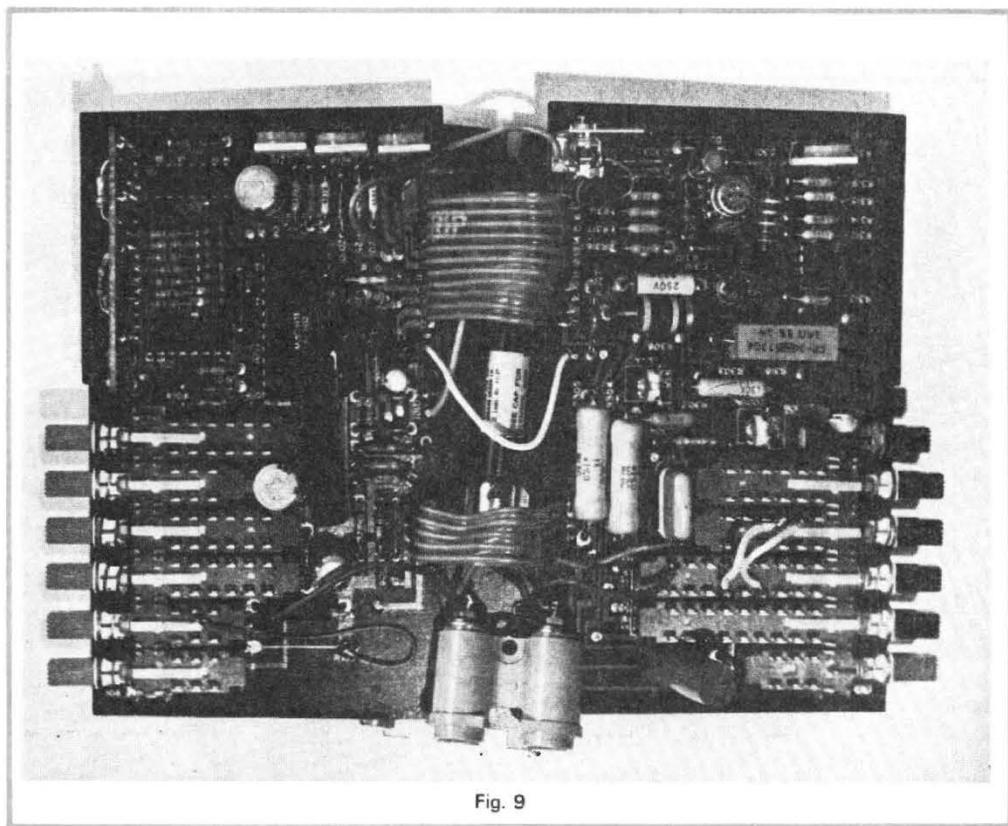


Fig. 9

IV - A L'INTÉRIEUR DU BOITIER

Le démontage du coffret s'opère très simplement. Deux vis imperdables maintiennent le fond qui, retiré, laisse apparaître les batteries, et l'un des fusibles de protection utilisé dans le cas des mesures d'intensité (fig. 8).

On peut alors, en tirant sur la plaque de fond, dégager du coffret l'ensemble des deux circuits imprimés, ainsi que les poussoirs des divers commutateurs, qui y sont soudés. Grâce à des connexions souples, l'ensemble s'ouvre comme un livre (fig. 9).

La photographie de détail de la figure 10, qui montre le circuit imprimé supérieur, permet de reconnaître certains des composants du schéma. Ce sont notamment : la source de courant constant, associée au circuit intégré Cl_2 ; le redresseur sans seuil, organisé autour de Cl_1 ; les résistances de précision de l'atténuateur d'entrée.

Sur le deuxième circuit imprimé apparaissent : le convertisseur analogique-digital Cl_3 ; le décodeur

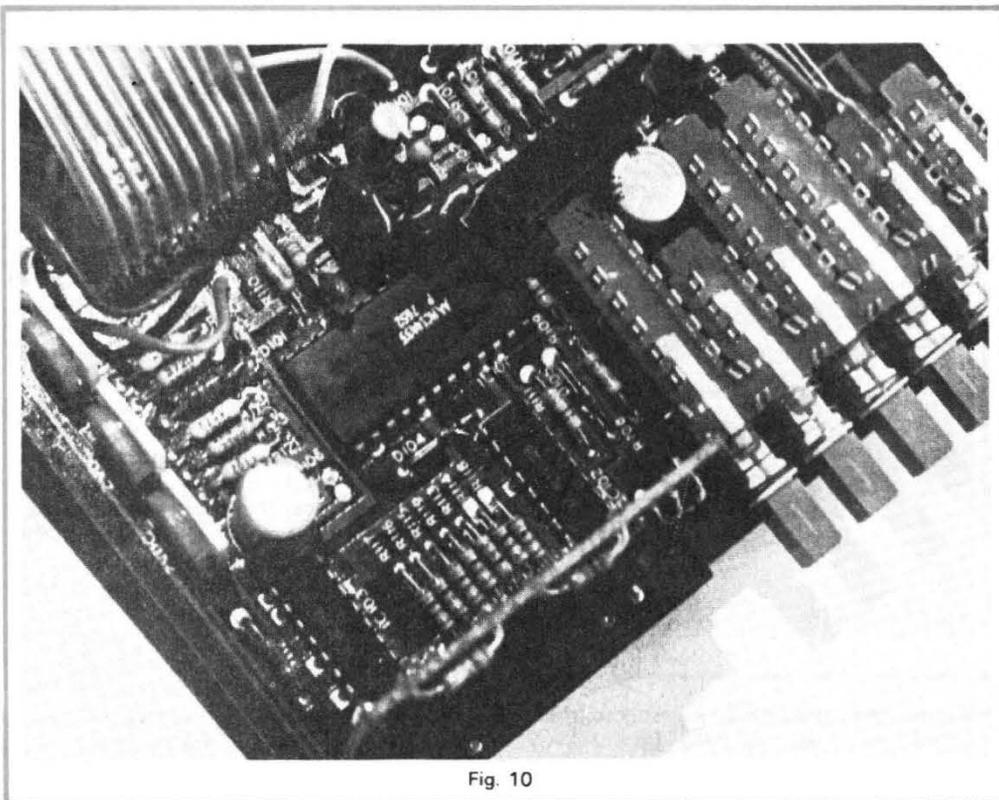


Fig. 10

BCD/7 segments Cl_4 ; le circuit Cl_5 de pilotage des cathodes ; le convertisseur Cl_6 , élaborant la tension négative d'alimentation.

Enfin, sur cette même pla-

que de circuit imprimé, un autre petit circuit auxiliaire, fixé verticalement, porte les quatre afficheurs qui apparaissent derrière la fenêtre de façade du coffret (fig. 11).

NOS CONCLUSIONS :

Nous ne trancherons pas sur le problème premier du choix entre un contrôleur universel classique, et un voltmètre digital. Il est bien clair que si ce dernier coûte sensiblement plus cher, il apporte, dans la précision des mesures, une amélioration considérable des performances.

Le modèle 461 de SIMPSON, nous a semblé d'un emploi agréable. Relativement compact, il n'atteint pas à la miniaturisation de certains de ses concurrents, mais offre en revanche une très intéressante gamme de fonctions et de sensibilités, dont la sélection par poussoirs se révèle extrêmement commode. On appréciera, aussi, la lisibilité des grands afficheurs.

Bien qu'il s'agisse, enfin, d'un jugement essentiellement subjectif, nous avons aimé la présentation, à la fois claire et flatteuse.

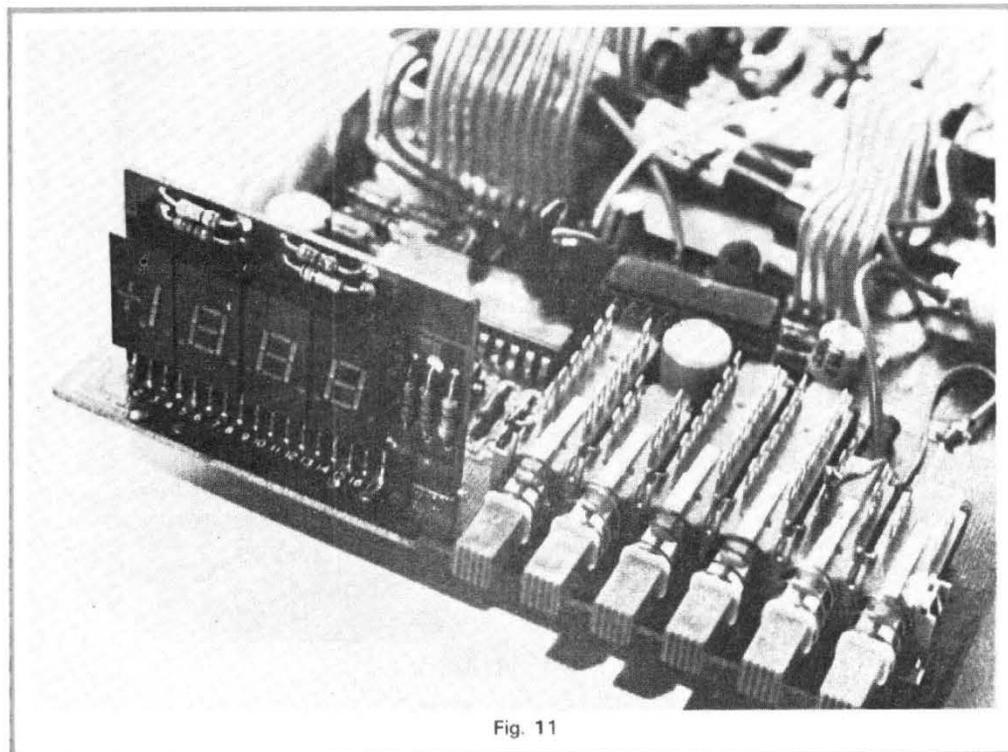
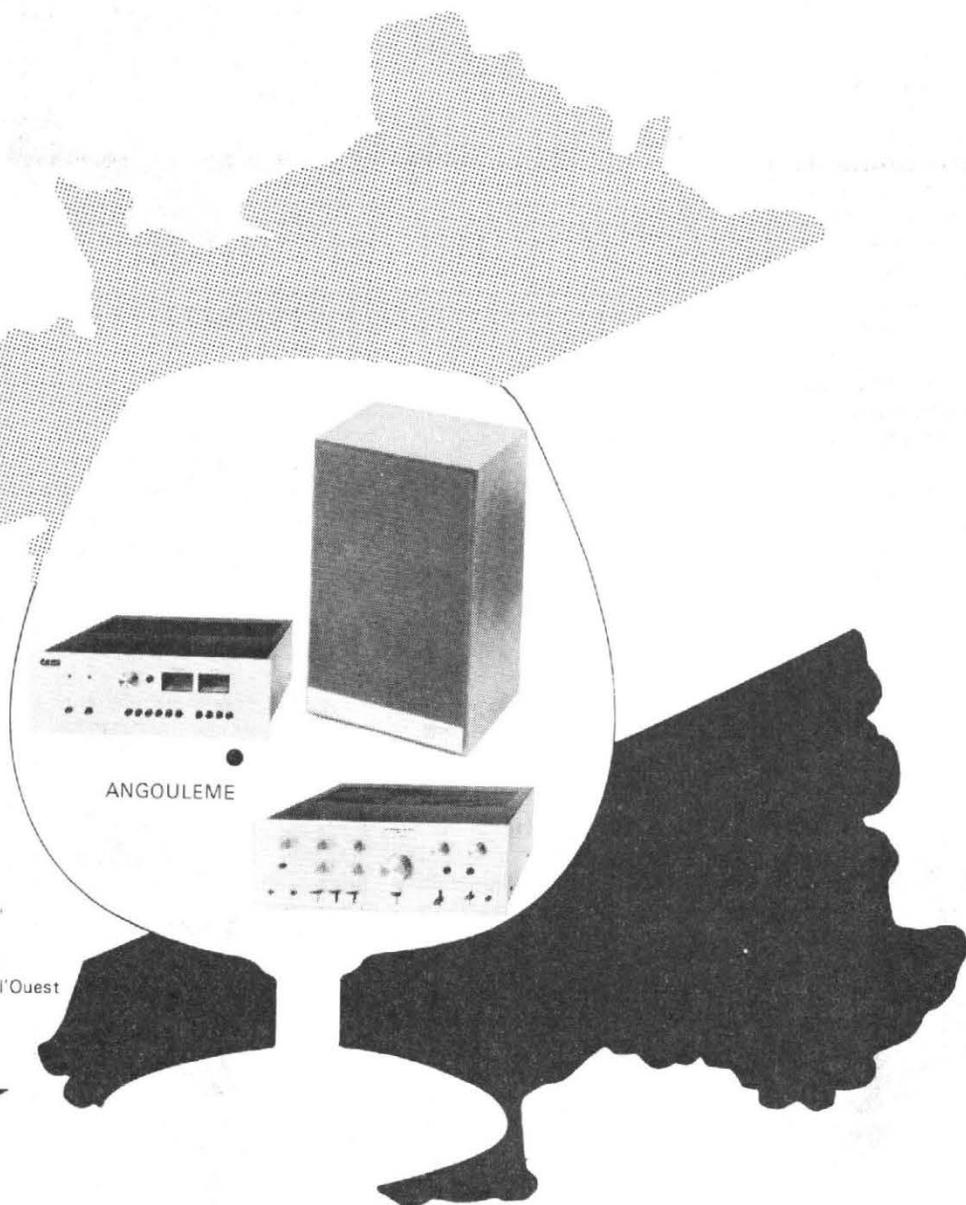


Fig. 11

La haute fidélité, nouveau grand cru des Charentes.



C'est en Charente,
terre de tradition par excellence,
que sont réalisés les
ENCEINTES ACOUSTIQUES,
AMPLIFICATEURS et TUNERS
de la Sté Electro Acoustique de l'Ouest
Un bon produit français
dont le rapport qualité-prix
vous étonnera.

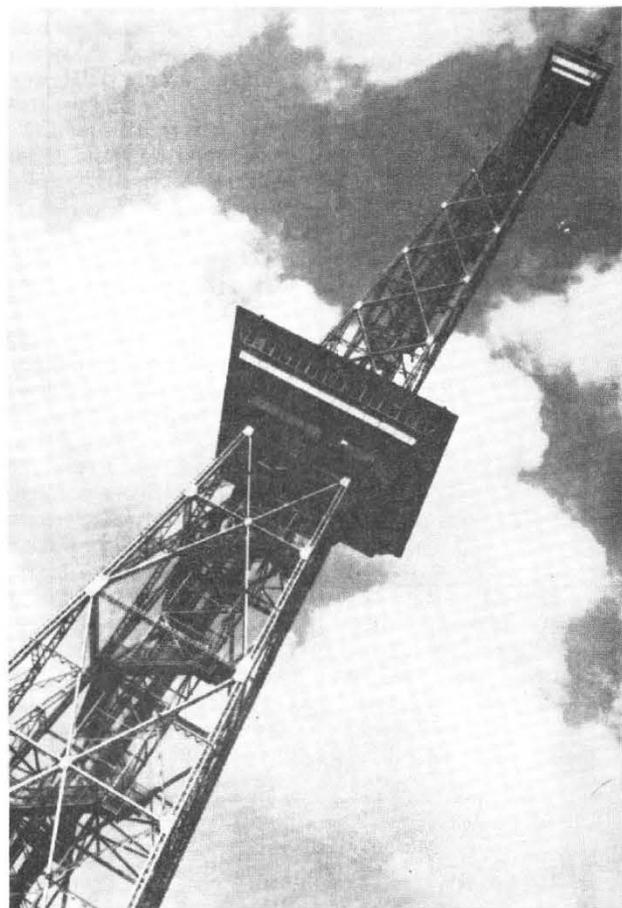


ELECTRO ACOUSTIQUE de L'OUEST

FABRICANT. DISTRIBUTEUR. EXPORTATEUR.

Rue des chais.16000.ANGOULEME. Tél.45/92.81.66

L'EXPOSITION INTERNATIONALE RADIO-TELEVISION DE BERLIN



L'ELECTRONIQUE DE LOISIRS A L'HEURE DU MICROPROCESSEUR

Il fallait s'y attendre, l'électronique de loisir devait s'emparer du microprocesseur, ce petit cerveau électronique qui permet de simplifier, si l'on peut dire, le maniement d'un téléviseur ou d'une chaîne HiFi. Plus généralement, nous dirons que les techniques digitales font des apparitions de plus en plus fréquentes aussi bien dans le domaine de la télévision que dans celui de l'autoradio ou de la haute fidélité. Les enceintes ne sont pas encore digitales, pourtant, nous avons trouvé sur l'une d'entre elles un wattmètre numérique. Pourquoi pas ?

Si ce Salon ne présentait pas de techniques révolutionnaires, nous avons tout de même

pu noter quelques tendances générales et remarquer aussi, parmi les milliers d'appareils présentés au cours de cette manifestation quelques nouveautés marquantes. La foire de Berlin a lieu tous les deux ans et une grande partie des appareils présentés ici étaient sortis entre les deux expositions. Les japonais présentent maintenant leur produit sitôt leur sortie d'usine, on n'attend plus un Salon, on essaye de vendre le produit pour rentabiliser les études le plus rapidement possible. Le seul frein à l'annonce d'un produit étant la liquidation des stocks existants. Il faut épuiser les anciens produits avant de lancer les nouveaux sur le marché.

Il est certain que si un produit nouveau est annoncé, certaines intentions d'achat se tourneront vers le nouveau produit.

La télévision

Plusieurs domaines pour la télévision. L'utilisation d'un téléviseur se diversifie. En plus des programmes, nous avons les jeux qui commencent à devenir intéressants, « intelligents ». Le téléviseur sert aussi de console de visualisation, nous avons pu voir les projets de Vidéotext et de Bildschirmtext, le premier étant proche de notre système Antiope (voir « n° audiovisuel » du HP) et le

second de Titan, système avec liaison par téléphone.

Le téléviseur met beaucoup plus de programmes en mémoire, il possède un système d'incrustation d'une petite image diffusant le programme d'une autre chaîne, et à la limite il annonce, en parlant sur quelle chaîne on est... Les enregistreurs Vidéo progressent, un nouveau départ leur est promis avec le doublement de la durée d'enregistrement.

La télévision parlante. Elle n'est pas pour demain et ne sera sans doute jamais commercialisée. Présentée par Korting, elle se présente comme un téléviseur classique. Elle possède un boîtier de télécommande dont le clavier



Photo 1. - SABA : Jeux télévisés, système à microprocesseur de Fairchild. Un module pour quatre jeux avec variantes.

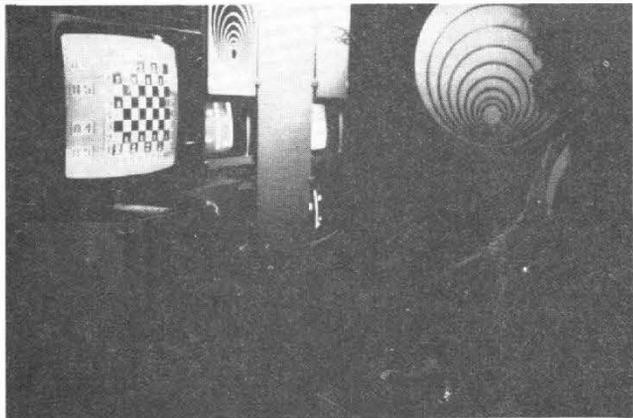


Photo 2. - INTERTON : Jeu d'échec électronique.

comporte un nombre appréciable de touches qui font ressembler le boîtier à une calculatrice sans afficheurs. Le liaison entre le boîtier et le téléviseur est assurée sans fil (ultrasons ou infra rouges).

Si vous enfoncez la touche 1, vous entendrez une voix synthétisée prononcer « eins » en allemand, ou dans une autre langue. La voix est réalisée par une synthèse digitale de la parole (mémoire ROM), une conversion D/A se charge de restituer un signal audio. En plus, le boîtier de télécommande permet de faire travailler le téléviseur en calculatrice parlante. Sans doute parce que le circuit de synthèse est prévu pour des calculatrices parlantes (annonce de résultats pour non voyants ou personnes dont la vue est attirée ailleurs que sur des chiffres ou encore travail dans l'obscurité). Le côté intéressant de cette réalisation est l'utilisation de

mémoire ROM spécialisées. C'est une des tendances qui se dégage de cette exposition.

Les jeux télévisés. A l'occasion du dernier Salon des composants, nous avons eu l'occasion de parler des jeux programmables par cassettes. Cette fois, les projets se sont concrétisés. Nous retrouvons les jeux de la première génération, ceux proposant les jeux de balle. Nous avons parfois la couleur, parfois la montée au filer. Beaucoup de constructeurs d'Extrême-Orient proposent ces appareils. Une originalité chez Philips, un petit téléviseur noir et blanc, pour la chambre des enfants est équipé d'un de ces jeux de la première génération.

Pour les jeux à cassette, plusieurs constructeurs sont en compétition. Nous citerons en premier Fairchild qui utilise ici son microprocesseur F₈. Les cassettes sont des modules enfichables contenant une

mémoire ROM. Le téléviseur vous pose des questions : A quoi voulez vous jouer ? Vous êtes sûrs ? Combien de temps ? Quelle est votre force ? et enfin, vous pouvez appuyer sur la touche de départ. Chaque cassette offre quatre jeux, quatre touches permettent de répondre aux questions. Deux jeux sont incorporés à la boîte de base, tennis et hockey. Plusieurs types de cassettes sont disponibles, d'autres seront ajoutés au fur et à mesure de l'avancement du logiciel. Jeux mathématiques, black jack, combats de chars, aériens, dessins, etc. Les jeux de Général Instruments se retrouvent chez plusieurs constructeurs : combats de chars, échecs etc.

Chez Interton nous avons trouvé le vidéo 4000, un système programmable à microprocesseur et à cassettes. Les circuits sont étudiés par Valvo (groupe Philips). Course de voi-

tures, combat aérien (avec de jolis nuages) combats maritimes et d'autres à venir. Sur le stand Philips, maquette intéressante montrant les mémoires effaçables par UV.

Le jeu télévisé est, la plupart du temps, proposé comme accessoire il semble que l'insertion d'un jeu au téléviseur soit remplacé par des systèmes connectables offrant les possibilités d'extension. L'accès au tube se fait alors directement sur le signal vidéo. **Economie d'énergie.** L'utilisation des téléviseurs pour autre chose que des émissions pose un problème, celui de la consommation. Les téléviseurs de la première génération consommaient autant d'électricité qu'un fer à repasser, il y a dix ans, la consommation était de 300 W environ, aujourd'hui, le téléviseur consomme moins d'énergie qu'une lampe de 100 W. 75 W pour un écran de 51 centimè-



Photo 3. - L'image dans l'image, pour la surveillance des autres chaînes. Pratiquement chez tous les constructeurs.

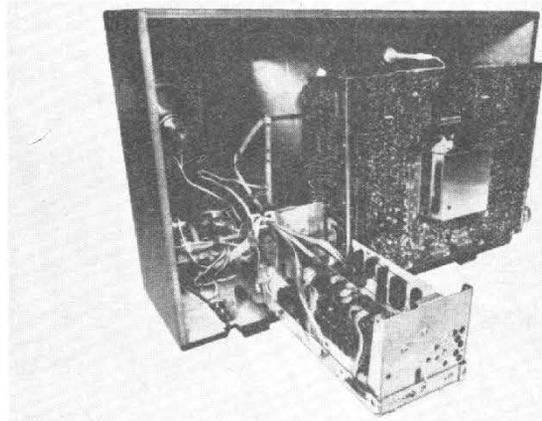


Photo 4. - Un espace vide pour recevoir le décodeur vidéotext.



Photo 5. - Bildschirmtext : Dialogue avec le téléviseur par téléphone interposé.



Photo 6. - La salle de rédaction du quotidien télévisé, au centre, résultat de matches de football.

tres. La réduction de la consommation, mise en évidence par des wattmètres installés pour le public est essentiellement due à l'utilisation de circuits intégrés travaillant en commutation.

Image dans l'image

Depuis quelques années, nous connaissons le téléviseur de Nordmende avec ses trois écrans auxiliaires pour la surveillance de trois programmes autres que celui en couleur du grand écran. Cette année, tous les constructeurs présentaient l'image dans l'image, un coin de l'écran donne une image auxiliaire en noir et blanc. Cette image auxiliaire peut provenir soit d'un tuner auxiliaire ne possédant pas de canal son, ou d'une entrée pour caméra. L'utilisation la plus évidente du téléviseur en circuit fermé est la surveillance d'une chambre d'enfant ou

celle de la porte d'entrée, ce qui permet de savoir qui sonne sans perdre des yeux l'éventuel coupable policier favori. La technique utilisée pour l'insertion de la seconde image est celle de la mise en mémoire par mémoires analogiques BBD. L'image auxiliaire possède un nombre de lignes réduit la définition étant la même que celle d'une image normale. Grundig annonce que son image est intégrale, les autres constructeurs ne présentent que l'essentiel de l'image. Chez Philips, une maquette de démonstration montrait le principe de digitalisation de l'image avec choix de la définition. La digitalisation de l'image autorise un arrêt sur image par mise en mémoire.

Le microprocesseur dans le téléviseur. Le mot microprocesseur est un mot un peu magique. Ce terme est peut être un peu trop mis en avant lorsque les possibilités du microprocesseur ne sont pas

toutes exploitées dans le téléviseur. Ici, il est utilisé pour synthétiser la fréquence de l'oscillateur local et pour mettre en mémoire cette fréquence.

Comme l'information à envoyer dans le synthétiseur est un nombre, un diviseur, il est facile de le présenter sous forme digitale et de le mettre en mémoire. A chaque fréquence correspond un canal dont le numéro peut être affiché sur l'écran ou sur un afficheur. Les téléviseurs à microprocesseur sont équipés d'une horloge à quartz programmée sur 4 ans. Elle est utilisée ici comme calendrier et sert à mettre en route le téléviseur à la date et à l'heure choisie. La programmation d'une émission qui aura lieu dans un an est possible, ou alors celle d'une émission qui passe toutes les semaines à telle ou telle heure sur une chaîne donnée, ou encore il est possible d'allumer tous les jours son récep-

teur à la même heure pour le journal télévisé.

Cette introduction du microprocesseur dans la vie quotidienne ne fait que présager le calculateur domestique qui surveillera tout ce qui passe dans une maison. A titre d'exemple et tout à fait en dehors de la Funkaustellung, AEG propose une cuisinière électrique à microprocesseur à 120 programmes de cuisson (épaisseur de la viande, cuisson bleue ou à l'anglaise etc).

Le plus petit et le plus gros tube. Ils sont tous les deux d'origine japonaise et sont proposés par Sony. Le plus petit est un trinitron de 21 centimètres de diagonale, il équipe un mini récepteur de télévision alimenté sur batterie. Le plus gros a une diagonale de 82 centimètres, c'est aussi un trinitron et il équipe un moniteur professionnel.

Le vidéodisque. Le TED de Telefunken s'est orienté vers le domaine professionnel. Le

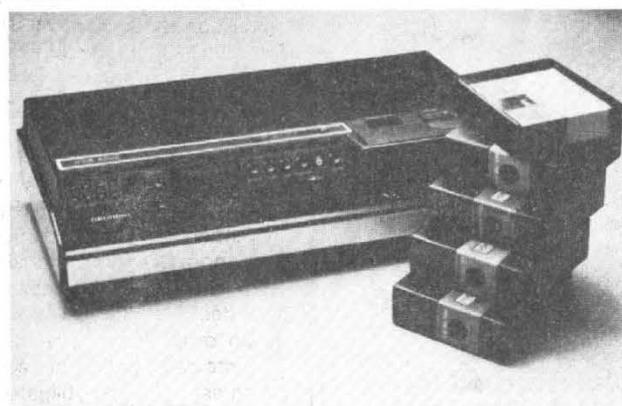


Photo 7. - VCR 4000 de Grundig. 130 minutes d'enregistrement vidéo.

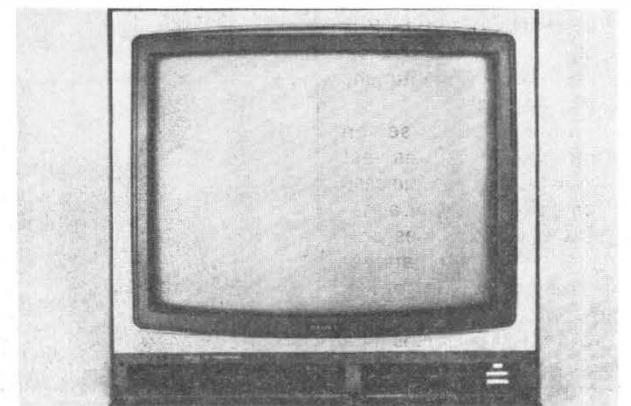


Photo 8. - Sony : un téléviseur couleur Trinitron maxi-écran de 82 cm.

principe du pressage des disques permet de sortir un disque toutes les 5 secondes, cette cadence autorise des prix de revient bas. Le vidéodisque de Philips fait ses débuts au début de 78 aux Etats-Unis. Plus de nouvelle par contre du Vidéodisque MDR du Dr Rabe présenté pourtant plusieurs fois en divers endroits.

VCR Ils sont nombreux et offrent tous une durée d'enregistrement de deux heures. Citons Grundig, Philips, Sony, Sanyo etc etc.

BASF progresse avec son LVR; enregistrement Vidéo Longitudinal. Le principe est aujourd'hui optimisé, il autorise des enregistrements de qualité avec une caméra bon marché. Il utilise 48 pistes sur une bande de 8 millimètres de large ce qui autorise une durée d'enregistrement de 2 heures ou plus. La largeur initiale de la cassette a été légèrement augmentée, les dimensions restent intéressantes: 118 x 110 x 16 mm.

Reconnu impossible il y a quelques années, l'enregistrement d'un signal vidéo avec une tête fixe est maintenant possible, les essais l'ont montré. La simplicité de la conception entraînera l'offre sur le marché à un prix raisonnable. Un seul moteur, vitesse de défilement de la bande 4 m/s, un système de bobinage spécial autorise l'utilisation de bande de 6 μ m d'épaisseur. Avantages évoqués par BASF: petite cassette, accès rapide (choix des pistes), départ et arrêt rapides, copie rapide: simultanée pour toute les pistes. Tête fixe, économique, facile à changer et à régler, poids de 4,5 kg environ avec batterie. Prix attendu pour l'appareil portable de son bloc d'alimentation: celui d'un téléviseur.

Mémoires. La mise en mémoire des stations est beaucoup plus simple que celle que l'on pouvait trouver auparavant. La recherche des programmes se fait automatiquement par balayage de la gamme, une fois que la station est trouvée, nous avons une mise en mémoire de la tension d'accord ou du diviseur du synthétiseur de fréquence. Les nouveaux appareils utilisent

des mémoires non volatiles de type MNOS, ces mémoires n'exigent plus de batterie tampon et conservent indéfiniment l'information. Ce sont pas des mémoires programmables, mais des mémoires électriquement reprogrammables.

Vidéotext. Le système Vidéotext prévu pour 1980 en Allemagne est un système de retransmission de magazine télévisé. Il s'agit en fait du système Ceefax expérimenté depuis quelques années déjà en Angleterre. Les informations sont diffusées entre les trames, avec les lignes test. La recherche de la page se fait par un boîtier de télécommande sans fil, nous avons là le même principe que l'Antiope qui, lui aussi, était présenté à Berlin. Les systèmes sont proches, l'Antiope disposant d'une bibliothèque de caractères plus importante et davantage de possibilités graphiques.

Bildschirmtext. Avec le Bildschirmtext, la transmission des informations se fait par ligne téléphonique. Un modulateur/démodulateur convertit les informations, l'utilisateur peut interroger par l'intermédiaire du clavier téléphonique un ordinateur ou une bibliothèque centrale. L'image obtenue

est en couleur. TDF présentait le système Titan étudié au CCETT de Rennes. Il s'agit également d'un système de transmissions d'informations par ligne téléphoniques, en couleur alors que le Tic Tac ne permettait que le noir et blanc. C'était la première sortie officielle de Titan.

Télévision par satellite. Le satellite Franco-Allemand Symphonie était en vedette, un peu à l'écart des grandes foules des stands. Une grande antenne parabolique frappée de la marque de Siemens présentait des émissions télévisées transmises depuis le centre de Raisting. Pas question d'avoir de telles antennes pour une maison, cette solution pourrait être envisagée pour de grandes villes avec une retransmission ultérieure par câble, une seule grande antenne avec amplificateur Maser étant nécessaire (ensemble de réception assez coûteux). Par contre, les postes allemandes présentaient une antenne d'émission prévue pour travailler dans la gamme de la dizaine de gigahertz et qui permettrait d'arroser toute une zone urbaine, cette fois, les paraboles seraient nettement plus petites.

La radio-diffusion. Elle ne

progresse plus comme la télévision. Elle reste stéréophonique. Quelques récepteurs remarquables. Le plus mince chez National Panasonic, son épaisseur n'est que de 14 mm environ. La technique utilisée est celle des circuits à résistances imprimées. Les transistors sont en boîtier SOT 23, des transistors pour circuits hybrides. Les condensateurs sont eux aussi prévus pour ce type de circuits. Quand aux inévitables transformateurs FI, ils sont disposés perpendiculairement au circuit principal. Inutile de préciser que le haut-parleur et le condensateur variable sont d'une taille plus que réduite. D'un autre côté de la gamme, c'est un récepteur digne de ce nom que nous avons vu: 10 gammes d'ondes, double changement de fréquence, affichage digital de la fréquence d'accord, BFO, démodulation SSB etc etc. Grundig revient avec un satellite 3000. Affichage digital de la fréquence et montre à quartz et cristaux liquides incorporée. Particularité de cette montre, elle s'enlève pour se poser le cas échéant sur la table de nuit. Aiwa offre lui aussi une montre à cristaux liquides sur un de ses appareils stéréo de la série 900.

Chez Sony, nous avons trouvé un récepteur avec générateur de rythme incorporé son mélangeur permet de faire entrer des signaux micro ou guitare. Les présentations se font de plus en plus fantaisistes, boutons de recherche de stations coniques, grilles de haut-parleurs hexagonales, etc.

CB La citizen Band fait une apparition remarquable à Berlin. De nouveaux règlements ont autorisé l'utilisation de 12 canaux répartis dans la bande située de 27,005 à 27,135 MHz. La puissance de sortie maximale autorisée est de 0,5 W ou la puissance d'alimentation de 2 W. Les appareils portables, ou installés dans des véhicules, doivent être déclarés mais ne paient aucun droit. Par contre, pour les installations fixes, la déclaration est elle aussi obligatoire et une taxe de 15 Marks (environ 30 F) doit être payée tous

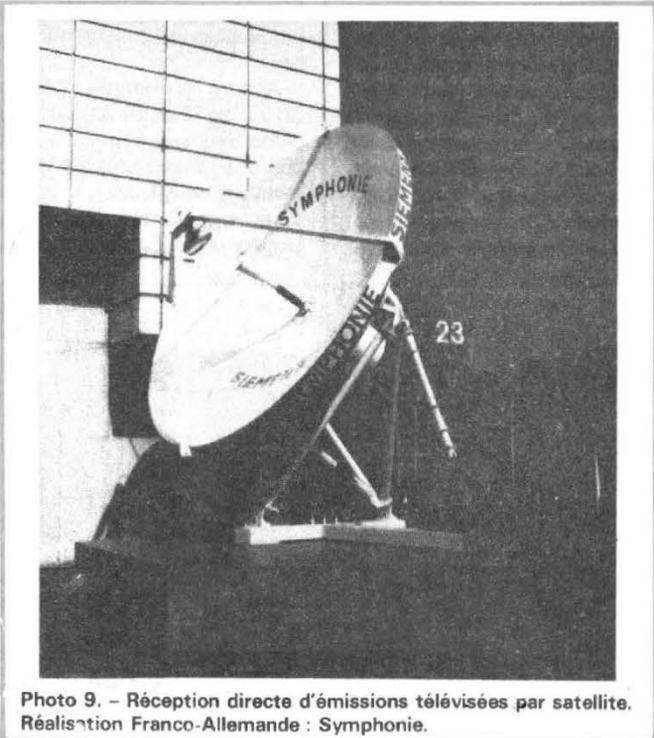


Photo 9. - Réception directe d'émissions télévisées par satellite. Réalisation Franco-Allemande: Symphonie.

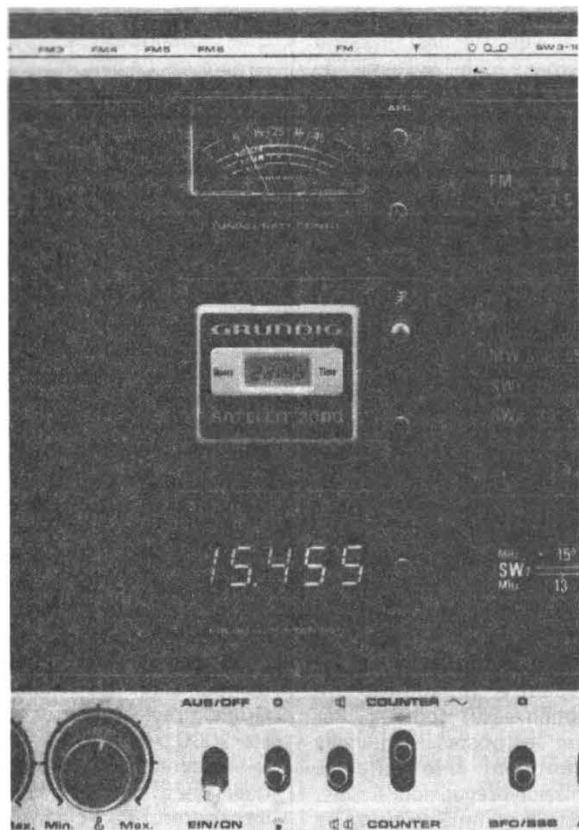


Photo 10. - Le « Satellit 3000 » de Grundig. Affichage digital des fréquences d'accord. Montre à quartz et à cristaux liquides détachable. Toute une série de gammes d'ondes.



Photo 11. - Becker. La station mobile C.B. Commandes dans le micro : Squelch, sélection des canaux, appel instantané du canal 9 (Secours) balayage de la gamme.

les mois. Les appareils utilisés doivent porter un numéro d'homologation.

Une utilisation particulière peut être faite de ces Citizen Band. Le canal 9 est un canal dit de secours ou d'urgence. Il est utilisé en voiture pour prévenir, en l'absence de téléphone, des secours en cas d'accidents. Le gain de temps est ainsi considérable et suffit à justifier la mise à la disposition des usagers des 12 canaux.

Tous les principaux constructeurs proposent donc du matériel adapté à cette bande, matériel fixe, autoporté ou simplement portatif.

A propos, c'est quand pour la France, terre de Liberté ?

Auto-radio

Dans l'auto radio, nous avons plusieurs nouveautés qui sont l'introduction des techniques digitales de recher-

che des stations ou de l'affichage de l'heure ou de la fréquence de l'émetteur reçu. Cet affichage se retrouve aussi bien chez les allemands que chez les japonais. Nous avons également noté, sur quelques récepteurs, la présence d'une section CB, une section émission récepteur intégrée. Cette section CB fait également l'objet d'appareils spécialisés

dans cette fonction. La micro électronique est reine car il faut loger de plus en plus d'électronique dans un boîtier normalisé.

A titre d'exemple, l'Alpha 5000 de Blaupunkt dispose d'une recherche digitale des stations à synthétiseur avec balayage électronique de la gamme. Les techniques des circuits hybrides sont large-

ment utilisées chez ce constructeur. Le système ARI se développe, la plupart des autoradios en sont équipés ou peuvent recevoir un décodeur annexe. Quant au système d'aiguillage, il est en cours d'expérimentation et les usines Volkswagen en ont équipé leur circuit d'essais.

Pour la voiture, Becker propose un autotéléphone. Le numéro se compose à partir d'un clavier où est enregistré dans une cassette autorisant la mise en mémoire de 5 numéros. Le chiffre composé s'allume sur un afficheur LED à 14 chiffres.

E.L.

L'abondance des nouveautés présentées à ce salon nous oblige à diviser cet article en deux parties et c'est dans notre édition Le Haut-Parleur Argus qui paraîtra vers le 1^{er} novembre, que nous vous présenterons les nouveautés et les tendances de la Haute-Fidélité du salon de Berlin.

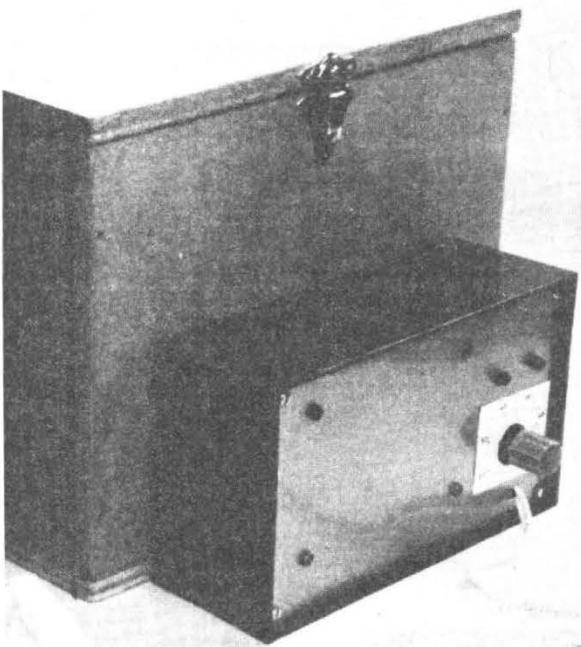


photo 12. - Affichage digital de la fréquence ou de l'heure, recherche automatique des stations, lecteur de cassette. Blaupunkt Alpha 5000.

RÉALISEZ

UNE ÉTUVE

THERMOSTATÉE



POUR l'auteur, cette réalisation visait à résoudre deux problèmes. Le premier est celui de l'essai du comportement de certains circuits, en fonction des variations de température : c'est le cas, par exemple, des stabilisateurs de tension, des oscillateurs, des amplificateurs à transmission de la composante continue, etc...

Le deuxième problème se rapporte à la fabrication des circuits imprimés : certaines résines photosensibles, qui exigent 24 heures de séchage environ à la température ambiante, se contentent de 10 à 15 minutes quand on les porte à 50°C. Malheureusement, ces mêmes résines perdent leur propriétés photosensibles lorsqu'on les chauffe au-dessus de 70°C : nous en avons, trop souvent, fait l'expérience, par oubli sur une plaque chauffante, pour que ce désagrément ne motive pas à lui seul la construction d'une étuve réglée en température.

Le schéma de principe

On sait que la résistance d'une thermistance diminue quand sa température croît. Cette propriété peut être appliquée à la régulation des températures, dans un circuit dont la figure 1 donne la configuration simplifiée. L'amplificateur

différentiel A y est utilisé en comparateur. Sur son entrée e_2 , le curseur du potentiomètre P applique une tension de référence ajustable. La tension appliquée à l'entrée e_1 dépend de la résistance de la thermistance Th ; elle croît lorsque la température augmente.

Supposons l'amplificateur A conçu de telle façon que sa sortie débite un courant I

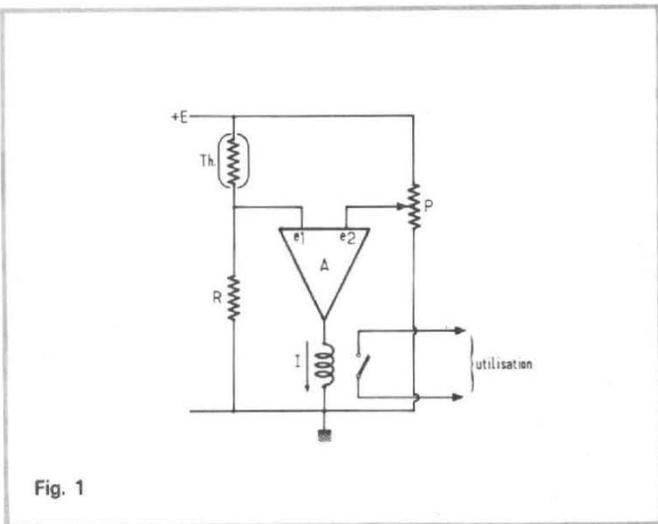


Fig. 1

quand le potentiel de e_1 est inférieur à celui de e_2 , et ne débite aucun courant dans le cas contraire. D'autre part, utilisons ce courant pour commander la bobine d'un relais. Tant que la température reste inférieure à un seuil déterminé par le réglage de P, le relais est alimenté. Il cesse de l'être quand la température atteint ce seuil. Pour réguler une

étuve, il suffit donc d'utiliser les contacts du relais afin de fermer ou d'ouvrir un circuit comportant des résistances de chauffage.

Notons que le montage ne peut fonctionner que s'il est doué d'une certaine hystérésis, sans laquelle il se transformerait en oscillateur. Dans le cas présent, cette hystérésis est celle du relais.

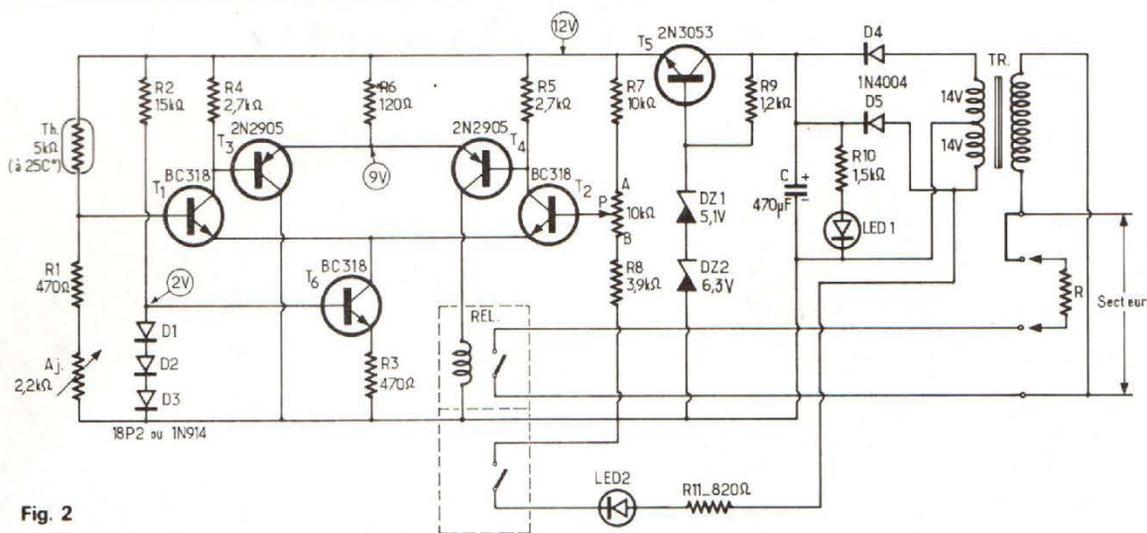


Fig. 2

La réalisation pratique conduit au schéma de la figure 2. On y reconnaît la thermistance Th. Pour un ajustage de la température maximale atteinte, R a été décomposée en une résistance fixe R_1 , montée en série avec la résistance ajustable fixe R_1 , montée en série avec la résistance ajustable AJ. Dans l'autre branche du pont, les deux résistances R_7 et R_8 limitent l'excursion imposée par le potentiomètre P.

L'amplificateur différentiel comporte deux étages, faisant intervenir, pour le premier, les transistors NPN T_1 et T_2 , et pour le deuxième, les transistors PNP T_3 et T_4 . La source de courant des émetteurs du premier étage, est le transistor T_6 . En effet, l'intensité traversant le collecteur de T_6 ne dépend que de son potentiel de base, imposé par les trois diodes D_1 , D_2 et D_3 , et de sa résistance d'émetteur R_3 .

Pour le deuxième étage, on s'est contenté d'une simple résistance R_6 . La sortie de l'amplificateur est le collecteur de T_4 , dans lequel est inséré la bobine du relais.

L'ensemble du montage est alimenté sous une tension de 12 volts, stabilisée. Le double secondaire du transformateur d'alimentation TR attaque les diodes de redressement D_4 et D_5 , que suit le condensateur de filtrage C. Une tension de référence de 12,6 volts, obtenue aux bornes de l'ensemble des

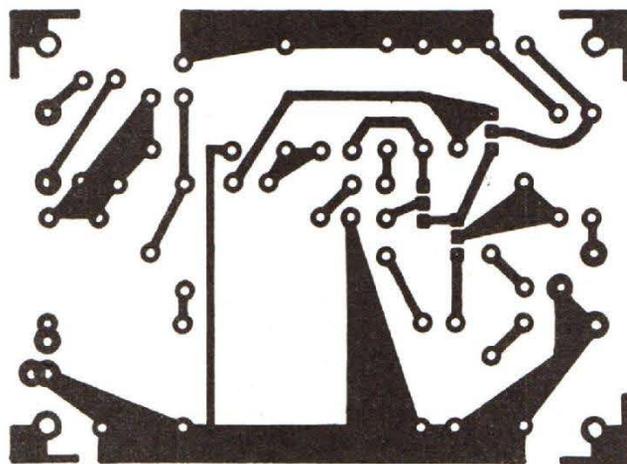


Fig. 3

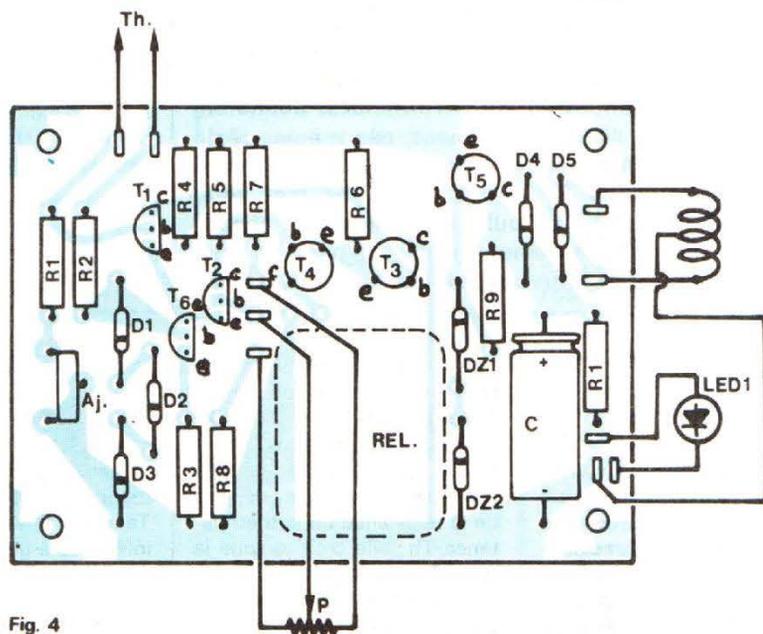


Fig. 4

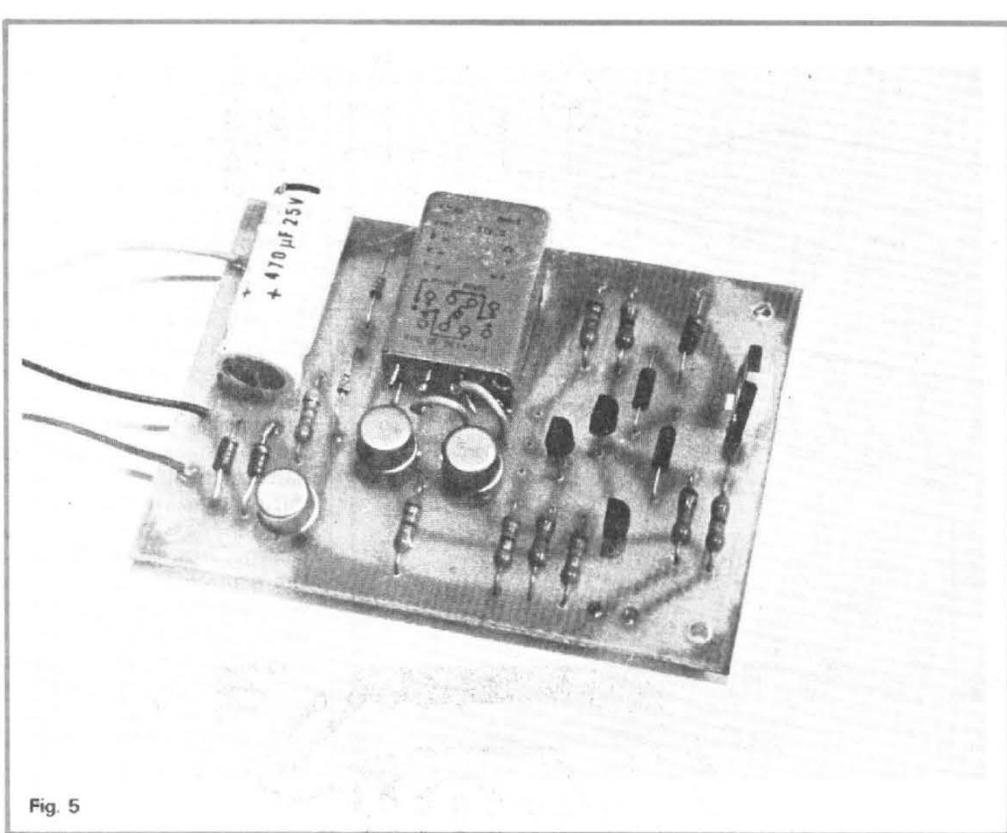


Fig. 5

figure 6 précise les côtes de perçage de la façade, où les différents éléments sont fixés comme l'indique la photographie de titre. Les deux diodes électroluminescentes seront maintenues par une goutte de colle.

Construction de l'enceinte

Ses dimensions ne sont pas critiques, mais l'ordre de grandeur du volume doit être respecté, car il convient à la puissance de chauffage choisie. Comme matériau, nous avons utilisé du bois, largement suffisant pour les températures atteintes, qui ne dépassent pas 70 °C. Du contreplaqué, ou de l'aggloméré, de 10 à 15 mm d'épaisseur, donneront toute satisfaction. Nous avons adopté une construction « clouée-collée », avec de la colle à bois vinylique.

Les cotes, et quelques détails, de notre réalisation personnelle, sont indiqués dans les figures 7 et 8. Les résistances chauffantes, placées au fond de la boîte, sont surmontées d'une « grille » construite à l'aide de baguettes de bois : ce matériau isolant permet de poser, sans précaution spéciale, un circuit sous tension pour des essais.

La résistance chauffante, de 3,3 k Ω , doit pouvoir dissiper une puissance de 15 watts, dans une ambiance à 70 °C : il faut donc choisir une résis-

diodes zéner DZ_1 et DZ_2 , commande la base du transistor T_5 . Sur l'émetteur de ce composant, et compte tenu de la chute de tension émetteur-base, on trouve bien 12 volts. Une diode LED, alimentée à travers la résistance R_{10} , sert de témoin de mise sous tension de l'appareil.

R étant la résistance chauffante de l'étuve, on la relie au secteur à travers les contacts « travail » du relais. Celui-ci comporte d'ailleurs un autre contact, utilisé pour l'allumage d'une deuxième diode électroluminescente, en série avec la résistance R_{11} . Cette diode s'allume donc pendant les périodes de chauffage, et s'éteint quand le relais coupe le courant dans R.

de la figure 5, l'implantation des différents composants. Il est souhaitable d'équiper le transistor T_5 d'un petit radiateur.

Afin de n'imposer nulle contrainte dans les caractéristiques dimensionnelles et le brochage du relais, nous n'avons pas prévu son implantation sur le circuit imprimé. Toutefois, un emplacement libre permettra la fixation de ce relais par collage, ou à l'aide d'une vis. Tout modèle de

relais dont la bobine fonctionne sous 6 volts avec une consommation maximale de 30 milliampères, et dont les contacts peuvent couper 0,5 A pour une utilisation sous 220 volts (ou 1 A pour un réseau de 110 volts), convient parfaitement.

A l'exception de la thermistance, évidemment logée dans l'étuve elle-même, le reste du montage prend place à l'intérieur d'un coffret en plastique TEK0, référence P/3. La

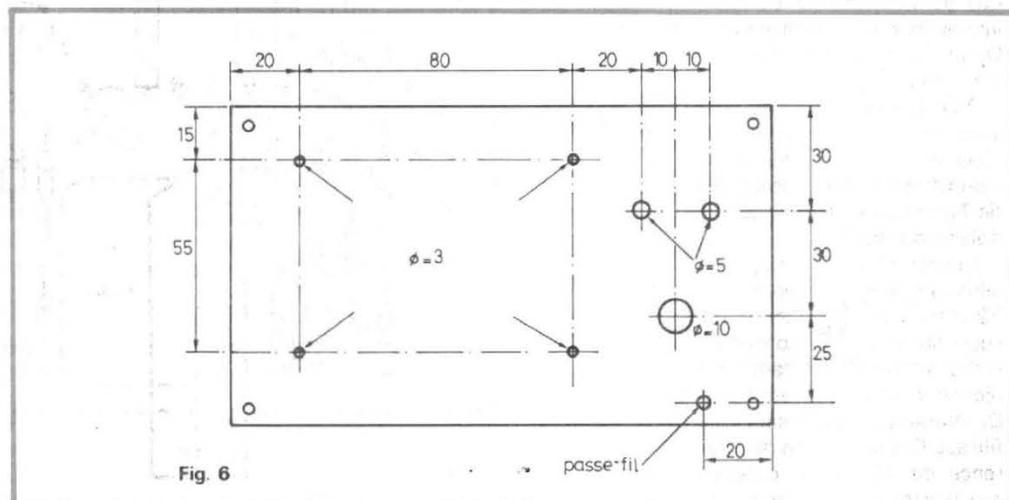


Fig. 6

Câblage du thermostat

Le circuit est câblé sur un circuit imprimé en verre époxy, dont on trouvera le dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée, dans la figure 3. La figure 4 indique, avec la photographie

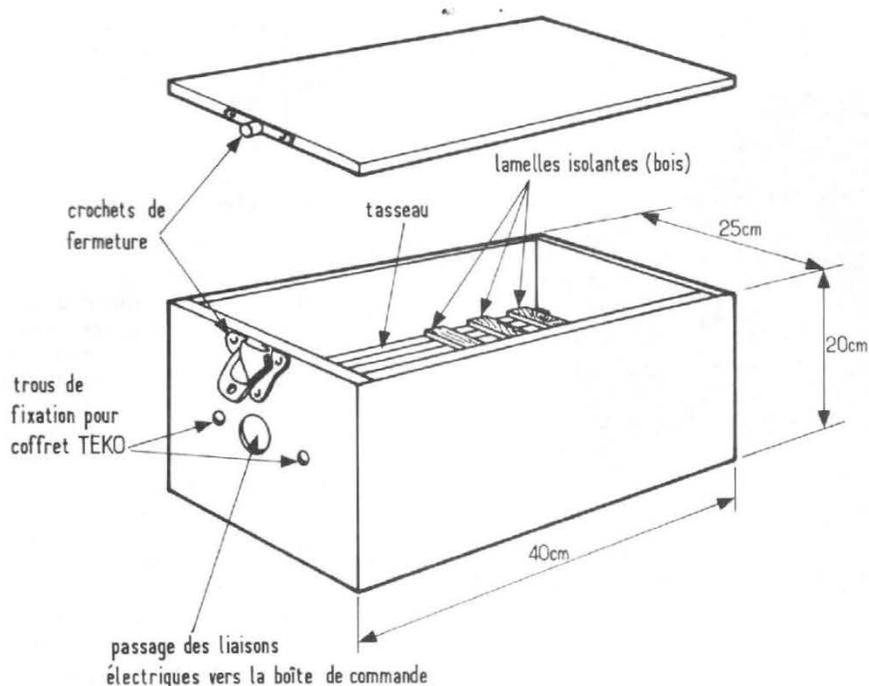


Fig. 7

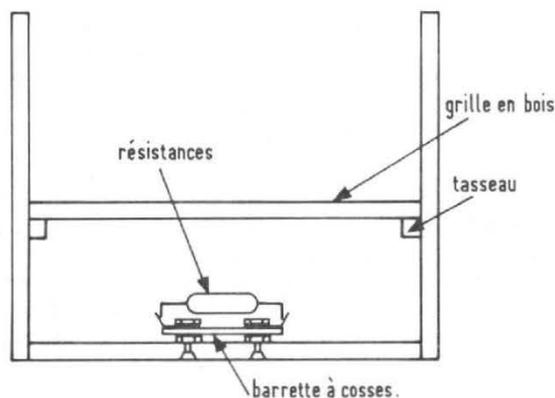


Fig. 8

Liste des composants

Thermistance : modèle offrant, à 20 °C, une résistance d'environ 5 k Ω .

Diodes :

D₁, D₂, D₃ : 1 N 914.

D₄, D₅ : 1 N 4 004.

LED₁, LED₂ : diodes électroluminescentes.

Transistors :

T₁, T₂, T₆ : BC 318 ou équivalent

T₃, T₄ : 2 N 3 053

Résistances 0,5 watt 5 % :

R₁ : 470 Ω

R₂ : 15 k Ω

R₃ : 470 Ω

R₄ : 2,7 k Ω

R₅ : 2,7 k Ω

R₆ : 120 Ω

R₇ : 10 k Ω

R₈ : 3,9 k Ω

R₉ : 1,2 k Ω

R₁₀ : 1,5 k Ω

R₁₁ : 820 Ω

Résistance ajustable :

2,2 k Ω

Potentiomètre :

10 k Ω (linéaire)

Résistances de puissance :

10 résistances de 330 Ω , 5 watts.

tance dite de 50 watts, cette puissance étant toujours exprimée dans l'hypothèse d'un milieu ambiant maintenu à 25 °C. Pour des raisons d'homogénéité du chauffage, nous conseillons de fractionner cette résistance, afin d'étaler la source de chaleur sur tout le fond de la boîte. Nous avons choisi 10 résistances de 330 Ω , prévue chacune pour dissiper 5 watts à 25 °C. Elles sont câblées en série, sur des barettes à cosses.

Enfin, le boîtier de commande est fixé sur l'une des parois latérales. Il ne nous paraît pas indispensable d'entrer dans le détail du câblage, très simple. On veillera simplement, pour les fils qui pénètrent dans l'enceinte, à choisir un isolant capable de supporter longtemps, sans dommage, la température maximale de fonctionnement. La figure 10 montre l'appareil fini.

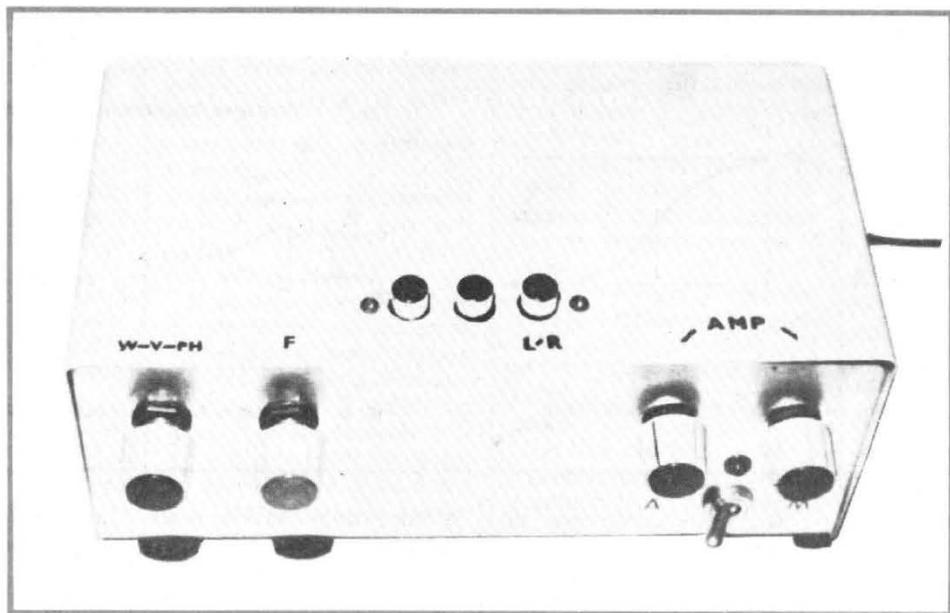
Mise au point et étalonnage

Il faudra s'aider d'un thermomètre à mercure, dont on fera pénétrer le réservoir, dans l'étuve, à travers un trou percé dans le couvercle (plus tard, ce trou sera rebouché par une plaquette amovible, afin de faciliter un éventuel contrôle périodique de l'étalonnage).

Le potentiomètre P étant réglé pour le maximum de la température, c'est-à-dire avec son curseur vers le point A de la figure 2, mettre la résistance AJ au maximum de sa valeur, et placer le montage sous tension : les deux diodes électroluminescentes s'allument, et la température croît. Lorsqu'elle atteint 70 °C, régler AJ pour que les contacts du relais s'ouvrent, ce dont témoigne l'extinction de la LED n° 2 : on a, ainsi, fixé la température maximale de l'étuve.

La suite de l'étalonnage est évidente, et consiste à graduer le potentiomètre P directement en degrés Celsius, par comparaison avec le thermomètre de référence.

R.R.



D'UN « PHASING »

DE nombreux constructeurs proposent des « phase-shifters », des pédales de « phasing », des « plangers », et autres dispositifs aux noms mystérieux dont le schéma est jalousement gardé et les modules électroniques enrobés de résine pour éviter les regards indiscrets.

Intrigués par tant de mystère, et soupçonnant que ces « secrets » cachent finalement des choses assez simples, nous avons tenté de réaliser un dispositif analogue. Nous sommes arrivés à un résultat assez voisin du but désiré avec un seul circuit intégré économique : le LM 3900 N (National Semiconductors).

Nous nous étendrons assez longuement sur la théorie de ce montage car on pourra lui trouver d'autres applications (oscillateurs polyphasés ou non, filtres, effets spéciaux

pour instruments électroniques, etc...).

Le montage proposé doit fonctionner dès la mise sous tension (sauf bien sûr erreur de câblage ou composant défectueux).

Les problèmes commencent lors de la mise en point et du choix des valeurs définitives pour obtenir un résultat agréable...

Nous indiquerons des méthodes possibles pour y arriver, ainsi que d'autres utilisations de montages analogues.

La description que nous proposons a donc plutôt un caractère didactique : montage simple et économique dont le fonctionnement est intéressant à connaître, l'expérimentation fort instructive, mais qui ne saurait concurrencer des produits qui coûtent beaucoup plus cher.

Utilisation d'un « PHASING »

Un tel dispositif se place entre un instrument électronique (ou amplifié électroniquement) et un ampli de puissance.

Il essaie d'imiter l'effet obtenu grâce à un « Leslie », cabine encombrante et coûteuse comportant des haut-parleurs ou des diffuseurs tournants.

Le montage proposé ci-après permet d'obtenir soit une sorte de vibrato (analogue à celui utilisé traditionnellement sur les orgues électroniques), soit un effet du genre « wha-wha » (que nous trouvons personnellement plutôt désagréable), soit un effet de « flanging » qui correspond à l'effet recherché.

Nous comptons sur l'imagination des lecteurs pour en faire autre chose que la traditionnelle « pédale ».

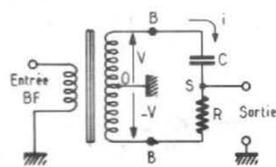
Dans la pratique, on peut imiter l'effet tournant du « Leslie » en mélangeant le signal BF à traiter avec le même signal modulé en fréquence.

Comment obtenir la variation de fréquence d'un signal BF existant ?

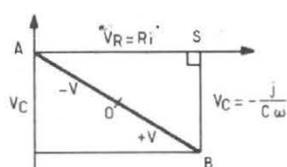
– soit en utilisant des lignes à retard numériques ou analogiques (circuits intégrés chers et difficiles à trouver, mais c'est de très loin la meilleure solution) ;

– soit en modifiant la phase du signal, ce qui revient à une variation de fréquence, mais non uniforme le long de la bande BF.

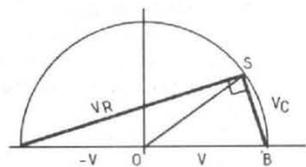
C'est bien sûr cette dernière solution que nous avons adop-



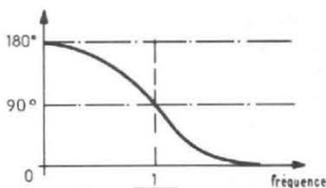
1a



1b



1c



1d

Fig. 1. - Déphaseur utilisant un transformateur à point milieu.

tée (nous avons promis un montage utilisant un seul LM 3900 N).

Le montage proposé comporte trois parties :

- un oscillateur fournissant un signal TBF (très basse fréquence) ;
- un modulateur destiné à faire varier la phase du signal BF fourni à l'entrée ;
- un mélangeur permettant de superposer le signal BF incident au signal BF modulé.

Principe du déphaseur

Considérons d'abord le schéma de la figure 1 a qui comporte un transfo BF à point milieu relié à un circuit RC.

Les signaux en A et B sont en opposition de phase (par rapport à la masse).

Si l'impédance de sortie est très grande, il y circulera un courant négligeable, et on pourra considérer que le courant i qui circule dans le secondaire du transfo, dans R et C est constant.

La différence de potentiel entre A et B est égale à la somme (vectorielle) des différences de potentiel aux bornes de R et C, lesquelles sont toujours déphasées de 90° (voir fig. 1 b).

Or, cette différence de potentiel est imposée (elle est proportionnelle à la tension d'entrée), et il en résulte que, quelles que soient les valeurs de V_R et V_C , le point S se déplace sur le demi-cercle de diamètre AB (voir fig. 1 c).

Donc, pour une tension d'entrée donnée :

- l'amplitude du vecteur OS (tension de sortie) est toujours constante.
- son déphasage varie de 180° à 0° selon la fréquence (voir courbe de la figure 1 d).

Le déphasage est égal à 90° à la fréquence.

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

Pour moduler la phase d'un signal BF, il suffit de faire varier R au rythme de la modulation.

Pour obtenir une variation de phase à la fois plus importante et plus régulière tout au long de la bande BF, il faut au moins 2 étages avec des valeurs différentes de RC.

Rappels sur les amplis opérationnels

Il n'est pas interdit d'employer un transfo BF à point milieu (cela se fait en haute fréquence), ni des tran-

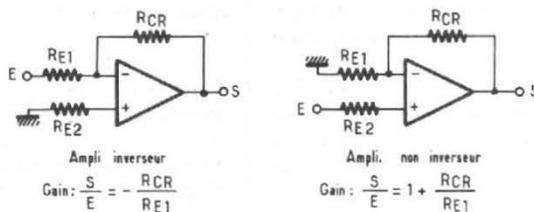


Fig. 2. - Montages fondamentaux d'un ampli op classique.

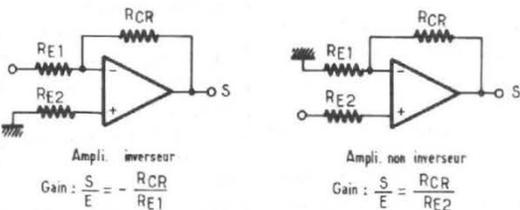


Fig. 3. - Montages fondamentaux du LM 3900 N

sistors déphaseurs, mais l'impédance d'entrée d'un étage à transistors est faible, ce qui pose quelques problèmes.

Nous avons donc porté notre choix sur le LM 3900 N, quadruple ampli opérationnel d'un prix très abordable, et fonctionnant sous une seule tension d'alimentation.

Nous attirons l'attention des lecteurs sur le fait que le LM 3900 N est un ensemble d'amplis opérationnels assez particuliers (les entrées sont sensibles à des courants - et non des tensions). Les schémas et les valeurs des composants entourant chaque ampli du LM 3900 N ne sont en général pas les mêmes que ceux utilisés avec les amplis opérationnels classiques (le « 741 » par exemple).

Nous rappellerons que tout ampli op (y compris le LM 3900 N) a les caractéristiques suivantes :

- gain en tension important (plus de 800 pour le LM 3900 N)
- une entrée directe marquée + (tension de sortie en phase avec la tension d'entrée)
- une entrée inverse marquée - (tension de sortie en opposition avec la tension d'entrée).

Nous rappelons aux figures 2 et 3 les montages fondamentaux des amplis op classiques et du LM 3900 N, ainsi

que les formules permettant de calculer le gain dans tous les cas.

Rappelons enfin que, pour polariser convenablement le LM 3900 N, il suffit de relier l'entrée + à une source de tension positive par l'intermédiaire d'une résistance adéquate.

Pour en savoir plus sur le LM 3900 N, on se reportera au manuel d'applications « Linear » de National Semiconductors ou au « Haut-Parleur » n° 1465.

Réalisation du déphaseur à ampli op

Considérons le montage de la figure 4a, et supposons que les impédances de R et C sont faibles devant les résistances d'entrée ($1 \text{ M}\Omega$ et $470 \text{ k}\Omega$).

La figure 5 représente en traits fins la tension aux bornes du réseau d'entrée de la figure 4 a, et en traits épais la composition des signaux de sortie.

On constate que :
 $OA = -OE$ (tension de sortie égale et opposée à la tension sur l'entrée -)
 $AS = 2 V_R$ (car $R_{CR} \approx 2 \times R_{E2}$)

Les figures 5 a et 1 c se ressemblent étrangement, et la tension de sortie OS varie de la

même façon (amplitude identique à celle de la tension d'entrée, et déphasage variant de 0 à 180°.

La courbe de la figure 5 b représente le déphasage en fonction de la fréquence des montages des figures 4 a et 4 b.

Réalisation du modulateur

Le schéma final du modulateur (fig. 6) comporte deux étages analogues à ceux de la figure 4 a.

Les résistances R et R' sont constituées chacune par une cellule photo-résistante (CPR) en série avec un potentiomètre P 4.

On pourrait aussi utiliser pour R et R' des transistors à effet de champ montés en résistance variable.

L'éclairage des CPR est assuré par deux LED (diodes électro-luminescentes) alimentées par l'oscillateur TBF.

Une petite ampoule à incandescence (6 V 30 mA ou 12 V 20 mA) pourrait également être utilisée, mais il est difficile d'en trouver. D'autre part, l'inertie thermique du filament

n'est pas négligeable à la fréquence maximum du vibrato (10 Hz).

R 25, R 26, R 27 et C 9 sont destinées à polariser les deux amplis op, de façon que la tension moyenne à la sortie des amplis soit voisine de la moitié de la tension d'alimentation.

Les condensateurs C 10 et C 11, facultatifs, ont un double but :

- supprimer des accrochages, le cas échéant ;
- diminuer la bande passante dans les aigües (à quoi bon « passer » 100 kHz ?), et diminuer le bruit de fond.

Nous avons donc, à la sortie du modulateur, une tension de sortie égale à la tension d'entrée, mais dont le déphasage varie entre 0 et 360° en fonction de la fréquence.

Les tensions sont déphasées de 180° (opposition de phase) pour une fréquence Fo donnée par la formule :

$$F_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{RC R'C'}}$$

Pour les fréquences extrêmes, ces deux tensions sont en phase (déphasage de 0 et 360°), comme l'indique la figure 7 (en haut).

Mélangeur

Pour réaliser le mélangeur, nous avons réinjecté le signal BF incident sur les entrées du deuxième ampli op du modulateur, par l'intermédiaire de R 23, R 24 et P 5.

On additionne ainsi une fraction de la tension d'entrée Xe à la tension de sortie M du modulateur.

Si nous faisons le mélange M + E, on voit que, à la fréquence Fo, la résultante est la somme des amplitudes de M et E.

C'est l'inverse si nous faisons M - E (voir fig. 7 en bas).

Si l'on fait varier X entre - 1 et + 1, nous avons ainsi réalisé un filtre passe-bande ou coupe bande selon le réglage.

Le filtre sera plus ou moins « pointu » selon la pente de la courbe donnant le déphasage en fonction de la fréquence.

Cette pente est maximale si RC = R'C'.

Le réglage de X se fait par le potentiomètre P 5.

L'oscillateur qui sera décrit par la suite permettra de faire varier périodiquement R et R', donc de déplacer Fo.

Il n'est pas interdit de « bri-

coler » ce schéma, en essayant de moduler X ou la largeur de bande avec l'oscillateur, d'autant plus que celui-ci comporte une deuxième sortie déphasée par rapport à la première...

Nous en reparlerons, et nous voyons déjà que nous commençons à avoir l'embaras du choix.

Il est possible de donner à ce montage un gain différent de 1 et nous le conseillons, surtout si le signal à moduler est de faible niveau car ce modulateur introduit un bruit de fond non négligeable (1 ou 2 mV).

Emploi d'amplis opérationnels classiques pour le modulateur-Mélangeur

Le montage proposé utilisant le LM 3900 a l'avantage de la simplicité, mais le bruit de fond obtenu avec notre montage n'est pas négligeable.

Certains lecteurs auront peut-être la tentation d'employer des amplis op clas-

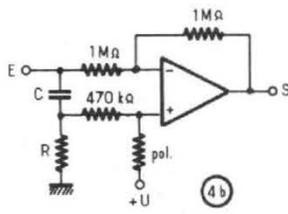
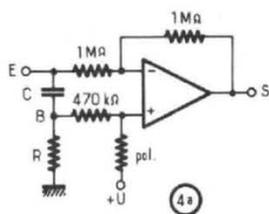


Fig. 4. - Déphaseur utilisant le LM 3900 N

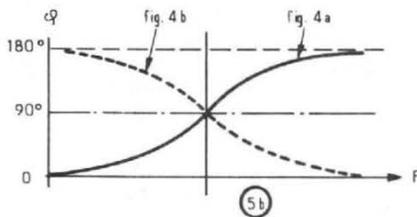
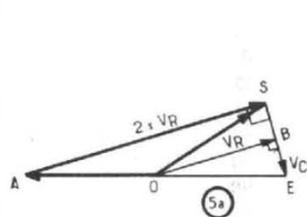


Fig. 5. - Diagrammes de fonctionnement.

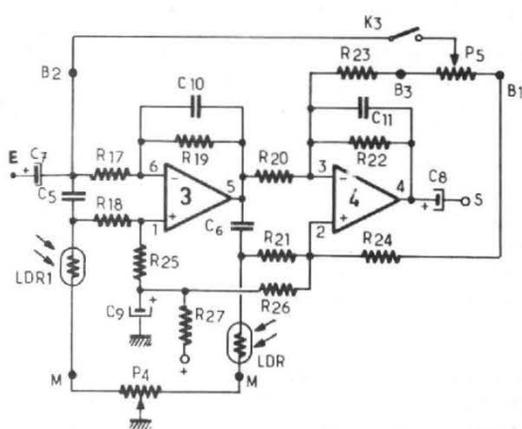


Fig. 6. - Modulateur et mélangeur. Tous les éléments sauf P5 et K3 (et éventuellement P4) sont sur le circuit imprimé. P5 permet de mélanger le signal incident au signal « déphasé » et d'obtenir soit un vibrato (lorsqu'il est à mi-course), soit un effet du genre « ouah-ouah » ou « flanging ». K3 permet de conserver uniquement le vibrato (voir texte). P4 est à régler pour obtenir l'effet le plus régulier au niveau maximum.

siques (de préférence à faible bruit), mais cela les conduira à des modifications de montage non négligeables, et peut-être à quelques problèmes de mise au point.

Les amplis opérationnels classiques ont besoin de deux tensions d'alimentation symétriques (+ et - 12 V par exemple).

Le schéma de la figure 6 est encore utilisable, à condition de supprimer R 25, R 26, R 27 et C 9.

D'autre part, pour assurer un gain de 1 (signal incident), et de 2 (signal au point commun entre R et C), il est obligatoire que $R 17 = R 19$ et $R 20 = R 22$.

Il n'est pas possible d'obtenir un montage dont le gain est supérieur à 1 en faisant $R 19 < R 20$. Il faut alors utiliser un ampli op supplémentaire en « buffer » à l'entrée (ou à la sortie).

Si on cherche à améliorer le circuit en utilisant des amplis op dont les performances sont meilleures que celles du LM 3900, on risque d'être amené à ré-étudier complètement le montage... et à ce moment-là, on a intérêt à utiliser quatre ou six étages, au lieu de deux, dont les fréquences caractéristiques sont espacées d'un octave environ (de 300 à 2 400 Hz par exemple).

Le résultat obtenu sera alors plus « profond » et bien meilleur...

Le manuel d'applications « A'dio » de National Semiconductor décrit un tel montage.

Oscillateur TBF

Un coup d'œil à la figure 8 permet de se rendre compte de sa parenté avec la figure 6.

L'oscillateur se compose donc de deux étages déphaseurs, l'un selon le schéma de la figure 4 a, l'autre selon celui de la figure 4 b, de façon que le signal de sortie soit en phase avec celui de l'entrée à la fréquence F_0 et seulement celle-là.

La sortie est rebouclée sur l'entrée, et, si le gain est supérieur ou égal à 1, le montage oscille à la fréquence F_0 .

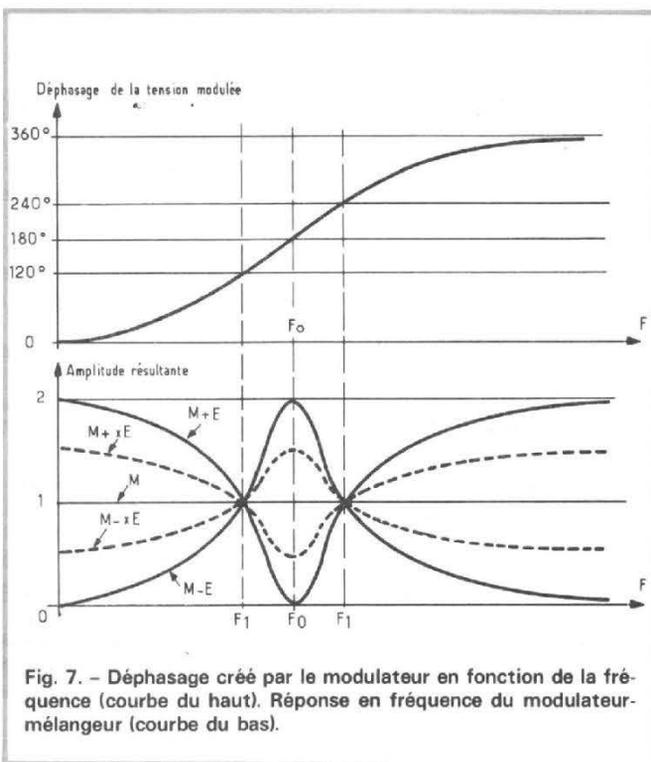


Fig. 7. - Déphasage créé par le modulateur en fonction de la fréquence (courbe du haut). Réponse en fréquence du modulateur-mélangeur (courbe du bas).

Le commutateur K 1 permet de passer d'une fréquence de 3 à 10 Hz (selon le réglage de P 1) à une fréquence de l'ordre de 0,7 Hz (pratiquement indépendante du réglage de P 1).

L'ensemble R 7, D 1, D 2, R 8, R 9, R 10, et éventuellement P 2 permet de limiter le gain du montage et de régler l'amplitude de l'oscillation.

Ce réglage a toutefois l'inconvénient de réagir au bout de plusieurs oscillations, ce qui n'est guère commode. En pratique, on peut donc supprimer P 2, à condition de donner à R 9 une valeur telle que l'oscillation ait une amplitude suffisante et ne diffère pas trop de la sinusoïde.

La sortie de l'ampli n° 2 atta-

que P₃ et R₁₅ et deux LED en série (qui iront éclairer les deux CPR du modulateur).

R₁₅ sert à limiter l'intensité dans les LED (10 à 20 mA maxi).

P 3 permet de régler l'intensité de la modulation (variation de luminosité des LED), mais il agit aussi sur la fréquence F_0 du modulateur.

R₁₆ permet de maintenir les LED faiblement éclairées lorsque la sortie de l'ampli est au niveau « bas » quel que soit le réglage de P₃.

Pour permettre le démarrage et l'arrêt de l'oscillation, on peut court-circuiter R₉ par un interrupteur. Dans ce cas, le démarrage est assez lent (plusieurs oscillations).

Un démarrage plus énergique est obtenu en utilisant K₂ (qui coupe la polarisation de l'ampli 1), et cela nous paraît préférable.

Remarques concernant l'oscillateur

Les fréquences d'oscillation TBF correspondent à celles utilisées habituellement pour les vibratos et les « Leslies » des orgues électroniques.

D'autres options sont possibles.

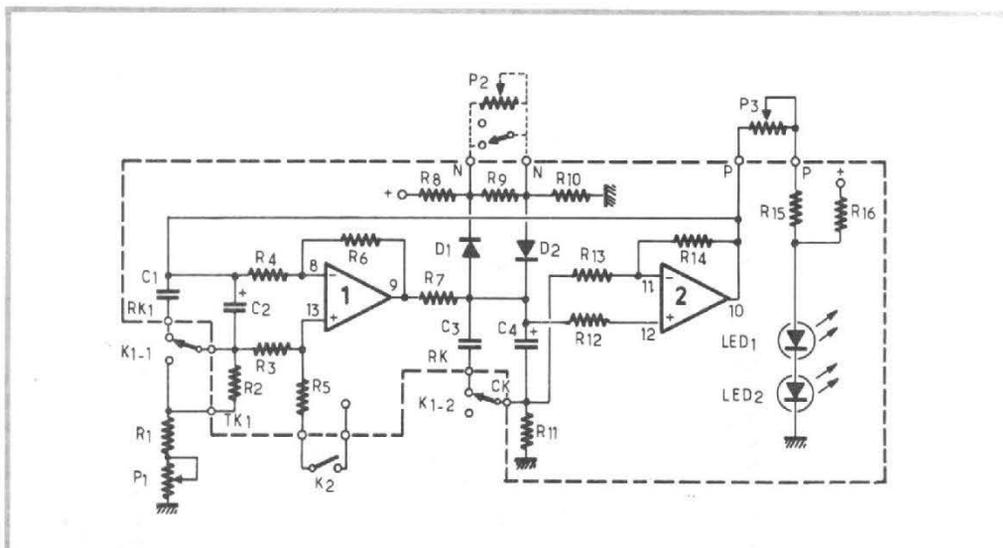


Fig. 8. - Le pointillé délimite le circuit imprimé. P1 et K1 déterminent la fréquence de l'oscillation (0,6 à 10 Hz environ). P2, P3 et K2 commandent le démarrage, l'arrêt et l'amplitude de la variation de luminosité des LED (voir texte). Il est possible de placer un petit condensateur (< 1 000 pF) aux bornes de R6 ou de R14 en cas d'accrochage.

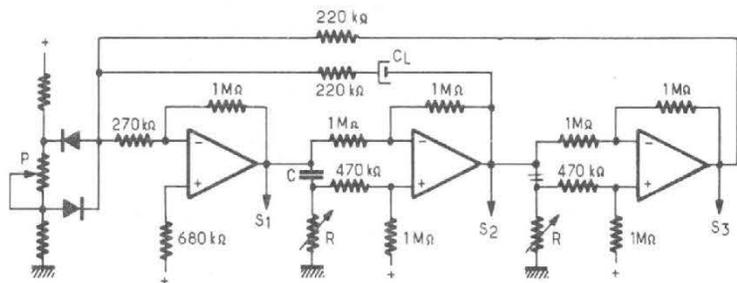


Fig. 9. - Oscillateur triphasé. Les deux résistances R sont identiques. Pour faire varier la fréquence, utiliser un potentiomètre double, ou deux CPR éclairées de façon identique. Le condensateur de liaison CL (> 10 C) améliore la stabilité de l'oscillation, notamment en TBF. Il est préférable de bien découpler la ligne figurée par le signe + (modifier éventuellement les valeurs des résistances de polarisation). Le potentiomètre P permet de régler l'amplitude de l'oscillation.

Toutefois, on remarquera qu'il est difficile, avec l'oscillateur adopté, et une résistance R_{11} fixe, d'obtenir une très grande variation de fréquence en agissant sur un seul potentiomètre P_1 .

Si l'on veut, comme sur la plupart des « phasings » du commerce, obtenir une variation de fréquence importante (0,2 Hz à 10 Hz par exemple), il suffira d'utiliser un potentiomètre double à commande unique ($2 \times 500 \text{ k}\Omega$ par exemple).

Un des potentiomètres est P_1 , l'autre remplace R_{11} .

Mettre en série une résistance-talon (10 kΩ environ) en série avec chaque potentiomètre.

C_1 , C_3 et K_1 peuvent alors être supprimés, mais C_2 et C_4 doivent avoir une valeur plus importante (2,2 ou 4,7 μF).

La polarité est indiquée sur la figure 8.

Ces modifications sont relativement évidentes et ne nécessitent pas de retouche en circuit imprimé.

A noter que, si les constantes de temps sont identiques pour les deux étages, on a un oscillateur bi-phasé (ou sinus-cosinus), ce qui peut être intéressant pour certaines applications (commande de moteurs).

En ajoutant un troisième étage, on réalise un oscillateur triphasé qui fonctionne bien en BF, mais plus difficilement en TBF.

On peut simplifier cet oscillateur triphasé et obtenir un meilleur fonctionnement en TBF en remplaçant le dernier étage par un ampli de gain - 1 qui recueille la somme des signaux issus des deux pre-

mières étages (la figure 9 donne le schéma d'un tel oscillateur).

Notre première réalisation en matière de « phasing » a consisté en un oscillateur triphasé commandant trois modulateurs analogues à ceux de la figure 6, chaque modulateur attaquant un ampli de puissance et un haut-parleur. La modulation obtenue était profonde et agréable mais l'ensemble nous paraissait bien compliqué...

Alimentation

Notre « phasing » peut être :
- soit fixé à demeure sur un instrument électronique (par

exemple orgue) ou sur l'ampli, auquel cas on peut prélever son alimentation sur celle de l'appareil concerné.

- soit indépendant, auquel cas il a besoin d'une alimentation propre. On pourra utiliser des piles ou une alimentation secteur, stabilisée de préférence.

L'appareil, tel que nous le décrivons, a besoin d'une dizaine de volts pour fonctionner (ne pas dépasser 12 volts), et consomme une quinzaine de mA.

Passons en revue les différents cas possibles :

- deux piles de 4,5 V peuvent

faire l'affaire, mais leur usure sera assez rapide (quelques dizaines d'heures de fonctionnement).

- Prélèvement sur l'alimentation de l'instrument ou de l'ampli : prévoir une cellule de découplage, et éventuellement une stabilisation par Zéner (voir fig. 10 A).

- Alimentation non stabilisée (c'est ce que nous avons utilisé sur notre maquette : voir fig. 10 B). L'inconvénient de ce type d'alimentation est que l'on retrouve un peu de TBF à la sortie, ce qui pourrait peut-être poser des problèmes pour des fortes puissances et des haut-parleurs à suspension souple.

- Alimentation stabilisée : il suffit d'ajouter une Zéner au schéma précédent (mais le transfo doit avoir une tension plus élevée). Voir la figure 10 C.

On peut également utiliser une alimentation stabilisée avec un transistor.

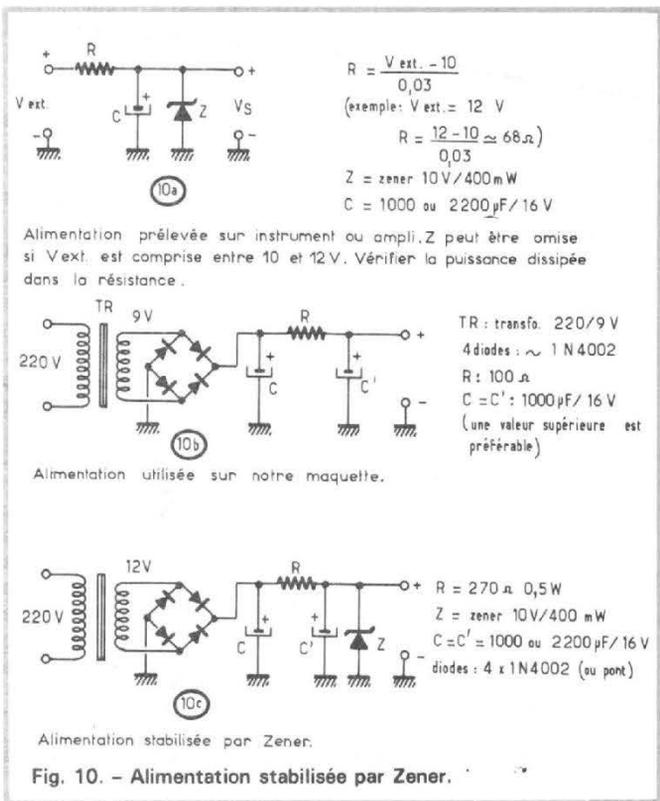


Fig. 10. - Alimentation stabilisée par Zéner.

Problèmes d'entrée et de sortie

Les schémas de la figure 4 ont un gain très voisin de 1 (le signal de sortie a la même amplitude que le signal d'entrée).

On peut donc théoriquement intercaler ce montage entre un instrument et un ampli qui ont déjà fonctionné ensemble.

En pratique, si on procède ainsi, cela risque de donner des résultats décevants :

Un niveau d'entrée trop important (supérieur à 4 ou 5 V

crête à crête) provoquera de la distorsion.

Si le niveau d'entrée est trop faible (quelques millivolts), on aura un bruit de fond excessif ; le LM 3900 N n'est pas un circuit à faible bruit, loin de là !

Donc, pour avoir des résultats corrects, il faut que notre montage fonctionne avec un signal aussi fort que possible sans atteindre la limite de distorsion.

L'impédance d'entrée du montage est variable (selon l'éclairément de LDR 1 et la position de P₄), mais elle est toujours supérieure à 20 k Ω .

Il est possible de faire fonctionner le montage avec un gain supérieur à 1 : il suffit d'augmenter les valeurs de R₁₉, R₂₃, R₂₄, R₂₅ et P₅ (voir le schéma de la figure 6).

Le montage fonctionne très bien avec un gain de 5 (moins de bruit de fond qu'avec un gain de 1), mais il est peut-être préférable de ne pas demander au montage un gain trop élevé.

Rappelons qu'un montage de ce genre utilisant des amplis opérationnels classiques ne fonctionnera correctement que si le gain est égal à 1.

Le niveau d'entrée maxi est de 200 mV efficaces pour un gain de 5.

Si le niveau de sortie est trop élevé, on peut toujours mettre un diviseur de tension (constitué par deux résistances en série, par exemple 22 k Ω et 4,7 k Ω pour une atténuation de 5).

Si le niveau d'entrée est variable, il y a intérêt à mettre un potentiomètre dans le circuit d'entrée.

La figure 11 indique quelques exemples de montage.

Si le niveau d'entrée est trop faible, il faudra intercaler un préampli de gain convenable avant l'entrée du montage. Ce préampli peut être très simple et n'utiliser qu'un seul transistor et quelques résistances.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé est représenté sur la figure 12 à l'échelle 1.

Chacun pourra le réaliser selon la méthode qu'il préfère. Le tracé à l'encre et à la main

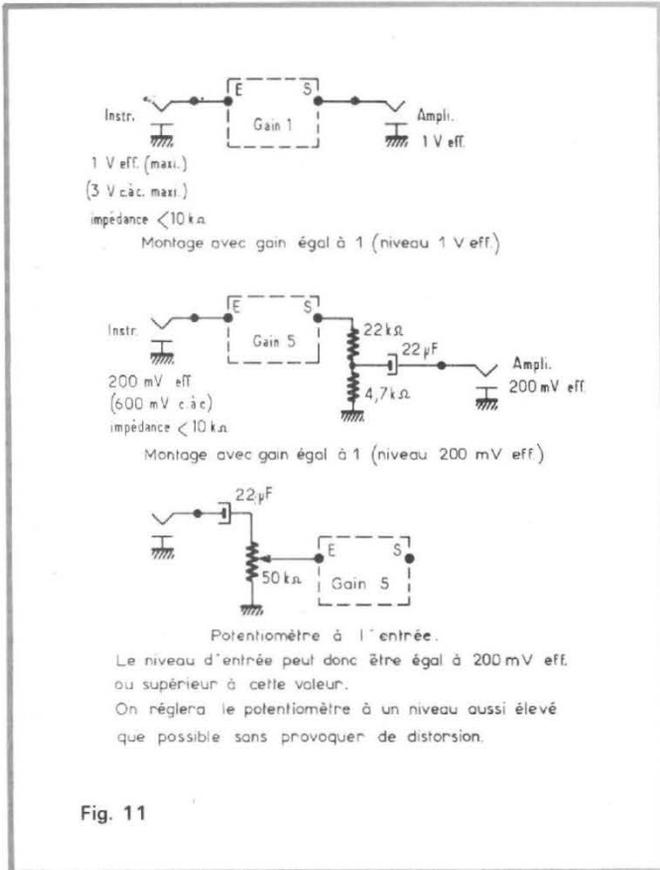


Fig. 11

demande une certaine patience : c'est ainsi que nous avons procédé sur notre maquette initiale.

Nous avons eu des accrochages sur un montage analogue réalisé sur des plaquettes « Veroboard ». Ces accrochages ont été éliminés grâce à des condensateurs tels que C₁₀ et C₁₁.

Après réalisation du C.I., on implantera les éléments (sauf R₉, C₁₀ et C₁₁). Attention au sens du LM 3900, des diodes, des « chimiques » (nous avons choisi le type « vertical »), et des Led (la lettre K désigne la cathode, qui est repérée par un méplat sur le boîtier). Ne pas recouvrir LED et CPR d'un capot pour le moment.

Après la vérification minutieuse recommandée par tous les auteurs décrivant la réalisation d'un montage électronique, on reliera ensemble les points P au moyen d'un fil de câblage assez long. Procéder de même avec les points I. Ces fils aboutiront respectivement à P₃ et K₂. Régler P₄ à mi-course.

Vérification du fonctionnement de l'oscillateur

Mettre sous tension.

On doit voir clignoter les LED assez lentement (1 battement par seconde environ).

L'oscillation n'est pas très sinusoïdale en l'absence de R₉.

Essayer provisoirement 47 k Ω pour R₉ : l'oscillation doit être beaucoup plus voisine de la sinusoïde, et les LED doivent passer progressivement).

Sinon, choisir pour R₉ une valeur donnant un résultat satisfaisant.

Si les LED ne s'allument pas ou éclairent très peu, vérifier d'abord qu'elles sont montées dans le bon sens et la présence des liaisons PP et II, puis contrôler la polarisation des deux amplis de l'oscillateur : la tension continue à la sortie de chaque ampli doit être voisine de la moitié de la tension d'alimentation.

La polarisation de ces amplis est donnée par R₅ : vérifier que la tension de sortie augmente

(et que les LED éclairent davantage) lorsque l'on place en parallèle sur R₅ une résistance de valeur comparable. Le cas échéant retoucher la valeur de R₅.

Si les diodes s'allument modérément, mais qu'il n'y a pas d'oscillation, c'est que le gain de l'oscillateur est insuffisant. C'est très improbable (en l'absence de R₉). Vérifier le câblage, et les valeurs des résistances, et les composants.

Si les diodes éclairent trop, c'est que R₁₆ est trop faible, ou que la polarisation est excessive : vérifier d'abord la polarisation (augmenter éventuellement la valeur de R₅), ou choisir pour R₁₆ une valeur plus élevée.

Vérification du modulateur

Plusieurs cas sont possibles selon le matériel dont on dispose :

1) Si on ne possède ni générateur BF, ni oscilloscope, on branchera un instrument (de préférence un orgue) entre l'entrée E et la masse (moins de l'alimentation), et on reliera la sortie S vers l'ampli (sans oublier de relier les masses). Il est nécessaire d'éviter que les CPR soient frappées par la lumière ambiante (les recouvrir d'un capot ou les masquer provisoirement)

Problèmes possibles :
- Aucun son dans le haut-parleur : vérifier le branchement et les valeurs des éléments. Éventuellement, s'assurer que la tension moyenne à la sortie des amplis op (broches 4 et 5 du LM 3900 N) est voisine de la moitié de la tension d'alimentation.

- On obtient un sifflement épouvantable (accrochage) :

Vérifier qu'il n'y a pas d'erreur dans le câblage.

Placer C₁₀ et C₁₁ (10 pF).

Vérifier que ce n'est pas l'oscillateur qui accroche (il peut accrocher et avoir un fonctionnement apparemment correct. Dans ce cas les LED sont en danger). On pourra éventuellement placer des condensateurs (pas plus de 470 pF) aux bornes de R₆ ou de R₁₄.

- Fonctionnement correct, mais bruit de fond important : Vérifier que le signal d'entrée n'est pas trop faible (sans oscilloscope c'est difficile !). Il peut aussi s'agir d'un accrochage à une fréquence ultrasonore.

- Distorsion : vérifier que le signal d'entrée n'est pas trop fort. Vérifier la polarisation des amplis op (mesurer la tension aux bornes 4 et 5 du LM 3900 N). Au besoin, retoucher R_{25} , R_{26} , R_{27} .

- Le son n'est pas affecté d'un

vibrato (pas de modulation) : si l'oscillateur fonctionne bien et que les CPR sont protégées de la lumière ambiante, il s'agit probablement d'une erreur de câblage ou d'un composant défectueux.

2) Si on possède un oscilloscope, on sera renseigné immédiatement sur les niveaux d'entrée et de sortie, on verra s'il y a ou non accrochage haute-fréquence ; la distorsion et le bruit de fond seront visibles. En branchant la sortie S du circuit à l'entrée Y de

l'oscillo et l'instrument à l'entrée X, on obtiendra une courbe de lissajous sur l'écran, et cette courbe devra se déformer au rythme de la modulation.

3) Un générateur BF : est très utile car il permet de contrôler le niveau du signal d'entrée : on peut déterminer les limites entre lesquelles le signal de sortie ne sera ni entaché d'un bruit de fond excessif, ni déformé.

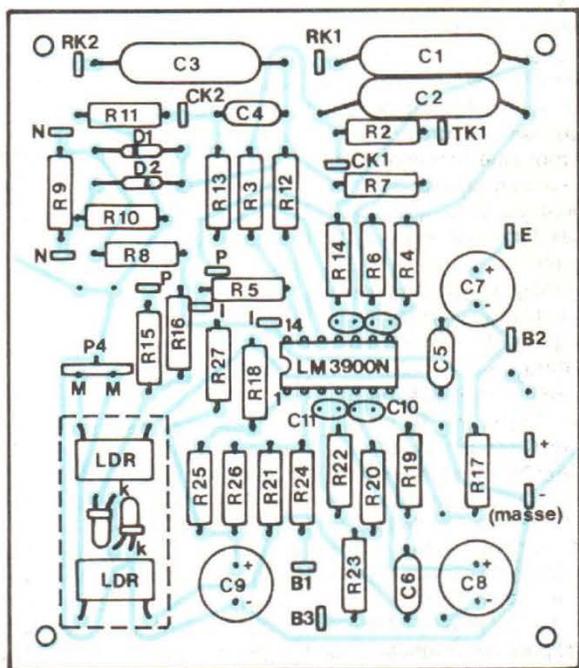
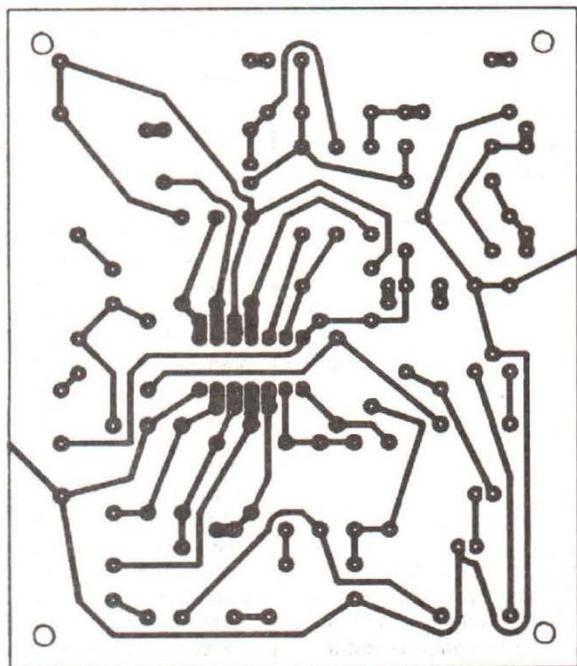
Un signal d'entrée sinusoïdal permet d'interpréter commo-

dément les courbes de Lissajous obtenues sur l'écran : on doit obtenir une ellipse dont la forme permet de déterminer la phase entre le signal de sortie et le signal d'entrée.

Mise au point

Arrivé au stade où le réalisateur a la certitude que le montage fonctionne, il n'est pourtant pas au bout de ses peines...

Il s'agit d'abord de savoir



Nomenclature des éléments

Oscillateur :

R_1 : 22 k Ω
 R_2 : 220 k Ω
 R_3 : 470 k Ω
 R_4 : 1 M Ω
 R_5 : 1 M Ω (voir texte)
 R_6 : 1,2 M Ω
 R_7 : 47 k Ω
 $R_8 = R_{10}$: 47 k Ω
 R_9 : 47 k Ω (voir texte)
 R_{11} : 470 k Ω
 R_{12} : 1 M Ω
 R_{13} : 470 k Ω
 R_{14} : 1 M Ω

R_{15} : 470 Ω
 R_{16} : 3,3 k Ω
 P_1 : 250 k Ω
 P_2 : 50 k Ω
 P_3 : 5 k Ω
 C_1 : 0,47 μ F
 C_2 : 0,47 μ F
 C_3 : 1 μ F
 C_4 : 0,1 μ F
 LED 1 et 2 : deux diodes électroluminescentes (« petit » modèle)
 (La lettre K repère la cathode)
 $D_1 = D_2$: 1 N 4148

Modulateur et mélangeur :

Éléments fixes :
 R_{17} : 1 M Ω

R_{18} : 470 k Ω
 R_{20} : 1 M Ω
 R_{21} : 470 k Ω
 R_{22} : 1 M Ω
 R_{26} : 470 k Ω
 R_{27} : 330 k Ω
 P_4 : 47 k Ω
 C_5 et C_6 : 3,3 et 10 nF (voir texte)
 C_7 : 22 μ F
 C_8 : 22 μ F
 C_9 : 2 μ F
 C_{10} : 10 à 22 pF
 C_{11} : 10 à 22 pF

LDR 1 et 2 : deux photorésistances
 (LDR 03-05 S ou équivalent)

Éléments variant selon le gain demandé au montage :

Gain : 1
 R_{19} : 1 M Ω
 $R_{23} = R_{24}$: 620 k Ω
 R_{25} : 680 k Ω
 P_5 : 1 M Ω
 Gain : 5
 R_{19} : 4,7 M Ω
 $R_{23} = R_{24}$: 120 k Ω
 R_{25} : 2,7 M Ω
 P_5 : 250 k Ω

Circuit intégré : LM 3900 N (National Semiconductors)
 Alimentation et circuits accessoires : voir texte et figure 9 et 10

exactement ce que l'on veut.

Par exemple un « phasing » comportant les commandes suivantes accessibles de l'extérieur :

– Marche/arrêt (alimentation secteur). Prévoir un voyant indiquant que l'appareil est ou non sous tension.

– Stop/start : mise en route et arrêt de l'oscillateur (K_2 sur la figure 8) et éventuellement interruption du « bouclage » (K_3 sur la figure 6).

Lent/rapide : fréquence de la modulation (K_1 sur la figure 8).

– Potentiomètre (P_5) permettant de doser l'effet de la modulation, qui va du « wha-wha » au « flanging » en passant par le « vibrato ».

– Potentiomètre de réglage de la fréquence du vibrato (P_1).

– Potentiomètre (P_3) permettant une modification de la modulation (déplacement de la fréquence F_0 des courbes de la figure 7).

Une telle disposition donne beaucoup de possibilités, mais toutes ne sont pas agréables, et le réglage est difficile.

En particulier, il vaut probablement mieux que P_3 ne soit pas accessible de l'extérieur.

P_5 peut être remplacé par un commutateur qui permettra de choisir entre le « flanging » et le « vibrato », à moins que cette dernière possibilité soit supprimée.

Nous voyons donc qu'il y a peut-être de la « bidouille » en perspective, et il est préférable de se livrer à des essais sur un montage provisoire avant de tout disposer dans le boîtier.

L'avis d'un musicien (le réalisateur lui-même ou un ami) est presque indispensable.

Influence des réglages

Le meilleur « flanging » est obtenu lorsque la tension de sortie s'annule pour la fréquence F_0 (fig. 7). Cela est relativement facile à vérifier avec un générateur BF et un oscilloscope. L'idéal, bien sûr est de posséder un générateur BF vobulé, comme par exemple le TBF 1038 décrit par M. Thobois.

La pente du « creux » de la courbe de réponse est assez critique, mais difficile à évaluer. Cette pente est maximale (F_1 et F'_1 les plus rapprochées possible) lorsque $RC = R'C'$. R et R' sont données par l'éclairage des LDR, et nous avons constaté une assez grande dispersion dans l'éclairage fourni par les LED. Sur notre circuit, C et C' sont C 5 et C 6. On sera peut être amené à en modifier les valeurs jusqu'à obtention du meilleur résultat.

Les valeurs extrêmes de F_0 sont, aussi, assez critiques. On peut intervenir sur la position extrême vers l'aigu par ajustage de P_4 (à remplacer éventuellement par deux résistances ajustables indépendantes).

L'allure de la variation de F_0 en fonction du temps (donnée par l'ensemble oscillateur – LED – CPR) a aussi une influence importante sur le résultat obtenu.

Mise en place définitive

Après ces essais, on peut bien sûr réaliser une « boîte de phasing » économique et de performances modestes.

Le boîtier sera de préférence métallique pour éviter d'introduire de la « ronflette » à 50 Hz.

Un bon résultat est obtenu en envoyant le signal traité à un ampli de puissance et un haut-parleur, et le signal non traité à un autre ampli. Les haut-parleurs pourront être assez proches l'un de l'autre.

Nous n'avons pas donné les détails de la disposition des éléments dans le boîtier, car chacun pourra adapter notre montage à son cas particulier.

Il nous paraît préférable de mettre le moins possible de commandes accessibles de l'extérieur si l'on veut que l'emploi soit commode : la plupart des pédales de phasing comportent un potentiomètre de réglage de la fréquence (TBF) et un bouton « stop/start ».

Les seules précautions à prendre en ce qui concerne le câblage sont les suivantes :

– éloigner le transfo d'alimentation des entrées et sorties BF ;

– utiliser de préférence du fil blindé entre les prises jack, des potentiomètres de niveau (s'il y en a) et le circuit imprimé ;

– ne pas omettre découplage et filtrage de l'alimentation (voir fig. 10) ;

– faire un câblage propre.

Autres utilisations

– **Oscillateur** : nous avons vu que l'on peut s'inspirer du schéma proposé pour l'oscillateur (fig. 8 et 9) pour réaliser un oscillateur déphasé ou triphasé, ce qui peut être intéressant pour certaines applications.

– **Modulation du signal issu de chaque « rang » d'un orgue** : (*)

Dans un orgue à plusieurs « rangs » (par exemple 8', 4', 2'), on peut intercaler notre montage à la sortie d'un (ou plusieurs) préampli(s) de BUS. Dans ce cas, le « bouclage » est inutile (supprimer R_{23} , R_{24} , P_5 et retoucher éventuellement R_{26}).

– **Modulateur** : le modulateur peut être commandé manuellement (en exposant les CPR à la lumière ambiante à portée de la main, par exemple). On peut aussi l'utiliser comme filtre (coupe-bande ou passe-bande)

On peut soit utiliser cet effet comme un « phasing » en prévoyant des commandes accessibles de l'exécutant, soit au contraire lui donner une profondeur assez faible et une fréquence de modulation très lente, et le laisser fonctionner en permanence.

On pourra utiliser autant de nos circuits que de « rangs » (sauf pour la « tierce », la « quinte » et le fondamental) avec, pour chacun, une fréquence de modulation légèrement différente.

* Voir le Haut-Parleur n°s 1222 et 1225 (août et septembre 1969)

Variantes

Nous avons déjà parlé de l'emploi d'amplis op classiques pour le modulateur, et de l'augmentation du nombre d'étages de celui-ci, mais d'autres variantes sont possibles :

– Oscillateur délivrant un signal triangulaire, plus simple et permettant de descendre facilement à des fréquences très basses (< 0,1 Hz) avec un seul potentiomètre de réglage.

– Emploi de transistors à effet de champ comme résistances variables (à la place des couples LED-CPR). Inconvénient : le signal doit avoir une amplitude faible (quelques dizaines de mV eff.) pour éviter la distorsion. Avantage : consommation très faible.

Nous rappelons qu'un amateur qui dispose d'un orgue et d'une chaîne stéréo dans la même pièce peut fort bien utiliser un oscillateur triphasé commandant trois modulateurs analogues à ceux de la figure 6, chaque modulateur attaquant un ampli de puissance. Il n'est alors pas indispensable de prévoir de « bouclage ». Le résultat obtenu nous paraît meilleur que celui du « phasing » que nous avons décrit, surtout si les enceintes acoustiques sont suffisamment éloignées les unes des autres. Nous publierons éventuellement la réalisation de ce montage si elle intéresse suffisamment le lecteur.

J. P. JOUANDET

LA NOUVELLE TECHNOLOGIE des composants électroniques

LES ISOLANTS

LES ISOLANTS NATURELS ET LEURS TRANSFORMATIONS

Presque seul, le mica a conservé la faveur des utilisateurs parmi les nombreux corps isolants d'origine naturelle. Pourtant, certains isolants naturels présentent d'excellentes caractéristiques; il en est ainsi, par exemple, pour l'ambre, dont les caractéristiques ne sont dépassées que rarement par des matériaux de synthèse, tels que le téflon.

Le caoutchouc constitue encore un isolant naturel très employé mais il est généralement modifié par des apports ou des traitements divers, sinon préparé par synthèse; il appartient donc à une catégorie spéciale.

Il faut néanmoins citer la guttapercha employée comme isolant aux époques héroïques de l'électronique, et qui est encore utilisée dans des câbles télégraphiques en service. Les gaines de plomb protègent de l'humidité l'isolation constituée par une cordelette textile, recouverte d'un ruban de papier.

LES ISOLANTS MINÉRAUX

La plupart des isolants électriques habituels et, en particulier les matériaux organiques courants, ne peuvent guère être employés à haute température, au-delà de 100 à 200° environ. C'est pourquoi, il faut avoir recours à des isolants minéraux, dont l'emploi présente une grande importance pour les applications, dans lesquelles il faut envisager des températures élevées; ils possèdent, par ailleurs des qualités intrinsèques caractéristiques intéressantes pour la constitution des composants destinés à de nombreuses applications.

Le mica, tout d'abord, dont nous avons indiqué plus haut les qualités remarquables en ce qui concerne le coefficient spécifique, est un produit minéral à base de silicate d'alumine, qui peut être présenté sous deux variétés.

Les micas potassiques sont des mélanges de silicate d'alumine et de potasse de couleurs claires, provenant de l'Inde ou de l'Amérique du Sud. Les micas magnésiens sont des mélanges de silicate d'alumine et de magnésie, dont les caractéristiques sont les suivantes:

Densité 2,8. Pouvoir induc-

teur spécifique 5,4 à 7; angle de pertes de l'ordre de 2×10^{-4} .

Le mica présente la propriété caractéristique de se cliver facilement, c'est-à-dire

qu'il peut être découpé en lamelles d'épaisseur très faible.

Le mica possède ainsi des qualités diélectriques très spéciales en dehors de son pouvoir inducteur spécifique élevé. Sa

**tournez
la page**

infra
vous
informe

The advertisement features a large graphic of a man in profile on the left, talking on a telephone. To his right is a vintage radio receiver on a wooden cabinet. The background is a dark, stylized shape resembling a lightning bolt or a signal wave. The word 'infra' is written in a stylized font at the top right and bottom right of the graphic. The text 'tournez la page' is written in a white box above the radio, and 'infra vous informe' is written in a white box below it. Several small 'infra' logos are scattered around the graphic.

tension de perforation est très importante et le facteur de pertes diélectriques est réduit; il offre, en outre, une grande élasticité et une constante de température remarquable.

Le facteur de puissance du mica peut être extrêmement faible, et s'abaisser à 0,00005, tandis que sa constante diélectrique est de l'ordre de 5 à 7, ce qui permet, d'ailleurs, en particulier, d'établir les condensateurs les plus remarquables. La composition chimique des micas est donc très complexe et variable; ce sont des silicates d'aluminium additionnés de composés de métaux alcalins, sous forme de sels acides.

Le mica blanc est généralement incolore et transparent. Il possède la meilleure résistance mécanique, et sa température d'utilisation atteint 500 °C. Au-dessus de 600 °C, il commence à se détruire par calcination, et il est le plus largement utilisé comme isolant électrique.

Les propriétés électriques du mica varient suivant leur lieu d'origine; la résistivité en ohms par centimètre varie en effet de 0,44 à 133×10^{12} . La constante diélectrique varie, de son côté, de 2,5 à 7 et la tension destructive de 40 000 à 120 000 V par millimètre.

On peut produire du mica synthétique en partant de l'oxyde d'aluminium, de l'oxyde de magnésium, de la silice et de la cryolite au moyen d'un traitement très complexe. C'est un matériau stable et qu'on commence à utiliser en particulier, aux U.S.A. pour la construction de tubes électroniques de tous genres.

Le papier au mica est fabriqué à partir du mica en flocons; sa rigidité diélectrique est d'environ 16 000 V par millimètre, et son facteur de puissance est de 3,5/100 à 100 °C et de 3/100 à 125 °C, mais le mélange mica-verre au silicium présente un facteur de puissance de 0,023 seulement à 25 °C, de 0,017 à 100 °C et de 0,018 à 125 °C.

Le mica dit reconstitué est réalisé en utilisant les forces naturelles de cohésion des flo-

cons de mica fraîchement cli-vés. La résistivité diélectrique est de 16 000 V par millimètre pour une feuille imprégnée de 0,025 mm d'épaisseur. Mais ce matériau est très hygroscopique, et il faut employer une certaine proportion de résine de silicone pour éviter l'absorption de l'eau; on peut ensuite le laminier, l'emboutir ou le former en pièces plus ou moins compliquées. Une fois mis en forme la pièce est dés-séchée et imprégnée.

Le mycalex est un produit artificiel également composé de mica et de verre spécial, il a l'apparence d'une pierre dure compacte de couleur gris foncé.

Mais c'est un corps peu élastique et difficile à travailler, d'une densité de 3,5, d'un pouvoir inducteur spécifique de 7,4 et d'un angle de pertes de 10^{-3} .

Le mycalex est également connu sous le nom de mycolex et de mykroy; ces produits sont indiqués dans la norme NFC 26.120.

Les micanites sont composés de clivures de mica agglomérées à chaud sous haute pression par un vernis primitivement formé de gommelaque, mais modifié actuellement. Leur rigidité diélectrique est de 20 kV environ; elles sont livrées sous forme de feuilles rigides ou flexibles ou de rubans de papier micacé et on peut les mouler. Elles supportent ainsi des tensions élevées pendant une minute, ce qui correspond à leur rigidité diélectrique minimale.

Les micanites de chauffage sont des produits du même genre, d'une densité maximale de 2,6, d'une teneur en mica de 95, d'une rigidité diélectrique minimale de 10 kV par millimètre.

Les micanites moulables comprennent essentiellement des couches alternées de papier mince et de déchets de mica agglomérées par un vernis conservant sa souplesse, le produit imprimé à chaud à la presse.

Les micanites souples sont formés par des clivures de mica agglomérées par un vernis conservant sa souplesse, et les samicanites sont des maté-

riaux généralement thermo-plastiques caractérisés par une rigidité diélectrique élevée de 15 kV par mm.

LES VERRES

Les verres sont surtout employés sous forme de fibre et pour constituer des ampoules protectrices; ils sont préparés à haute température à l'aide de trois matières principales, la silice, la soude ou la potasse, la chaux ou le plomb.

Les verres à base de soude et de chaux sont surtout les verres à vitre et des verres à glace; les verres à base de potasse et de chaux sont des verres optiques ou pour appareils de laboratoire.

Ce sont les verres à base de plomb qui permettent de produire le cristal et l'émail et sont surtout utilisés en électronique. Leur constante diélectrique varie de 4 pour les verres normaux à 20 pour les verres à base de silico-titanate de plomb; leur rigidité diélectrique est de 4×10^7 volts/mètre; la température de déformation varie de 380° à 900 °C. L'angle de pertes varie également avec la température et la fréquence des enveloppes très diverses, des perles de verre, et peuvent être utilisés comme diélectriques de condensateurs.

C'est le problème de la soudure verre-métal qui se pose le plus souvent, surtout pour la traversée de conducteurs métalliques dans les embases de verre. Il s'agit d'étudier un problème de coefficient de dilatation en mettant en présence des corps de natures différentes, et en cherchant à obtenir une liaison solide. On ne peut souder un métal ayant un coefficient de dilatation différent de celui du verre, sans risque de cassure de la soudure lorsque la température s'élève.

Il faut choisir des métaux ayant des coefficients de dilatation voisins de celui du verre, qui varie suivant la composition de 36 à 52×10^{-7} .

On peut utiliser le tungstène, d'un coefficient de 40 à 47×10^{-7} , le molybdène d'un

coefficient de 50 à 60×10^{-7} . L'adhérence est obtenue par l'oxydation du métal.

En dehors du tungstène et du molybdène, on utilise de l'alliage Dumet, avec un noyau de ferro-nickel fondu dans un tube de cuivre traité au borax, les alliages Fernico, fer-chrome, fer-nickel-cobalt et le Dilver, préparé par les usines d'Imphy, dont les spécifications techniques sont contenues dans les normes Sitel - 301.304.

LE QUARTZ ET SES APPLICATIONS

Le quartz, ou cristal de roche, constitue l'état cristallin de la silice; sa couleur varie suivant l'échantillon, depuis l'état transparent jusqu'au cristal teinté de noir. Sa densité est de 2,5, sa résistivité très grande atteint $10^{15} \Omega/\text{cm}$; il est utilisé pour réaliser des pièces isolantes dans les ampoules de tubes à vides de toutes catégories, par exemple, pour les entretoises ou dans les condensateurs. Il est employé, on le sait, dans les oscillateurs et constitue des éléments piézo-électriques, employés également pour la constitution des capteurs.

Si l'on exerce une pression sur les faces opposées d'une lamelle de quartz après les avoir métallisées, il se produit une certaine quantité d'électricité proportionnelle à la force agissante. Inversement, en appliquant une certaine différence de potentiel entre les faces il se produit une contraction ou une dilatation du cristal proportionnelle à la tension appliquée.

Les propriétés vibratoires du quartz sous l'action des impulsions alternatives sont employées, on le sait, pour effectuer des régulations électroniques de très haute précision; chaque lame de quartz façonnée peut, en effet, présenter suivant son épaisseur et sa forme, une fréquence de vibration propre exactement définie.

LES CERAMIQUES

Les céramiques sont préparées par la métallurgie des poudres à partir d'oxydes métalliques ou métalloïdiques ; leurs compositions sont extrêmement variables. Les céramiques isolantes sont essentiellement des procelaines à base de kaolin, d'argile, d'alumine, de carbonates alcalino-terreux et de feldspath. Il en est ainsi pour la stéatite et le corindon. Leur pouvoir inducteur spécifique varie de 4 à 10, et leur rigidité électrique est d'environ 12×10^6 volts/mètre.

Dans la catégorie des diélectriques, utilisés spécialement dans les condensateurs, on peut distinguer deux groupes. Le premier est à base de stéatite ou de titanate de magnésium ; le pouvoir inducteur spécifique est compris entre 6 et 250 et l'angle de pertes est inférieur à 2×10^{-4} .

Le deuxième groupe est à base de titanate de baryum, avec un pouvoir inducteur très élevé compris entre 800 et 15 000, mais ce pouvoir inducteur varie avec la température et avec le champ électrique. On utilise les céramiques de ce groupe pour la constitution des condensateurs de découplage.

En dehors de ces céramiques isolantes ou diélectriques, il y a des céramiques piézo-électriques, semi-conductrices ou magnétiques qui sont constituées par les ferrites. Ce sont des céramiques noires, par opposition aux céramiques blanches isolantes ou diélectriques. On les obtient également à partir de la métallurgie des poudres.

Les céramiques pour isolateurs basse fréquence et haute fréquence sont formées de pâtes contenant un certain pourcentage d'argile ou de kaolin, qui ajoute des propriétés de fondant et de rusticité. Pour obtenir des pièces plus robustes et plus stables, on utilise la stéatite, le silicate de magnésium (ou talc) et, pour les pièces très robustes et très stables, le corindon formé d'alumine à 85 % de pureté.

Ces céramiques sont souvent recouvertes d'un émail

vitrifié à basse température, ou émail « petit feu », elles sont employées pour établir des bornes des interrupteurs, des boîtes de connexion des rondelles isolantes, des colonnes des socles etc.

Dans le cas où les céramiques sont employées dans les circuits à très haute fréquence, on peut considérer deux catégories de matériaux ; les premiers sont utilisés en haute fréquence en dessous de 100 °C, les autres pour l'ultra-haute-fréquence, ou au dessus de 60 °C.

Dans la première catégorie, on utilise des porcelaines des stéatites, des corindons, de pureté plus grande et de fabrication plus soignée, ne présentant pas de porosités et à angle de pertes réduit ; les pièces peuvent être usinées et métallisées avec une peinture argentée vitrifiée.

Dans la deuxième catégorie à très haute fréquence et haute température, il faut obtenir une extrême pureté des produits, au moins 99 %, pour diminuer le nombre des impuretés et les défauts de structure. Il faut donc savoir préparer des oxydes très purs.

La liaison de la céramique avec les conducteurs métalliques doit être obtenue sur une large gamme de températures, il faut, rappelons-le, réaliser l'accord entre la dilatation de la céramique et du métal. On n'emploie pas comme matériaux un seul oxyde, mais un mélange d'oxydes permettant d'obtenir une large gamme de coefficients de dilatation.

L'oxyde le plus employé est l'alumine, additionnée d'autres oxydes purs, tel que la magnésium et la silice. La gamme est complétée par l'utilisation de la zircone stabilisée au calcium ou au strontium et la glucine, dont la conductivité thermique est la plus élevée.

Les pièces sont métallisées avec des compositions à base d'hydruure de titane ou des poudres métalliques fines de manganèse, de tungstène, de molybdène, de fer etc.

L'usinage des pièces peut permettre une précision de l'ordre du micron pour les tubes à vide spéciaux en céramique et métal, les pièces iso-

lantes pour les micro-ondes, les antennes diélectriques, les supports pour circuits imprimés.

Pour constituer les circuits diélectriques de condensateurs, il faut obtenir un angle de pertes très faible, surtout pour les condensateurs à forte tension alternative.

Etant donné la faible épaisseur des diélectriques utilisés, la solidité mécanique est faible et la mise en forme difficile ; les pièces que l'on peut produire sont des tubes extrudés, des disques pressés, des feuilles minces laminées ou coulées.

La métallisation est réalisée avec l'argent vitrifié à 750-800 °C, la qualité est suffisante pour la réalisation des armatures par peinture, des pinceaux, au pistolet, à l'écran de soie etc. Les connexions peuvent être facilement soudées avec un alliage étain-plomb en prenant des précautions voulues pour éviter les chocs thermiques.

Mais on peut considérer, d'une part, les condensateurs de circuits et d'autre part les condensateurs de découplage. On envisage donc les diélectriques formés de céramiques à haute surtension ou HQ de constante variant de 15 à 150, et les matériaux à haute constante et à faible surtension, ou HK, de constante variant de 600 à 100 000.

Les tableaux 4 et 5 indiquent des compositions de céramiques à basses constantes et à hautes constantes. Les compositions de base ne comportent plus un oxyde unique, mais un composé chimique à 2, 3 ou 4 oxydes.

Les céramiques diélectriques HQ peuvent, dans une certaine mesure, être utilisés à des températures élevées de l'ordre de 200° si les pertes restent faibles. Ce résultat est obtenu en employant des matières premières très pures et en évitant toutes introductions d'impuretés formés d'oxyde de fer et de manganèse, ou du type alcalin, sels de sodium ou de potassium.

Les céramiques de composition HK ont une constante diélectrique extrêmement élevée, provenant de l'existence d'un point de Curie, c'est-à-dire

d'une température de transformation cristalline. Par contre, la constante diélectrique varie à ce moment très rapidement.

La pureté des produits de base constitue le critère essentiel permettant d'obtenir des pertes et des résistances d'isolement encore admissibles à 200 °C.

LES CERAMIQUES ET LA MICRO MINIATURISATION

Dans les montages comportant des composants micro-miniaturisés, les couplages sont élevés. Il est donc nécessaire d'utiliser des éléments à faibles pertes et à faible constante ; mais, les formes doivent être étudiées avec une grande précision mécanique, de l'ordre de 10 μ m par exemple. Les surfaces doivent être très planes sans être polies, et la conductivité thermique doit être élevée.

On utilise dans ces conditions comme céramiques isolantes des compositions à base d'alumine et comme diélectriques des céramiques AQ et HK.

Les formes les plus classiques des éléments utilisés sont des plaquettes avec encoches, du type « micro-modules » et d'une surface de l'ordre de 1/2 cm². Chaque plaquette constitue un composant électronique ou sert de support à un composant électronique.

Des plaquettes sans encoches parfaitement planes sont employées comme support de circuits à vaporisation dans le vide et d'une surface de l'ordre de quelques centimètres carrés.

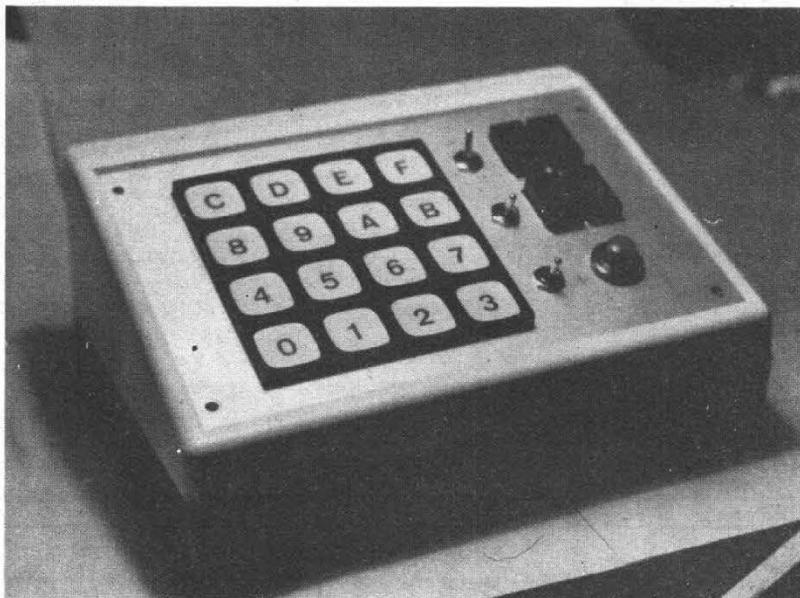
Des plaquettes percées de trous peuvent servir de support à des montés dans des boîtiers ou enrobés. Des micro-boîtiers cylindriques et métallisés d'un diamètre et d'une hauteur de 1 à 2 mm peuvent aussi contenir des transistors ou des diodes de différents types ; enfin, des micro-tubes d'un diamètre très réduit inférieur à 4 mm peuvent être utilisés comme noyaux de bobinages miniatures.

R.S.

UN ENCODEUR DE CLAVIER

HEXADÉCIMAL

POUR GÉNÉRER DES MOTS DE HUIT BITS



(Suite voir N° 1614)

COMPTÉ tenu de la (très) relative complexité de notre montage – essentiellement due au nombre relativement élevé de CI TTL que nous utilisons – nous avons délibérément abandonné la réalisation sur circuit imprimé bien que cette dernière ait pu se concevoir en double face avec quelques « straps ».

Nous nous sommes tournés vers des procédés plus adaptés à ce type de réalisation et qui se situent dans le domaine du « wrapping ». Pour notre montage, nous avons utilisé un procédé de câblage que nous avons déjà évoqué dans les colonnes du Haut-Parleur et qui est proposé par la société Vero Electronics. Il s'agit en fait d'un système permettant d'effectuer les liaisons entre les différents points du circuit à l'aide d'un fil émaillé soudable distribué par un petit stylo. Nous ne détaillerons pas le mode d'utilisation de ce système qui a été déjà utilisé pour notre boîte à musique à micro-

processeur décrite dans le numéro 1610 du H.P. Nous en rappellerons cependant la présentation avec la photographie de la figure 12 et nous ajouterons une précision qui n'apparaît pas dans la notice du fabricant mais qui tombe sous le sens : pour ne pas se trouver devant un casse-tête chinois une fois le câblage terminé, il est indispensable de tester les liaisons réalisées au fur et à mesure après l'opération de soudure, cette dernière demandant une température relativement élevée de l'ordre de 380 à 400°C, une intervention ultérieure avec le fer à souder risquant de détruire l'isolement de deux fils adjacents.

Précisons également que les retouches de câblage avec ce moyen sont assez malaisées et qu'il vaut mieux prendre des précautions supplémentaires.

Dans une prochaine réalisation, nous vous proposerons l'emploi d'un matériel de wrapping plus classique.

Revenons à notre encodeur de clavier. La maquette initiale a été réalisée sur des boîtes de connexion sans soudure nDec à 840 contacts ce qui nous a permis d'en effectuer aisément la mise au point.

A partir de cette maquette, nous avons réalisé un relevé des connexions qui s'est traduit par le tableau de la figure 13. C'est ce tableau qui nous a ensuite servi de guide pour la construction du circuit définitif que nous avons câblé sur un circuit standard Véro aux normes européennes.

Le circuit

La disposition des composants n'est pas critique aussi avons nous placé ces derniers sensiblement dans l'ordre du schéma en essayant de gagner le maximum d'espace pour loger les boîtiers. Les composants tels que résistances, condensateurs, transistors, etc... ont été soudés directe-

ment sur les pastilles du circuit tandis que tous les circuits intégrés ont été montés, par principe, sur des supports. Ce « luxe » peut être évité, surtout pour des circuits intégrés très bon marché comme le SFC 400 mais il faudra alors être d'une extrême vigilance pour réaliser les soudures du fil de câblage afin de ne pas « tuer » les CI par un excès de chaleur. La photographie de la figure 14 et 15 illustre notre propos, elle a été prise à environ mi-chemin de la réalisation.

La matrice à diodes

Pour effectuer le « décodage » des lettres A à F les afficheurs à 7 segments, nous avons réalisé une « matrice à diodes » comme nous l'avons dit dans le précédent article. La construction de cette matrice a été des plus simples. Nous avons utilisé deux petites plaquettes de Véroboard imprimées de

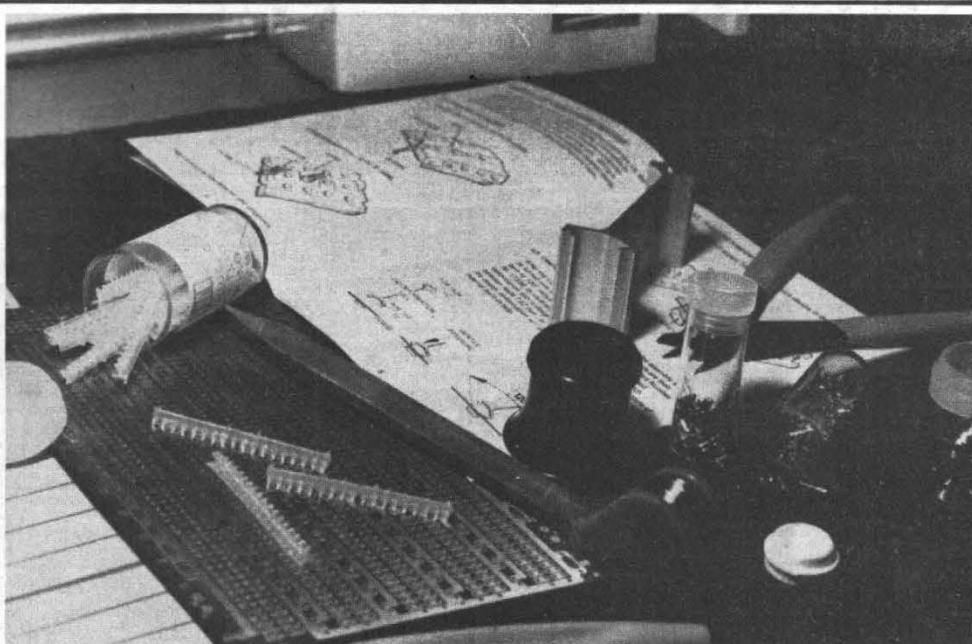


Fig. 12. - (photo) Le kitVero-Wire comprend la carte imprimée au standard européen que nous avons utilisée.

FIGURE 13. - TABLEAU DE VEROWIRING

+ 5 V	CI1.14	+ 5 V	CI28.16	GND	CI1.7	GND	CI28.8
CI1.14	CI2.14	CI28.16	CI29.16	CI1.7	CI2.7	CI28.8	CI28.14
CI1.14	CI3.14			CI2.7	CI3.7	CI28.14	CI29.8
CI3.13	CI4.14	+ 5 V	T2.C	CI3.7	CI4.7	CI29.8	CI29.14
CI4.14	CI5.14	T2.C	T3.C	CI4.7	CI5.7		
CI5.14	CI6.16	T3.C	T4.C				
CI6.16	CI6.11	T4.C	T5.C	GND	CI6.8	GND	T1.E
CI6.11	CI6.3			CI6.8	CI6.1		
CI6.3	CI7.3	+ 5 V	R1	CI6.1	CI7.11	GND	R41
CI7.3	CI7.4	R1	R2	CI7.11	CI7.6	R41	R42 (2)
CI7.4	CI7.7	R2	R3	CI7.6	CI7.2		
CI7.7	CI7.10	R3	R4			GND	C1 (2)
CI7.10	CI7.14	R4	R5	GND	CI8.7	GND	D2.K (2)
		R5	R6	CI8.7	CI9.7		
+ 5 V	CI8.14	R6	R7	CI9.7	CI10.7		
CI8.14	CI9.14	R7	R8	CI10.7	CI11.12	D1.K	D2.A (3)
CI9.14	CI10.14	R8	R9	CI11.12	CI12.12		
CI10.14	CI11.5	R9	R10	CI12.12	CI13.7	R'1	CI1.1
CI11.5	CI12.5	R10	R11 (1)	CI13.7	CI14.7	CI1.1	CI2.1
CI12.5	CI13.14	R11	R12			CI2.1	CI3.1
CI13.14	CI14.14	R12	R13			CI3.1	CI4.1
		R13	R14			CI4.1	Fclav. (4)
+ 5 V	CI15.14	R14	R15	GND	CI15.7		
CI15.14	CI16.14	R15	R16	CI15.7	CI16.7	R'2	CI1.2
CI16.14	CI17.14			CI16.7	CI17.7	ci1.2	CI2.2
CI17.14	CI18.14	+ 5 V	R18	CI17.7	CI18.7	CI2.2	CI3.2
CI18.14	CI19.14	R18	R21 (1)	CI18.7	CI19.7	CI3.2	Eclav. (4)
CI19.14	CI20.14	R21	R22	CI19.7	CI20.7		
						R'3	CI1.3
+ 5 V	CI21.16			GND	CI21.8	CI1.3	CI2.3
CI21.16	CI22.16	+ 5 V	R24	CI21.8	CI22.8	CI2.3	CI4.2
CI22.16	CI23.14	R24	R25	CI22.8	CI23.7	CI4.2	Dclav. (4)
CI23.14	CI24.14	R25	R26 (1)	CI23.7	CI24.7		
CI24.14	CI25.14	R26	R27	CI24.7	CI25.7	R'	CI1.4
CI25.14	CI26.14			CI25.7	CI26.7	CI1.4	CI2.4
CI26.14	CI27.14	+ 5 V	R43 (1)	CI26.7	CI27.7	CI2.4	Cclav. (4)

rubans au pas de 2,54 mm dont le dessin de la figure 15 donne les dimensions. Le dessin de la figure 16 donne les indications pour l'assemblage de ces deux plaquettes, les diodes reliant les intersections superposées sur ce dessin, les entrées et les sorties étant prélevées aux extrémités des pistes cuivrées, l'une d'elles est équipée de plots à souder qui serviront de fixation sur le circuit principal en même temps que de bornes de « wrapping » tandis que nous avons disposé huit fils pour câbler l'autre. Les photographies des figures 17, 18 et 19 complètent plus concrètement ces explications.

Les liaisons avec la face avant

Elles sont réalisées par un câblage conventionnel entre le circuit et les accessoires disposés sur la face avant à l'exception du clavier chomeric. Ce câblage classique prend la forme d'un petit « toron » dont la longueur sera suffisante pour pouvoir manipuler la face avant sans démontage de l'ensemble. Le clavier est lui-même relié au circuit par l'intermédiaire de deux petits connecteurs afin de respecter les prescriptions du constructeur de ne pas souder sur les sorties du clavier. Il s'agit de connecteurs très bon marché de marque Molex (distribué par France Connexion à Vincennes) et dont les références sont indiquées en fin de cet article dans la nomenclature des composants. Nous reproduisons, sur la figure 20, les renseignements concernant le branchement du clavier à 16 touches.

(1) Ces liaisons peuvent être réalisées en utilisant les pistes + Vcc si on emploie le circuit préconisé.

(2) Idem que (1) avec les pistes GND.

(3) Idem que (1) avec les pastilles reliant deux trous adjacents.

(4) Plots de départ du câblage vers le clavier.

R'5 CI1.5 CI3.3 CI4.3	CI1.5 CI3.3 CI4.3 Bclav.	R'22 C3	C3 CI6.14	CI11.15 CI15.11	CI15.11 CI29.10	CI10.13 CI14.5	CI14.5 CI14.2	R'30	T4.B	CI26.1 CI26.3 CI26.5 CI26.13 CI26.11 CI26.9 CI27.1	MàD a MàD b MàD c MàD d MàD e MàD f MàD g			
R'6 CI1.6 CI3.4	CI1.6 CI3.4 Aclav.	CI6.9 CI6.5	CI6.13 CI7.1	CI11.10 CI15.5	CI15.5 CI29.1	CI14.3 CI16.3 CI16.6 CI16.9	CI16.3 CI16.6 CI16.9 CI16.12	T2.E	plotA1	R'32 R'33 R'34 R'35 R'36 R'37 R'38	Dec a Dec b dec - Dec d (8) Dec e Dec f Dec g			
R'7 CI1.11 CI4.4	CI1.11 CI4.4 9 clav.	CI6.12 CI10.5	CI10.5 CI10.2	CI12.16 CI16.8	CI16.8 CI28.9	CI14.6 CI15.3 CI15.6 CI15.9	CI15.3 CI15.6 CI15.9 CI15.12	T3.E	plotA2	CI23.2 CI25.1 CI23.4	CI22.12 CI23.3			
R'8 CI1.12	CI1.12 8 clav.	CI7.12 CI9.1 CI9.4 CI9.10 CI9.10 CI9.13 CI10.3 CI10.3 CI24.10 CI24.12 CI24.12	CI9.1 CI9.4 CI9.10 CI9.13 CI10.3 CI24.10 R40	CI12.15 CI16.11	CI16.11 CI28.10	CI14.11 CI20.3 CI20.3 CI20.6 CI20.9 CI20.9	CI20.3 CI20.6 CI20.9 CI20.12	T4.E	plotA3 (7)	CI21.13 CI26.2	CI26.2 R32	CI28.11 CI29.11 R'43 CI28.5	CI29.11 R'43 plot 13 (9) CI29.12	
R'9 CI2.5 CI3.5 CI4.5	CI2.4 CI3.5 CI4.5 7 clav.	CI7.13 CI8.1 CI8.4 CI8.10 CI8.10 CI8.13 CI10.6 R39	CI8.1 CI8.4 CI8.10 CI8.13 CI10.6 R39	CI5.1 R23 R23 C4	R23 C4	CI15.10 CI16.10 CI17.10 CI17.10 CI18.10 CI19.10 CI20.10 CI20.10 CI21.7 CI22.15	CI16.10 CI17.10 CI18.10 CI19.10 CI20.10 CI21.7 CI22.15	CI21.11 CI26.6	CI26.6 R34	CI21.12 CI26.4 R33	CI26.4 R33	CI28.4 CI29.5 CI29.4	CI29.13 CI24.11 CI24.8	
R'10 CI2.6 CI3.6	CI2.6 CI3.6 6 clav.	CI11.8 CI8.12 CI8.12	CI8.12 CI9.12	CI7.5 CI10.10 CI10.10 CI13.5 CI13.11	CI10.10 CI13.5 CI13.11	CI15.13 CI16.13 CI17.13 CI17.13 CI18.13 CI19.13 CI20.13 CI20.13 CI21.1 CI22.14 CI22.14 CI24.1 CI25.3 R'26	CI16.14 CI17.13 CI18.13 CI19.13 CI20.13 CI21.1 CI22.14 CI24.1 CI25.3 R'26	CI21.12 CI26.4 R33	CI26.4 R33	CI21.12 CI26.4 R33	CI26.4 R33	CI28.4 CI29.5 CI29.4	CI29.13 CI24.11 CI24.8	
R'11 CI2.11 CI4.6	CI2.11 CI4.6 5 clav.	CI2.8 CI8.9 CI8.9	CI8.9 CI9.9	CI13.8 CI13.8	CI13.8	CI21.14 CI27.2	CI27.2	CI21.10 CI26.12	CI26.12 R35	CI21.10 CI26.12	CI26.12 R35	CI24.9 R'42	R'42 plot12 - (10)	
R'12 CI2.12	CI2.12 4 clav.	CI3.8 CI8.5 CI8.5	CI8.5 CI9.5	CI13.6 CI13.6 CI7.8	CI13.6 CI7.8	CI22.2 CI22.3 CI22.4 CI22.5 CI22.6 CI22.7 CI22.9	CI22.2 CI22.3 CI22.4 CI22.5 CI22.6 CI22.7 CI22.9	CI21.9 CI26.10	CI26.10 R36	CI21.9 CI26.10	CI26.10 R36	CI24.13 R'41	R'41 plot12 + (10)	
R'13 CI3.11 CI4.11	CI3.11 CI4.11 3 clav.	CI4.8 CI8.2 CI8.2	CI8.2 CI9.2	CI13.9 CI13.12 CI7.9	CI13.12 CI7.9	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.15 CI26.8	CI26.8 R37	CI21.15 CI26.8	CI26.8 R37	CI28.3 CI28.2	CI17.2 CI17.5	
R'14 CI3.12	CI3.12 2 clav.	CI3.8 CI8.5 CI8.5	CI8.5 CI9.5	CI13.6 CI13.6 CI7.8	CI13.6 CI7.8	CI18.13 CI19.13 CI20.13 CI20.13 CI21.1 CI22.14 CI24.1 CI25.3 R'26	CI16.14 CI17.13 CI18.13 CI19.13 CI20.13 CI21.1 CI22.14 CI24.1 CI25.3 R'26	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'15 CI4.12	CI4.12 1 clav.	CI4.8 CI8.2 CI8.2	CI8.2 CI9.2	CI13.9 CI13.12 CI7.9	CI13.12 CI7.9	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI22.2 CI22.3 CI22.4 CI22.5 CI22.6 CI22.7 CI22.9	MàD 9 MàD A MàD B MàD C MàD D MàD E MàD F MàD 6	CI22.2 CI22.3 CI22.4 CI22.5 CI22.6 CI22.7 CI22.9	MàD 9 MàD A MàD B MàD C MàD D MàD E MàD F MàD 6	CI29.3 CI29.2 CI29.6 CI29.7	CI18.2 CI18.5 CI18.11 CI18.8	
R'16 D1.A	D1.A COM clav.	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'17 T1.B	T1.B	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'18 T1.C	T1.C CI5.9	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'19 C'1	C'1 (+) CI5.8	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'19 R20	R20 CI5.13	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
CI5.12	CI5.11	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'20 CI5.10 CI6.10	CI5.10 CI6.10 CI6.2	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
R'21 C2	C2 CI6.6	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
C'2	CI6.7	CI8.3 CI8.6 CI8.6	CI11.2 CI11.3	CI13.1 CI14.13 CI14.1 R28	CI14.13 CI14.1 R28	CI15.4 CI16.4 CI17.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI16.4 CI17.4 CI18.4 CI19.4 CI20.4 CI21.2 CI22.13 CI24.2 CI25.2	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI21.14 CI27.2	CI27.2 R38	CI28.6 CI28.7	CI17.11 CI17.8	
		CI10.4 CI12.4 CI12.4	CI12.4 CI12.13	CI10.11 CI10.12 CI10.12 CI14.9 CI14.12	CI10.12 CI14.9 CI14.12	R'28 T2.B	T2.B	R'29	T3.B					
		CI11.16 CI15.8 CI29.9	CI15.8 CI29.9	CI14.12 CEL (6)	CI14.12 CEL (6)									

Fig. 13. - Tableau de câblage verowiring de l'ensemble de l'encodeur.

La face avant et le coffret

Le dessin du perçage de la face avant est donné sur la figure 21. Il n'appelle pas de commentaire particulier sauf que l'on vérifiera sur le clavier les cotes des picots plastiques de fixation car nous avons constaté un léger défaut de géométrie sur celui que nous avons utilisé. La tôle d'alliage léger fait partie du coffret Vero référence dont nous avons déjà donné les dimensions et le dessin dans un numéro antérieur du H.P. Les photographies des figures 22, 23 et 24 montrent quelques détails de l'habillage de la face avant.

L'alimentation

Dans la version que nous avons décrite, il sera nécessaire d'utiliser une alimentation stabilisée extérieure pour fournir le + 5 V. Cette disposition n'est pas le fait du hasard mais entre dans une logique d'ensemble. En effet, cet encodeur de clavier n'est pas une fin en soi et c'est pour cela qu'il sera suivi d'autres éléments, compatibles avec lui et entre eux comme par exemple : mémoire RAM tampon ; convertisseur de code à ROM, et bien entendu, alimentation stabilisée versatile pour l'ensemble. Nous apporterons prochainement une petite modification à l'encodeur de clavier lorsque nous vous proposerons d'autres circuits ; cette modification consistant à doter nos coffrets, tous identiques, de connecteurs standard, mâles et femelles, afin de pouvoir les brancher entre eux sans câblage extérieur.

Utilisation

Tel que nous l'avons décrit, cet encodeur de clavier sera utilisé en liaison avec des montages réalisés sur des boîtes de connexion sans soudeur (genre nDec) et il nous servira d'élément de communication avec les microprocesseurs et les mémoires que nous utiliserons.

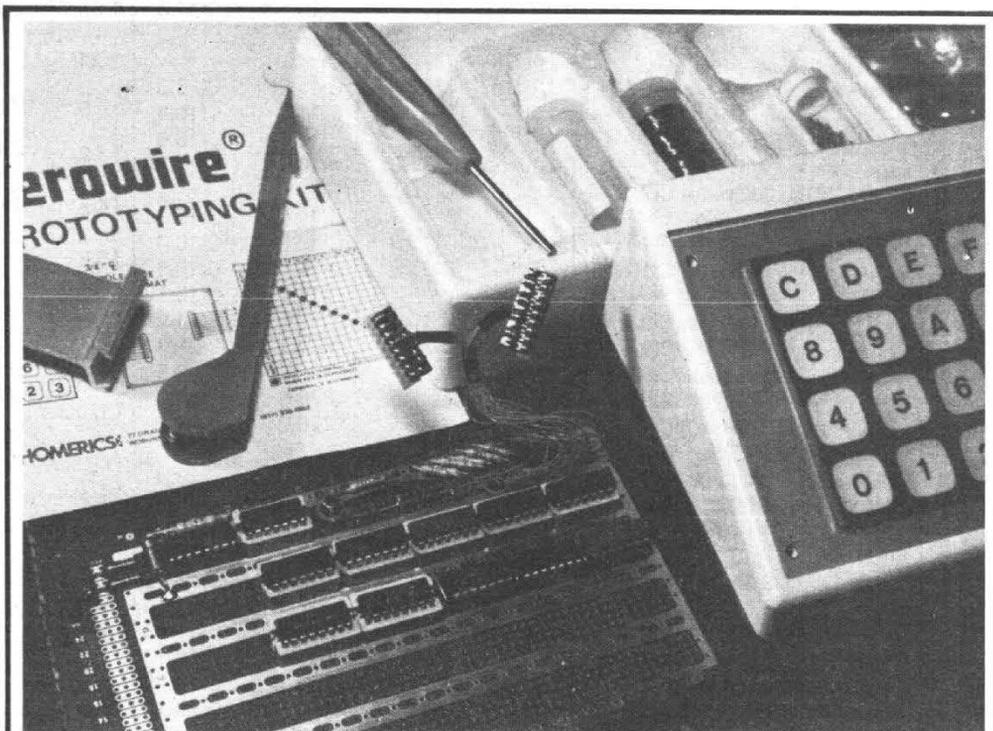


Fig. 14. - (photo) La disposition des composants n'est pas critique...

Nous disposerons pour cela de huit fils reliés aux sorties « latchées » de CI 11 et de CI 12, c'est-à-dire celles correspondant aux huit bits des mots pouvant être générés à partir du clavier. Nous disposerons également de huit autres fils reliés aux entrées libres de CI 19 et de CI 20, notées « 8 bits » contenu de la Ram extérieure sur le schéma de la figure 8. Enfin, nous disposerons de huit autres fils qui serviront de liaison pour les huit bits issus du générateur d'adresses.

Avec ces liaisons, nous pourrons :

- écrire un mot de huit bits, à une adresse choisie, dans une RAM extérieure,
- vérifier le contenu de la RAM après l'écriture,
- lire le contenu d'une ROM ou d'une PROM, etc.

Mode d'emploi

Pour simplifier l'explication, nous prendrons un exemple concret, écriture dans 1 RAM depuis l'adresse 3 B jusqu'à l'adresse 43 (en hexadécimal) des mots indiqués sur le

Nomenclature des composants

Circuits intégrés

- CI_{1, 2, 3, 4} : SFC430 (7430)
- CI_{5, 23} : SFC404 (7404)
- CI₆ : SFC4123 (»4123)
- CI₇ : SFC473 (7473).
- CI_{8, 9, 24} : SFC400 (7400)
- CI_{10, 13, 25} : SFC402 (7402)
- CI_{11, 12} : SFC475 (7475)
- CI₁₄ : SFC408 (7408)
- CI_{15 à 20} : SFC401 (7401)
- CI₂₁ : DM7447 A
- CI₂₂ : SFC442 (7442)
- CI_{26, 27} : SFC404 (7407)
- CI_{28, 29} : SFC4193 (74193)

Diodes - transistors

- D_{1, 2} : 1N 4148
- D_{3 à D32} : 1N 646 (ou équiv.)
- T₁ : 2N 930 (ou équiv. Gain = 300).
- T_{2, T3, T4, T5} : 2N 2222

Afficheurs

- Réf. CQY81 - RTC ou équivalent

Résistances - condensateurs

- R_{1 à R16} : 5,6 k Ω
- R₁₇ : 100 Ω
- R₁₈ : 5,6 k Ω
- R₁₉ : 250 Ω
- R₂₀ : 2,7 k Ω
- R_{21, 22} : 33 k Ω
- R₂₃ : 100 Ω
- R_{24, 25, 26, 27} : 5,6 k Ω
- R_{28, 29, 30, 31} : 220 Ω
- R_{32 à R38} : 180 Ω
- R_{41, 42, 43} : 2,2 k Ω
- C₁ : 20 μ F - 10 V
- C₂ : 100 μ F
- C₃ : 470 μ F
- C₄ : 0,22 μ F

Connecteurs

- 8 broches Molex réf. 1938-4,8 + 2460-8) 9 broches Molex ref. 1938 - 4,9 + 2460 - 9 (FranceConnexion - Vincennes)

Clavier

- Chomerics type ER, 16 touches single-pole (Getelec - Clamart)

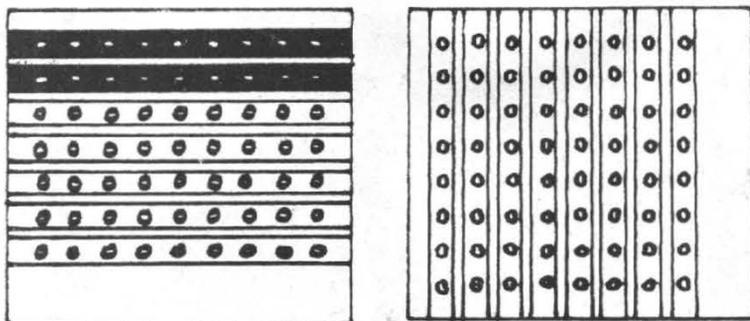
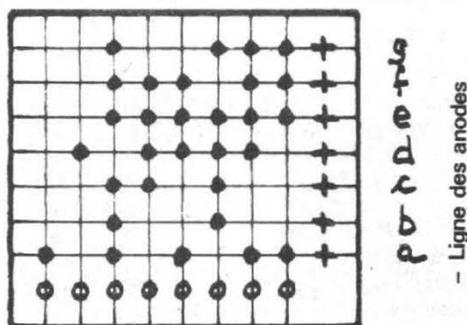


Fig. 15. - les deux petits circuits de la matrice à diodes sont découpés dans du Veroboard au pas de 2,54 mm, la marge visible sur les dessins n'est destinée qu'à amener les circuits à la même dimension.



6 9 A B C D E F + Plots
 O fils
 ● diodes
 - Ligne des cathodes

Fig. 16. - emplacement des diodes, des plots et des fils de liaison ; pour la mise en place des diodes, on les mettra en position sur le circuit du dessous, ce dernier étant placé sur un morceau de polystyrène expansé. Si les diodes sont bien verticales, le circuit du dessus se placera sans difficultés et il suffira de souder le dessus puis le dessous. Bien entendu, le côté cuivre se trouve à l'extérieur.

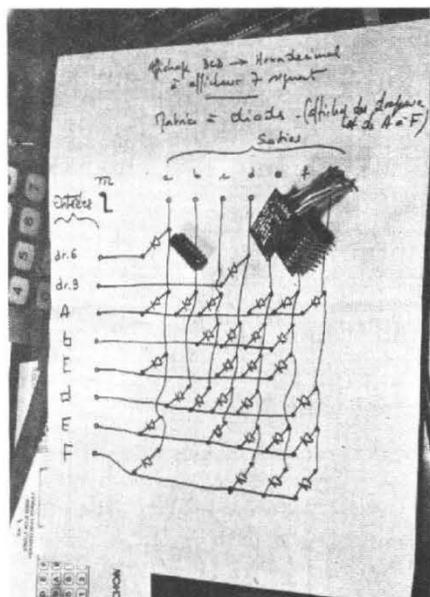


Fig. 17. - (photo) la matrice à diodes n'est guère plus encombrante qu'un circuit intégré...

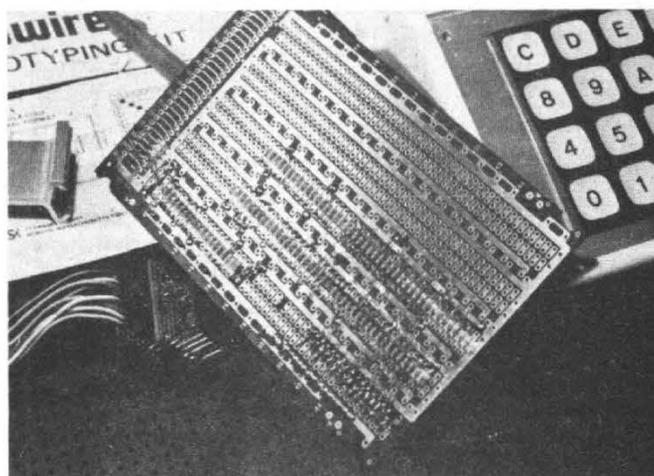


Fig. 18. - (photos) ... qui prendra place sur le circuit principal.

tableau de la figure 25, puis vérification de l'inscription correcte dans la mémoire de ces mots.

FIGURE 25	
adresses	données
3B	00
3C	6F
3D	FF
3E	3F
3F	01
40	00
41	4C
42	D2
43	3B

exemple de tableau d'adressage.

La mémoire étant disposée sur le montage en étude (connexion sans soudure), nous supposons que sont réalisées les connexions permettant de la placer en configuration Ecriture ou Lecture.

- Nous relierons aux entrées « adresses » de la RAM le nombre de fils « bus d'adresse » issus du générateur d'adresse, nécessaire et fonction de la capacité de la mémoire (dans notre cas jusqu'à 256 mots). Si la mémoire est d'une capacité inférieure, 64 mots par exemple, nous n'utiliserons pas les deux bits d'adresse de rang le

plus élevé ; bien entendu, les adresses iront à ce moment de 00 à 7F mais nous aurons le même adressage de 80 à FF.

- Nous relierons aux entrées d'écriture les fils « bus de données » issus des deux circuits mémoire CI 11 et CI 12.

- Nous relierons les sorties lecture de la RAM aux entrées de CI 19 et de CI 20. Si les entrées et les sorties sont communes, nous utiliserons éventuellement notre commande Ecriture/Lecture pour commander également les séquences propres à la RAM.

Séquence d'écriture

- Composer successivement sur le clavier 3 puis A de façon à lire sur les afficheurs « Données » 3 A. Afin de savoir quelle partie de l'octet sera modifiée par une action sur le clavier, la logique constituée par la bascule CI 7 de la figure 6 allume le point décimal de l'afficheur affecté par la prochaine action sur le clavier.

- Appuyer sur le bouton poussoir I 3, ce qui entraîne la « préposition » des comp-

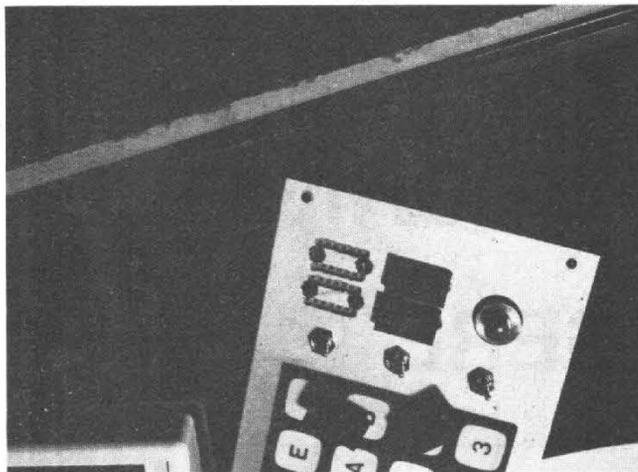


Fig. 23. - détails de mise en place des éléments de la face avant.

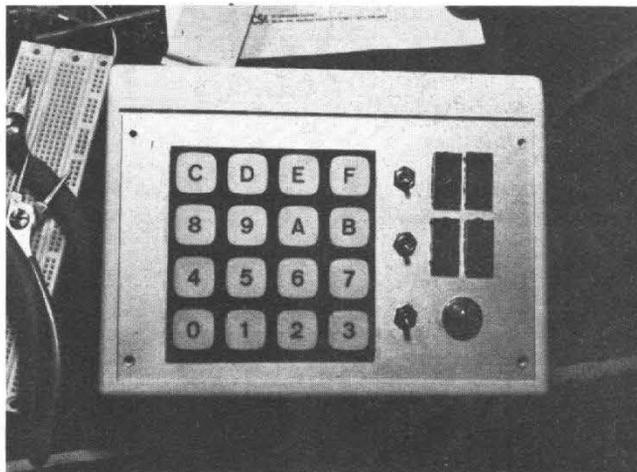


Fig. 24. - Le clavier peut être fixé par collage ou par écrasement à chaud des picots plastique.

teurs/décompteurs CI 28 et CI 29 à la valeur 3 A. Nous devons lire sur les afficheurs adresse 3 A. Pourquoi cette valeur 3 A ? Comme nous allons le voir plus loin, le générateur d'adresses va s'incrémenter ou se décrémenter de 1 toutes les deux actions sur le clavier, c'est-à-dire à chaque fois qu'un octet complet est composé. Si nous voulons avoir l'adresse 3 B au moment où nous aurons composé la première donnée 00, il faut prépositionner le générateur d'adresses à 3 B - 1 c'est-à-dire 3 A.

- Placer l'inverseur 12 sur la position Incrémentation (+).

- Composer successivement sur le clavier le premier mot de données, 00 dans notre exemple, on doit avoir à ce moment 00 sur les afficheurs de données tandis que ceux d'adresse indiqueront 3 B. L'incrémentation de 1 du générateur d'adresses est due au fait que la bascule JK CI 7 de la figure 6 effectue un cycle complet pour deux actions sur le clavier et que CI 10 sert à aiguiller les changements d'états vers les entrées d'horloge incrémentation ou décrémentation.

- Effectuer la séquence d'écriture propre à la RAM (on écrira donc 00 à l'adresse 3 B).

- Composer le deuxième mot de données 6 F sur le cla-

vier ce qui nous amènera à lire 6 F sur l'affichage des données tandis que nous devrons avoir 3 C sur l'affichage des adresses pour les mêmes raisons que ci-dessus.

- Effectuer la séquence d'écriture comme indiqué plus haut et procéder de même jusqu'à l'adresse 43 pour la donnée 3 B conformément au tableau de la figure 25.

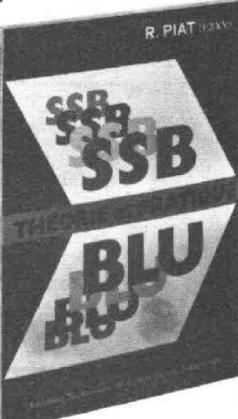
Séquence de lecture

- Composer 3 B sur le clavier et effectuer la manœuvre de préposition du générateur d'adresse pour lire 3 B sur l'affichage d'adresses.

- Placer la commande Ecriture/Lecture sur lecture ce qui a pour effet de valider les entrées de CI 19 et de CI 20 et donc de transmettre les informations qui y sont présentes vers l'affichage des données tandis que les entrées de CI 15 et de CI 16 sont inhibées et ne transmettent pas les informations issues du clavier. A ce moment, nous devons lire sur l'affichage des données 00 c'est-à-dire ce que nous avons écrit précédemment.

- Deux actions sur le clavier (sur n'importe quelle touche) entraîneront l'incrémentation de 1 du générateur d'adresse et nous pourrons vérifier ainsi le contenu de la RAM.

Nous vous proposerons dans un proche avenir les éléments complémentaires de ce montage comme nous l'avons déjà indiqué ainsi que des applications qui nous permettront de manipuler assez aisément les microprocesseurs.



SSB - BLU

(THEORIE ET PRATIQUE)

de R. PIAT (F3XY)

La technique de la bande latérale unique (BLU) a conquis le domaine des amateurs de trafic en téléphonie, sur les bandes dites décimétriques, de sorte que des stations travaillant sur VHF et UHF sont chaque jour plus nombreuses. Il convient par conséquent, de se mettre au courant de tout ce qui concerne l'émission et la réception de ce mode de communication. L'auteur explique dans son livre les avantages du BLU et de plus donne un très grand nombre de schémas.

EXTRAIT DU SOMMAIRE :

- Réception des émissions B.L.U.
- Production d'un signal B.L.U.
- Conversion de fréquence
- Emission à double bande latérale (DSB)
- Réalisations pratiques — Petits émetteurs et exciteurs
- L'étage de puissance
- Les émetteurs-Récepteurs ou Transceivers
- Quelques circuits annexes

Un ouvrage de format 14,5 x 21, broché, de 152 pages, 144 schémas. Prix : 40 F.

En vente chez votre libraire habituel et à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - C.C.P. 4949 - 29 Paris
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

REVUE DE LA PRESSE TECHNIQUE ETRANGERE

THERMOMETRE ELECTRONIQUE PRECIS A UN SEUL CI

Le schéma de la figure 1 est proposé par Yishal Nezer de Haifa (Israël) et publié dans Electronics du 26 mai 1977.

Il représente un thermomètre électronique de précision pour des températures dont la variation est faible, ce qui permet d'utiliser une échelle de lecture réduite aux limites de la variation et non de zéro au maximum.

Au-dessus de 150 °C un thermomètre comme celui proposé est non seulement plus linéaire qu'un thermocouple, mais possède aussi une plus grande sensibilité, de 2 mV par degré C, approximativement.

L'appareil n'utilise qu'un seul CI à quatre sections identiques

dans un seul boîtier à 14 broches. Il s'agit du LM 324 dont le brochage est donné à la figure 2.

Sur cette figure on voit que chaque section A_1 à A_4 , comporte cinq points de contact dont deux, le V + et la masse, sont communs et aboutissent aux points 4 et 11 du CI :

A_1 : entrée + au point 3, entrée - au point 2, sortie au point 1.
 A_2 : entrée + au point 5, entrée - au point 6, sortie au point 7.
 A_3 : entrée + au point 10, entrée - au point 9, sortie au point 8.

A_4 : entrée + au point 12, entrée - au point 13, sortie au point 14.

L'entrée + est une entrée non inverseuse et l'entrée - est une entrée inverseuse.

L'alimentation s'effectue à partir d'une source de 9 V, par exemple une pile. On n'utilise qu'une seule alimentation dans la présente application.

Ce CI est pratique, aucun

dispositif extérieur de compensation n'est nécessaire, celle-ci étant effectuée intérieurement.

La bande couverte par le LM 324 atteint 1 MHz. Le gain de tension peut atteindre 100 dB, la compensation de température est effectuée. On peut alimenter ce CI sur 3 à 30 V avec une seule source ou sur $\pm 1,5$ V à ± 15 V avec deux sources.

PRINCIPE DU THERMOMETRE

Comme dans tout appareil de mesure, on trouve un capteur (ou « probe ») qui est une diode D_2 montée comme boucle de contre-réaction de la section A_3 ce qui permet de comprendre immédiatement que le gain de cette section variera avec la température de

la diode car la tension de jonction PN varie avec la température.

Les caractéristiques de l'appareil doivent être stables, aussi bien en fonction de la température, qu'en fonction de la tension de la source d'alimentation.

Grâce au choix du LM 324, la stabilité en température est assurée. La stabilité en tension est obtenue grâce à la diode D_1 zener, LM 113 de 1,22 V.

Lorsque le gain de A_3 varie, le courant passant par M varie aussi ce qui permet d'utiliser un instrument de 1 mA de déviation totale.

FONCTIONNEMENT ET MONTAGE

Les amplificateurs A_1 et A_2 ont pour mission de produire un courant constant dans la

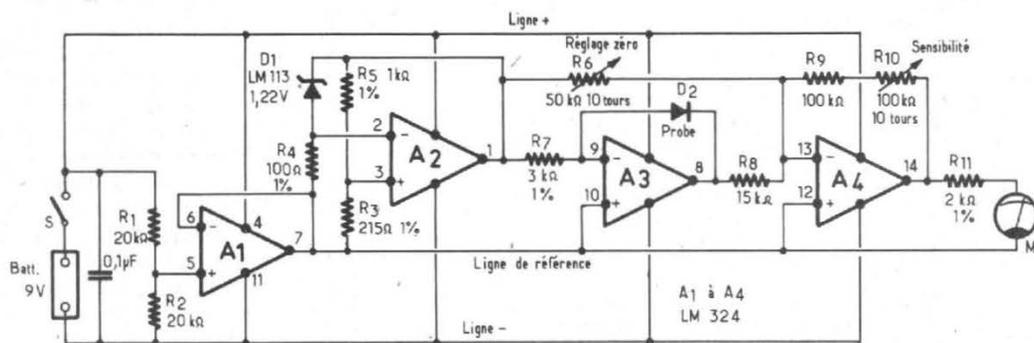


Fig. 1

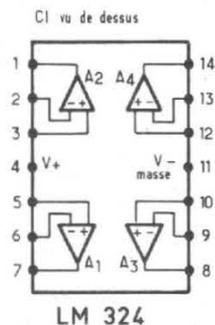


Fig. 2

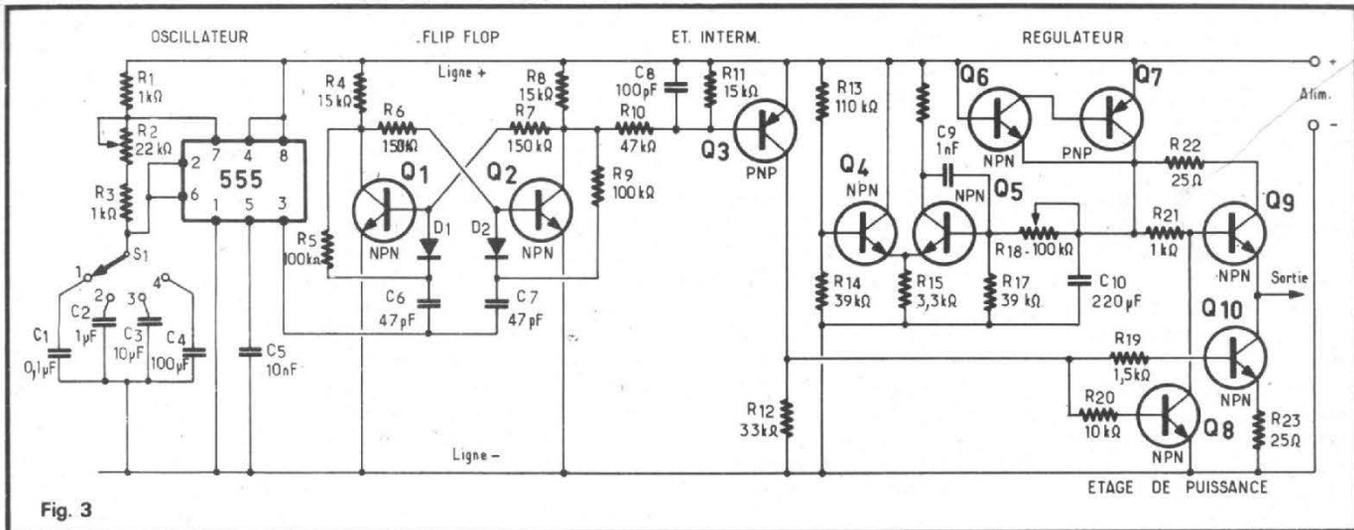


Fig. 3

diode capteuse D_2 de manière à ce que toute variation de tension de la diode ne soit que la conséquence d'une variation de température.

A_1 sert d'amplificateur intermédiaire entre le circuit d'entrée composé du diviseur de tension $R_1 - R_2$ et la ligne de référence des autres sections A_2, A_3 et A_4 . La tension d'entrée produite par la batterie et le diviseur est de 4,5 V, R_1 étant égale à R_2 et à 20 k Ω .

Grâce à cette polarisation de l'entrée non inverseuse, les quatre sections fonctionneront dans des régions linéaires.

A la sortie de A_2 et grâce à D_1 , on dispose d'une tension continue de 1,5 V. Cette tension est stable en fonction de la température et de la tension de la source. Elle crée un courant de 0,5 mA dans la diode D_2 .

La tension de sortie de D_2 est amplifiée par A_4 qui servira de commande du milliampère-mètre.

Lorsque la température de la diode change, la tension à l'entrée inverseuse point 13 est modifiée et le courant passant par le point 14, R_{11} et M change.

Pour l'étalonnage on devra considérer les deux températures limites T_{min} et T_{max} de l'application particulière de l'appareil. On réglera l'appareil de manière à ce que la tension nulle de sortie corresponde à T_{min} et la tension maximum de sortie à T_{max} .

Le réglage de zéro s'effectuera avec R_6 , un potentiomètre

de haute qualité de 50 k Ω dont la variation totale de résistance s'effectuera en dix tours de l'axe.

Le réglage de sensibilité agira sur la position du milliampère-mètre correspondant à T_{max} .

On choisira la graduation médiane de M, celle correspondant à 0,5 mA afin de ne pas détériorer l'instrument si T dépasse T_{max} prévu normalement.

Dans le cas de variations très grandes de la température à mesurer, comme 0° à 150 °C, on remplacera la diode D_2 (type non précisé dans le texte original) par un transistor monté en diode, en réunissant la base au collecteur, ce qui constituera l'anode, la cathode étant représentée par l'émetteur.

La diode utilisée dans le cas de faibles variations de température sera d'un type en capsule de verre. A remarquer que la diode n'a aucune électrode à la masse ou au V +, ces électrodes étant à des tensions « flottantes ».

De ce fait, il est recommandé d'isoler ce semi-conducteur, lorsque la batterie n'est pas complètement isolée de masses environnantes.

Avec cet appareil électronique de mesure de la température, on pourra atteindre une bonne précision, meilleure que 0,1 °C, à condition que l'on réduise le plus possible les conductances de shunt de la diode D_2 .

Le thermomètre proposé

consomme normalement 4 mA, ce qui permet l'emploi d'une pile de 9 V. L'avantage de la pile réside dans l'isolation par rapport au milieu.

On économisera, encore plus, la consommation en prévoyant un interrupteur comme S indiqué sur le schéma. Remarquons que les quatre sections amplificatrices A_1 à A_4 sont soumises à la contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse.

Les composants sont : $C_1 = 0,1 \mu F$ en shunt sur la batterie de 9 V et onze résistances R_1 à R_{11} dont une partie doit être à tolérance de $\pm 1\%$. Les autres pourront être à tolérance de $\pm 5\%$.

GENERATEUR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES A GAMME ETENDUE

L'appareil dont le schéma est représenté à la figure 3 est un générateur de signaux rectangulaires utilisant comme oscillateur de commande, un 555.

Ce montage est proposé par Paul Mc Carthy de Reading Berkshire (G.B.) et publié dans Electronic Engineering d'avril 1977.

Grâce au 555, CI populaire, de faible prix et d'emploi aisé, on a pu réaliser un oscillateur à fréquence variable. L'emploi d'un commutateur simple a permis de disposer de plu-

sieurs gammes de fréquences.

La résistance de temporisation $R_2 + R_3$ a une influence sur le rapport cyclique. Dans le dispositif proposé cet inconvénient est supprimé en appliquant le signal produit par le 555 à un circuit flip-flop qui engendre un signal rectangulaire de fréquence égale à la moitié de celle du signal fourni par le 555.

Le flip-flop commande un étage de sortie alimenté par une source de tension régulée. De ce fait, le signal rectangulaire varie entre deux niveaux, 3 et 13 V, c'est-à-dire de 10 V d'amplitude, l'alimentation étant supérieure à 13 V.

Avec le potentiomètre R_2 on pourra faire varier la fréquence dans chaque gamme, dans un rapport 10/1. On utilisera S_1 , un commutateur à un pôle et quatre positions pour changer de gamme. On peut voir que les capacités C_1 à C_4 augmentent de 10 fois, ce qui donnera un rapport de capacités de 1 000 fois.

La variation continue de fréquence s'effectue à l'aide de la résistance variable R_2 , un potentiomètre de 22 k Ω monté en résistance.

Si l'on désire une variation de 10 fois à l'aide de R_2 , il est nécessaire que la relation,

$$R_2 > 4,5 (R_1 + 2 R_3) \quad (2)$$

soit satisfaite.

Dans le présent montage on a $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, donc $R_2 = 4,5 \cdot 3 = 13,5 \text{ k}\Omega$.

On a adopté pour R_2 une

valeur maximum plus grande, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ afin que la variation de fréquence soit supérieure à 10 fois, permettant ainsi le recouvrement des gammes.

Le montage du flip flop est classique. Il permet l'attaque de l'étage intermédiaire à transistor Q_3 , qui commande l'étage final à transistors, Q_9 et Q_{10} , les transistors Q_4 à Q_8 faisant partie du montage régulateur.

Le flip flop change d'état à chaque alternance négative du signal de sortie du 555, tandis que l'alternance positive produit une fluctuation de tension du collecteur du transistor Q_2 .

La capacité C_8 permet de prévenir cet effet sur le collecteur de Q_3 . D'autre part, le circuit régulateur, utilisant quatre transistors, comporte deux résistances R_{13} et R_{14} qui fournissent une tension de référence à la base de Q_4 , transistor d'entrée du régulateur.

La capacité C_9 augmente la stabilité tandis que C_{10} est un condensateur électrolytique de forte capacité, fonctionnant comme un réservoir absorbant les transitoires provenant de la commutation.

Les résistances R_{22} et R_{23} limitent le courant pouvant être provoqué par des conditions défectueuses de fonctionnement. Voici quelques détails sur ce montage.

Les transistors utilisés sont : $Q_1 = Q_2 = 2N 3704$, $Q_3 = 2N 3702$, $Q_4 = Q_5 = Q_6 = 2N 3704$, $Q_7 = TIP 30A$, $Q_8 = 2N 3704$, $Q_9 = BFR 40$, $Q_{10} = BFR 40$. Les diodes sont des 1N 914.

On n'a pas indiqué la tension d'alimentation qui doit être de 15 V probablement.

Le signal de sortie pourra être vérifié à l'oscilloscope. A noter que les transistors sont NPN sauf Q_3 et Q_7 qui sont des PNP.

Rappelons que la fréquence d'oscillation du 555 est donné par la relation,

$$f = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B)C} \quad (1)$$

où $R_A = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_B = R_3 + R_2 = (1 + 22) \text{ k}\Omega_{\text{max}}$, et $1 \text{ k}\Omega$ minimum, selon la position du curseur de R_2 ; C est la capa-

acité du condensateur C_1 à C_4 en service.

Soit d'abord $R_B = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,1 \mu\text{F}$. En évaluant les résistances en $M\Omega$ et les capacités en μF , on obtiendra f en Hz, R_2 varie entre zéro et $0,022 M\Omega$.

Avec $C = 0,1 \mu\text{F}$ et $R_B = 0,001 M\Omega$ on a,

$$f = \frac{1,44}{0,001 \cdot 0,1} = 14\,400 \text{ Hz}$$

Avec $C = 0,1 \mu\text{F}$ et $R_B = 0,023 M\Omega$, on a

$$f = \frac{1,44}{0,023 \cdot 0,1} = 626 \text{ Hz}$$

Il est alors facile de voir que les gammes seront les suivantes :

Gamme 1, $C = 0,1 \mu\text{F}$, 626 à 14 400 Hz

Gamme 2, $C = 1 \mu\text{F}$, 62,6 à 1 440 Hz

Gamme 3, $C = 10 \mu\text{F}$, 6,26 à 144 Hz

Gamme 4, $C = 100 \mu\text{F}$, 0,626 à 14,4 Hz.

Il s'agit par conséquent d'un générateur BF pouvant descendre aux TBF de l'ordre du hertz.

Il doit être possible d'obtenir 28 800 Hz, en prévoyant une capacité de 50 nF sur une position supplémentaire du commutateur ou encore prendre $C_1 = 50 \text{ nF}$, $C_2 = 0,5 \mu\text{F}$, $C_3 = 5 \mu\text{F}$ et $C_4 = 50 \mu\text{F}$ pour obtenir des gammes couvrant la gamme totale de 1,3 Hz à 28 000 Hz.

Rappelons aussi que le rapport cyclique du signal rectangulaire fourni par un 555 est égal à,

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2 R_B}$$

Si $R_B = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ on a,

$$D = 0,33 \text{ ou } 1/3$$

Si $R_B = 23 \text{ k}\Omega$ et $R_A = 1 \text{ k}\Omega$,

on a

$$D = \frac{23}{24} = 0,958$$

c'est-à-dire près de 1, donc des durées égales des alternances positive et négative du signal rectangulaire.

Il va de soi que les gammes indiquées plus haut sont celles du signal fourni par le 555. Grâce au flip-flop il y aura division par deux de la fréquence f ce qui donnera des gammes comme 313 à 7 200 Hz... etc. avec les capacités indiquées.

A la sortie on disposera des signaux des gammes suivantes,
Gamme 1, 331 à 7200 Hz
Gamme 2, 33,1 à 720 Hz
Gamme 3, 3,31 à 72 Hz
Gamme 4, 0,331 à 7,2 Hz,
où les valeurs doubles si des capacités C_1 à C_4 ont les valeurs moitiées de celles indiquées.

On pourra établir un cadran à une seule graduation des fréquences si l'on réussit à trouver ou à composer des capacités progressant de 10 fois exactement d'une gamme à la suivante.

Une autre solution est de prévoir quatre échelles distinctes qui pourront être étalonnées avec précision.

APPLICATION PRATIQUE

Nous avons pensé que cet appareil et d'une manière générale, la plupart des générateurs de signaux de forme quelconque, peuvent être utilisés comme ohmmètre et comme capacimètre.

On pourra mesurer des résistances de $1 \text{ k}\Omega$ à $23 \text{ k}\Omega$ en

remplaçant R_2 par la résistance de valeur inconnue à mesurer. Le montage est donné à la figure 4. On utilise un commutateur S_2 à deux positions. En position « OSC » le montage normal est établi. En position « MES » la résistance inconnue R_x est en circuit.

On procédera de la façon suivante,

- 1) placer S_2 en position MES
- 2) régler S_1 sur une position quelconque par exemple, sur la position 2 donnant 33,1 à 720 Hz approximativement.

Déterminer la note musicale produite ou la fréquence, par l'aide d'un oscilloscope ou par comparaison avec un piano.

- 3) Passer en position OSC et régler R_2 pour obtenir le même son.

- 4) Lire sur le cadran de R_2 , préalablement étalonné, la valeur de R_x . L'étalonnage se fera avec quelques résistances R_x de valeurs connues, par exemple $1 \text{ k}\Omega$, $2 \text{ k}\Omega$, $4 \text{ k}\Omega$, $6 \text{ k}\Omega$, $8 \text{ k}\Omega$, $10 \text{ k}\Omega$, $18 \text{ k}\Omega$, $22 \text{ k}\Omega$.

Utiliser des résistances à tolérance de $\pm 5\%$ ou mieux $\pm 1\%$.

Pour la mesure d'une capacité, réaliser le montage de la figure 5 dans lequel on a prévu une position CAP, permettant de monter C_x , la capacité à mesurer.

Procéder ensuite de la manière suivante :

- 1) placer S_1 en position « CAP » et déterminer la fréquence du signal fourni par le générateur à la sortie. Le réglage de R_2 peut être quelconque.

- 2) Placer S_1 en une position 1 à 4. Le signal de sortie sera de fréquence différente, la déterminer.

- 3) Soient f_x la fréquence cor-

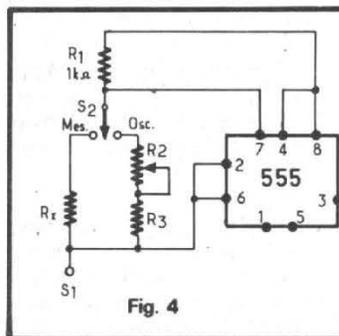


Fig. 4

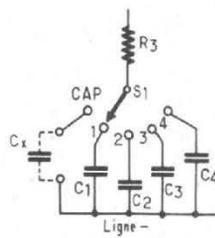


Fig. 5

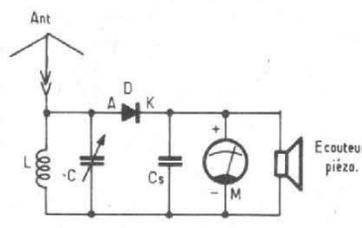


Fig. 6

respondant à C_x et f_a celle correspondant à la position de S_1 sur l'une des quatre autres positions.

En se basant sur la formule (1) donnée plus haut, on aura,

$$f_a = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C}$$

$$f_x = \frac{1,44}{(R_A + 2 R_B) C_x}$$

En divisant membre par membre on obtient,

$$\frac{C_x}{C} = \frac{f_a}{f_x}$$

d'où $C_x = C f_a / f_x$ où C est la capacité C_1 à C_4 choisie. On préférera une capacité C aussi proche que possible de C_x .

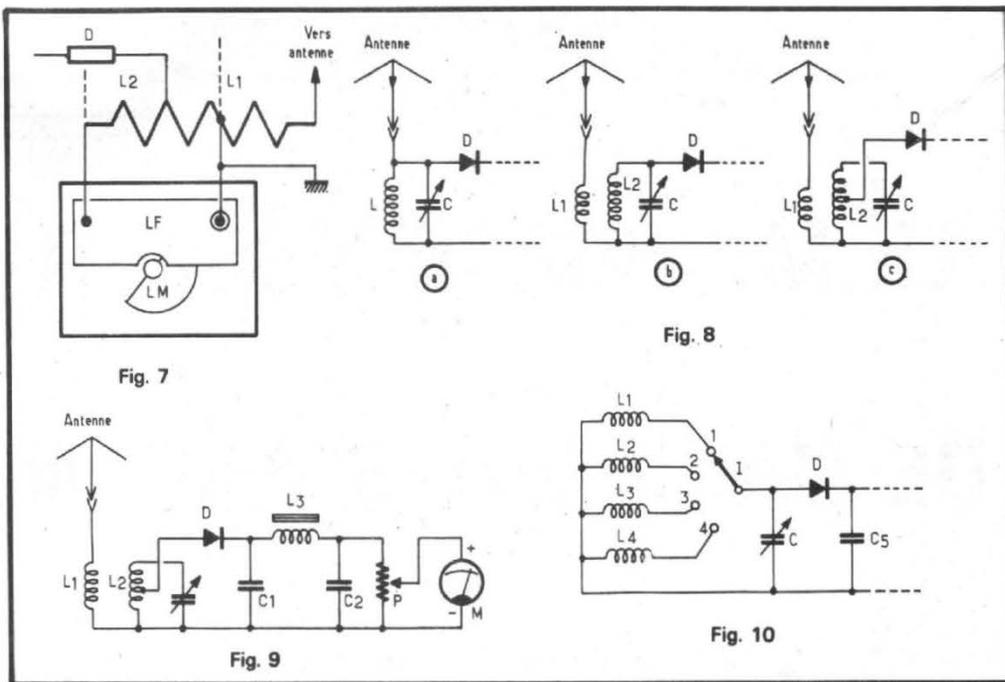
MESUREURS DE CHAMPS TRÈS SIMPLES

Dans la revue ELO de mai 1977, on a publié un article dû à Christian Rockrohr intitulé Feld Stärke Messer, dans lequel on donne quelques exemples de mesureurs de l'intensité des champs réalisables très rapidement et avec des composants économiques.

Il s'agit de mesures relatives permettant surtout la comparaison entre des champs dûs au même moment à des émetteurs différents, ou du champ dû à un même émetteur, mais à des moments différents. Ces appareils pourront aussi faciliter le réglage d'un émetteur d'amateur.

Le principe du mesureur est proche de celui d'un récepteur à diode comme celui représenté à la figure 6. On y trouve une antenne, un circuit accordé parallèle LC, une diode détectrice. D montée avec la cathode K vers la sortie, un condensateur C_s en microampèremètre M de 0 - 50 μA monté avec le + vers la cathode K de la diode et un écouteur ou un casque piézo électrique dont la résistance est très élevée. Un HP ne conviendrait pas en raison de sa faible résistance.

La détermination de L s'effectuera d'après la formule



de Thomson qui s'écrira comme suit,

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

avec f en MHz, L en μH et C en pF.

On tire de cette formule,

$$L = \frac{25\,281}{f^2 C} \quad (2)$$

avec les mêmes unités.

La capacité C sera choisie parmi les valeurs usuelles adoptées dans les radio-récepteurs OC-PO-GO, par exemple 0 - 25 pF en ondes très courtes, 0 - 100 pF en OC, 0 - 500 pF en PO - GO.

Exemple. On désire calculer L pour $f = 30$ MHz. Prenons $C = 30$ pF. La formule donne,

$$L = \frac{25\,281}{900 \cdot 30} = 0,936 \mu H$$

Réalisons la capacité variable avec un condensateur variable de 0 à 50 pF et une résiduelle de 15 pF. La capacité minimum sera 15 pF. La capacité maximum sera 15 + 50 = 65 pF.

D'après (1), avec $C = 0,936 \mu H$ et $C = 15$ pF, on obtient,

$$f_{\max} = 42,43 \text{ MHz}$$

De même, avec $L = 0,936 \mu H$ et $C = 65$ pF on obtient,

$$f_{\min} = 20,38 \text{ MHz}$$

Le montage de la figure 6 doit utiliser un matériel à haut isolement s'il s'agit d'ondes courtes. Le condensateur variable sera à air.

Le condensateur C_s sera de l'ordre de quelques nanofarads, par exemple 10 nF.

A la figure 7 on montre un montage pratique, réalisable en OC avec une bobine à air à faible nombre de spires utilisant du fil nu de fort diamètre. La bobine est à prises et le schéma de ce montage est plus général que celui de la figure 6 où les prises ne sont pas prévues.

Voici à la figure 8 trois autres montages.

En (a), la partie de gauche du montage le plus simple, celui de la figure 6.

En (b), on a remplacé cette partie par un dispositif d'accord à primaire non accordé, couplé au secondaire accordé.

En (c), montage précédent mais la diode est connectée à une prise effectuée sur L_2 . De cette façon, la bobine L_2 sera moins amortie par la diode. Ce montage correspond à celui de la figure 7.

On donne un exemple de montage complet à la figure 9.

Le circuit HF d'entrée comprend un primaire L_1 , un secondaire accordé L_2 avec

prise pour la diode. Le filtrage est effectué par L_3 bobine d'arrêt et deux condensateurs C_1 C_2 de 10 nF.

Grâce au potentiomètre P de 1 M Ω , on pourra protéger le microampèremètre M de 0 - 50 μA .

Utiliser des diodes 1 N60 ou mieux, AA 118.

Avant les essais, régler le potentiomètre avec le curseur à fond vers la ligne commune (en bas sur le schéma).

Ensuite, selon l'intensité du champ, régler P vers le maximum jusqu'à ce que le microampèremètre soit au maximum ou en toute autre position.

Selon les expériences effectuées, maintenir le réglage de P sur une même position.

Toutes sortes d'antennes pourront être utilisées, en particulier des antennes télescopiques.

La comparaison des antennes et le choix de leur emplacement et de leur orientation sont également du domaine des possibilités de cet appareil simple et utile.

F. JUSTER

LES MICROPROCESSEURS

LE MICROPROCESSEUR SC/MP

DE NATIONAL SEMICONDUCTOR

ET SES APPLICATIONS

RÉSUMÉ DES ARTICLES PRÉCÉDENTS

TROIS articles ont mis en lumière l'aspect de petit automate programmable d'un microprocesseur (H.P. N° 1608, 1604 et 1600). D'une manière succincte y ont été présentées les mémoires, le fonctionnement d'une unité centrale quelconque et une même application réalisée en circuits discrets et à l'aide d'un microprocesseur a permis d'entrevoir les différences de conception, les avantages et les désavantages de chaque technologie.

Le précédent article a commencé l'étude du SC/MP. Après un exemple spectaculaire de boîte à musique prête à fonctionner, programmée sur la mélodie de notre choix, en deux boîtiers intégrés uniques revenant à moins de 300 F, nous nous étions appliqués à analyser l'organisation interne du SC/MP,

afin de dévoiler complètement le mystère du fonctionnement de l'engin musical qui bat, à plates coutures, tous les synthétiseurs existants actuellement par la richesse de la mélodie enregistrée - nombre infini de notes, de pauses et de répétitions, longueur inhabituelle de la partition retenue, avec la possibilité d'extension, par addition de mémoires supplémentaires, jusqu'à 2 048 notes, et, enfin, couronnement de toutes ces qualités : un prix qui défie toute concurrence en matière de synthétiseurs et musique électronique.

Voici maintenant la suite de l'exposé sur l'organisation interne et le fonctionnement du microprocesseur, suivie de trois applications dans l'ordre croissant de leurs difficultés, qui vous permettront d'apprendre à manipuler le SC/MP vous-mêmes.

PROGRAMMATION DU SC/MP

Comme nous l'avons vu précédemment, les ressources internes du boîtier Unité Centrale SC/MP comptent quatre doubles registres P_0 , P_1 , P_2 , P_3 , de 16 bits chacun, un registre accumulateur, un registre extension et un registre d'état, appelé Status, à la disposition des programmeurs, comme le montre la figure 12.

Les actions qu'on peut effectuer entre ces registres et l'extérieur sont résumées dans les tableaux du jeu d'instructions, sur les figures 13, 13 bis et 13 ter. Ainsi, on voit par exemple que tous les transferts avec la mémoire se font à travers l'accumulateur. Toutes les opérations de calcul l'utilisent également. Le boîtier lui-même est faiblement micro-programmé. La puce de silicium résultante est plus petite et le prix faible. Il y a une instruction caractéristique de délai, DLY, qui n'existe pas dans la plupart des autres

microprocesseurs. A part les additions algébriques spectaculaires lors des calculs des adresses effectives par les divers modes d'adressage, sur lesquelles nous reviendrons en détail plus bas, de nombreuses opérations se font « à la main ». Il n'y a pas d'instruction de saut ou de retour de sous-programme. Avant de partir vers une telle « routine », la conservation de l'adresse de retour s'effectue par des instructions explicites. Pour décrémenter de 1 l'accumulateur, il faut, par exemple, procéder de la manière suivante :

F4 FF = addition immédiate de « FF »
O2 = Clear Carry - R.A.Z. du dépassement

On additionne donc « FF₁₆ » = 255₁₀ et on annule le dépassement. En décimal, sur deux chiffres, cette opération reviendrait à faire :
au lieu de :

$$63 - 1 = 62,$$

$$63 + 99 = (1)62,$$

le « 1 » de 162 étant le dépassement

sement vers un troisième chiffre et, après son effacement,

résultat = 62

Le calcul binaire sera développé un peu plus bas lui aussi.

Certaines opérations n'apparaissent pas clairement, ni dans le jeu d'instructions, ni dans les notices du fabricant. Par exemple, il n'existe pas d'instruction de remise à zéro de l'accumulateur, qui est pourtant la pièce maîtresse de tout calcul. Il est cependant possible d'y parvenir en effectuant une opération ET avec « 0 » ou bien une opération OU-EXCLUSIF avec la valeur de l'accumulateur lui-même.

Dans certains microprocesseurs, le registre d'état contient des informations concernant le résultat de toute opération, effectuée dans l'unité centrale. Exemple : si le résultat de l'opération est nul, ou bien s'il y a dépassement, si le nombre qu'il représente est négatif dans la convention des binaires, des bits correspondant au « dépassement », « négatif », « zéro » se positionnent dans le registre d'état, quel que soit le registre mis en jeu par l'opération.

Dans le SC/MP, comme le montre la figure 12, sur les 8 bits du registre d'état, cinq sont destinés aux entrées/sorties : S_B, S_A, F₀, F₁ et F₂, correspondant bel et bien à des broches situées sur le boîtier. Restent deux bits seulement pour les résultats du calcul, le débordement (OV) et la retenue/chaînage (CY/L). Le premier bit est mis à « 1 » si un débordement arithmétique se produit lors d'une addition (ADD, ADI ou ADE) ou lors d'une instruction de complémentation et addition (CAD, CAI ou CAE). Il n'est pas affecté par les instructions d'additions décimales (DAD,

Opcode	Mnemonic	Assembler Format	Operation
00	HALT		Pulse H-flag
01	XAE		Exchange AC and Extension
02	CCL		Clear Carry Link
03	SCL		Set Carry Link
04	DINT		Disable Interrupts
05	IEN		Enable Interrupts
06	CSA		Copy Status to AC
07	CAS		Copy AC to Status
08	NOP		No Operation
19	SIO		Serial Input/Output
1C	SR		Shift Right
1D	SRL		Shift Right with CY/L
1E	RR		Rotate Right
1F	RRL		Rotate Right with CY/L
30	XPAL	ptr	Exchange Pointer Low
34	XPAH	ptr	Exchange Pointer High
3C	XPPC	ptr	Exchange Pointer with PC
40	LDE		Load from Extension
50	ANE		AND Extension
58	ORE		OR Extension
60	XRE		Exclusive-OR Extension
68	DAE		Decimal Add Extension
70	ADE		Add Extension
78	CAE		Complement and Add Extension
8F	DLY	disp	Delay
90	JMP	displ(ptr)	Jump
94	JP	displ(ptr)	Jump If Positive
98	JZ	displ(ptr)	Jump If Zero
9C	JNZ	displ(ptr)	Jump If Not Zero
A8	ILD	displ(ptr)	Increment and Load
B8	DL D	displ(ptr)	Decrement and Load
C0	LD	@displ(ptr)	Load
C4	LDI	data	Load Immediate
C8	ST	@displ(ptr)	Store
D0	AND	@displ(ptr)	AND
D4	ANI	data	AND Immediate
D8	OR	@displ(ptr)	OR
DC	ORI	data	OR Immediate
E0	XOR	@displ(ptr)	Exclusive-OR
E4	XRI	data	Exclusive-OR Immediate
E8	DAD	@displ(ptr)	Decimal Add
EC	DAI	data	Decimal Add Immediate
F0	ADD	@displ(ptr)	Add
F4	ADI	data	Add Immediate
F8	CAD	@displ(ptr)	Complement and Add
FC	CAI	data	Complement and Add Immediate

Fig. 13 bis

Mnemonic	Opcode	Read Cycles	Write Cycles	Total Microcycles
ADD	F0	3	0	19
ADE	70	1	0	7
ADI	F4	2	0	11
AND	D0	3	0	18
ANE	50	1	0	6
ANI	D4	2	0	10
CAD	F8	3	0	20
CAE	78	1	0	8
CAI	FC	2	0	12
CAS	07	1	0	6
CCL	02	1	0	5
CSA	06	1	0	5
DAD	E8	3	0	23
DAE	68	1	0	11
DAI	EC	2	0	15
DINT	04	1	0	6
DLD	B8	3	1	22
DLY	8F	2	0	13-131593
HALT	00	2	0	8
IEN	05	1	0	6
ILD	A8	3	1	22
JMP	90	2	0	11
JNZ	9C	2	0	9, 11 for Jump
JP	94	2	0	9, 11 for Jump
JZ	98	2	0	9, 11 for Jump
LD	C0	3	0	18
LDE	40	1	0	6
LDI	C4	2	0	10
NOP	08	1	0	5
OR	D8	3	0	18
ORE	58	1	0	6
ORI	DC	2	0	10
RR	1E	1	0	5
RRL	1F	1	0	5
SCL	03	1	0	5
SIO	19	1	0	5
SR	1C	1	0	5
SRL	1D	1	0	5
ST	C8	2	1	18
XAE	01	1	0	7
XOR	E0	3	0	18
XPAH	34	1	0	8
XPAL	30	1	0	8
XPPC	3C	1	0	7
XRE	60	1	0	6
XRI	E4	2	0	10

Fig. 13 ter

DAI ou DAE). Le bit de retenue/chaînage est mis à « 1 » si un report se produit sur le bit de poids le plus fort lors d'une instruction d'addition, complémentation et addition (CAD, CAI ou CAE). Il n'est pas affecté par les instructions d'additions décimales (DAD,

DAI ou DAE). Le bit de retenue/chaînage est mis à « 1 » si un report se produit sur le bit de poids le plus fort lors d'une instruction d'addition, complémentation et addition ou addition décimale. De plus, il est « collé » à gauche et à droite de l'accumulateur lors des

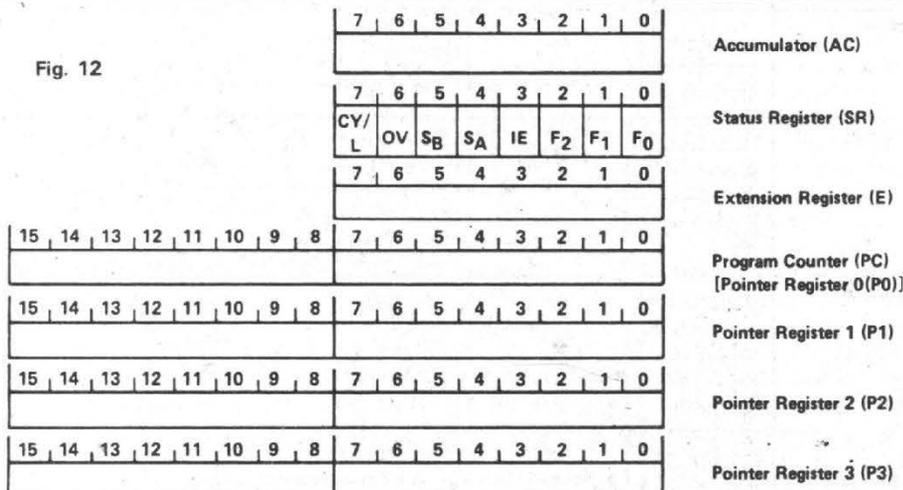
opérations de décalage à droite avec link (SRL) et de rotation à droite avec link (RRL), comme le montre la figure 14 ou le décriptage par flèches et parenthèses du mnémonique des instructions respectives sur les figures 13, 13 bis, 13 ter, 13 d.

Comme vous pouvez le constater en consultant le jeu d'instructions, il n'y a pas de décalage ou de rotation à gauche.

Ce microprocesseur a une personnalité à part : sa programmation est avare en instructions. Certaines actions, qui peuvent paraître simples, nécessitent un véritable « paquet » d'instructions. En revanche, la présence de sorties « latchées » par programme et disponibles directement sur le boîtier de l'Unité Centrale font le délice des électroniciens.

Pour acquérir le goût des longs programmes (toute la famille N.S. de microproces-

Fig. 12



DOUBLE-BYTE INSTRUCTIONS

MNEMONIC	DESCRIPTION	OBJECT FORMAT	OPERATION	MICRO-CYCLES
Memory Reference Instructions				
LD	Load	7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0 1 1 0 0 0 ptr disp	(AC)←(EA)	18
ST	Store	1 1 0 0 1	(EA)←(AC)	18
AND	AND	1 1 0 1 0	(AC)←(AC) ∧ (EA)	18
OR	OR	1 1 0 1 1	(AC)←(AC) ∨ (EA)	18
XOR	Exclusive-OR	1 1 1 0 0	(AC)←(AC) ⊕ (EA)	18
DAD	Decimal Add	1 1 1 0 1	(AC)←(AC) ₁₀ + (EA) ₁₀ + (CY/L);(CY/L)	23
ADD	Add	1 1 1 1 0	(AC)←(AC) + (EA) + (CY/L);(CY/L),(OV)	19
CAD	Complement and Add	1 1 1 1 1	(AC)←(AC) + ~ (EA) + (CY/L);(CY/L),(OV)	20
Memory Increment/Decrement Instructions				
ILD	Increment and Load	7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0 1 0 1 0 1 0 ptr disp	(AC), (EA)←(EA) + 1	22
DLD	Decrement and Load	1 0 1 1 1 0	(AC), (EA)←(EA) - 1	22
Immediate Instructions				
LDI	Load Immediate	7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0 1 1 0 0 0 1 0 0 data	(AC)← data	10
ANI	AND Immediate	1 1 0 1 0 1 0 0	(AC)←(AC) ∧ data	10
ORI	OR Immediate	1 1 0 1 1 1 0 0	(AC)←(AC) ∨ data	10
XRI	Exclusive-OR Immediate	1 1 1 0 0 1 0 0	(AC)←(AC) ⊕ data	10
DAI	Decimal Add Immediate	1 1 1 0 1 1 0 0	(AC)←(AC) ₁₀ + data ₁₀ + (CY/L);(CY/L)	15
ADI	Add Immediate	1 1 1 1 0 1 0 0	(AC)←(AC) + data + (CY/L);(CY/L),(OV)	11
CAI	Complement and Add Immediate	1 1 1 1 1 1 0 0	(AC)←(AC) + ~ data + (CY/L);(CY/L),(OV)	12
Transfer Instructions				
JMP	Jump	7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0 1 0 0 1 0 0 ptr disp	(PC)←EA	11
JP	Jump if Positive	1 0 0 1 0 1	If (AC) ≥ 0, (PC)←EA	9, 11
JZ	Jump if Zero	1 0 0 1 1 0	If (AC) = 0, (PC)←EA	9, 11
JNZ	Jump if Not Zero	1 0 0 1 1 1	If (AC) ≠ 0, (PC)←EA	9, 11
Double-Byte Miscellaneous Instructions				
DLY	Delay	7 6 5 4 3 2 1 0 7 6 5 4 3 2 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 disp	count AC to -1, delay = 13 + 2(AC) + 2 disp + 2 ⁹ disp microcycles	13 to 131,593

SINGLE-BYTE INSTRUCTIONS

MNEMONIC	DESCRIPTION	OBJECT FORMAT	OPERATION	MICRO-CYCLES
Extension Register Instructions				
LDE	Load AC from Extension	7 6 5 4 3 2 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0	(AC)←(E)	6
XAE	Exchange AC and Extension	0 0 0 0 0 0 0 1	(AC)←(E)	7
ANE	AND Extension	0 1 0 1 0 0 0 0	(AC)←(AC) ∧ (E)	6
ORE	OR Extension	0 1 0 1 1 0 0 0	(AC)←(AC) ∨ (E)	6
XRE	Exclusive-OR Extension	0 1 1 0 0 0 0 0	(AC)←(AC) ⊕ (E)	6
DAE	Decimal Add Extension	0 1 1 0 1 0 0 0	(AC)←(AC) ₁₀ + (E) ₁₀ + (CY/L);(CY/L)	11
ADE	Add Extension	0 1 1 1 0 0 0 0	(AC)←(AC) + (E) + (CY/L);(CY/L),(OV)	7
CAE	Complement and Add Extension	0 1 1 1 1 0 0 0	(AC)←(AC) + ~ (E) + (CY/L);(CY/L),(OV)	8
Pointer Register Move Instructions				
XPAL	Exchange Pointer Low	7 6 5 4 3 2 1 0 0 0 1 1 0 0 ptr	(AC)←(PTR _{7:0})	8
XPAH	Exchange Pointer High	0 0 1 1 0 1	(AC)←(PTR _{15:8})	8
XPPC	Exchange Pointer with PC	0 0 1 1 1 1	(PC)←(PTR)	7
Shift, Rotate, Serial I/O Instructions				
SIO	Serial Input Output	7 6 5 4 3 2 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1	(E _i)←(E _{i-1}), SIN→(E ₇), (E ₀)→SOUT	5
SR	Shift Right	0 0 0 1 1 1 0 0	(AC _i)←(AC _{i-1}), 0→(AC ₇)	5
SRL	Shift Right with Link	0 0 0 1 1 1 0 1	(AC _i)←(AC _{i-1}), (CY/L)←(AC ₇)	5
RR	Rotate Right	0 0 0 1 1 1 1 0	(AC _i)←(AC _{i-1}), (AC ₀)→(AC ₇)	5
RRL	Rotate Right with Link	0 0 0 1 1 1 1 1	(AC _i)←(AC _{i-1}), (AC ₀)→(CY/L)→(AC ₇)	5
Single-Byte Miscellaneous Instructions				
HALT	Halt	7 6 5 4 3 2 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0	Pulse H-flag	8
CCL	Clear Carry/Link	0 0 0 0 0 0 1 0	(CY/L)←0	5
SCL	Set Carry/Link	0 0 0 0 0 0 1 1	(CY/L)←1	5
DINT	Disable Interrupt	0 0 0 0 0 1 0 0	(IE)←0	6
IEN	Enable Interrupt	0 0 0 0 0 1 0 1	(IE)←1	6
CSA	Copy Status to AC	0 0 0 0 0 1 1 0	(AC)←(SR)	5
CAS	Copy AC to Status	0 0 0 0 0 1 1 1	(SR)←(AC)	6
NOP	No Operation	0 0 0 0 1 0 0 0	None	5

Fig. 13

SYMBOL AND NOTATION	MEANING
AC	8-bit Accumulator.
CY/L	Carry/Link Flag in the Status Register.
data	Signed, 8-bit immediate data field.
disp	Displacement; represents an operand in a nonmemory reference instruction or an address modifier field in a memory reference instruction. It is a signed twos-complement number.
EA	Effective Address as specified by the instruction.
E	Extension Register; provides for temporary storage, variable displacements and separate serial input/output port.
i	Unspecified bit of a register.
IE	Interrupt Enable Flag.
m	Mode bit, used in memory reference instructions. Blank parameter sets $m = 0$, @ sets $m = 1$.
OV	Overflow Flag in the Status Register.
PC	Program Counter (Pointer Register 0); during address formation, PC points to the last byte of the instruction being executed.
ptr	Pointer Register (ptr = 0 through 3). The register specified in byte 1 of the instruction.
ptr _{n:m}	Pointer register bits; n:m = 7 through 0 or 15 through 8.
SIN	Serial Input pin.
SOUT	Serial Output pin.
SR	8-bit Status Register.
()	Means "contents of." For example, (EA) is contents of Effective Address.
[]	Means optional field in the assembler instruction format.
~	Ones complement of value to right of ~
→	Means "replaces."
↑	Means "is replaced by."
↔	Means "exchange."
@	When used in the operand field of the instruction, sets the mode bit (m) to 1 for auto-incrementing/auto-decrementing indexing.
10 ⁺	Modulo 10 addition.
∧	AND operation.
∨	Inclusive-OR operation.
⊕	Exclusive-OR operation.
≥	Greater than or equal to.
=	Equals.
≠	Does not equal.

Fig. 13 d

que d'autres annoncent pompeusement « 440 instructions » sans quartier pour les modes d'adressage. Les trois bits finaux sont « m », ou b_2 , le troisième bit en partant de la droite, et « ptr » ou $b_1 b_0$, ses voisins. Les deux bits de plus faible poids peuvent numéroté quatre registres, P_0 , P_1 , P_2 ou P_3 . Pour comprendre le fonctionnement, prenons un exemple : l'instruction ADD, se trouvant sur la liste de la figure 13.

Dans le tableau, le code-opération en binaire, correspondant à cette instruction, n'est pas sur 8 bits et il en est de même avec toutes les instructions manipulant la mémoire. Dans le format binaire il y a des blancs et seuls les cinq bits les plus significatifs du premier octet y figurent. Ces bits sont :

$$b_7 b_6 b_5 b_4 b_3 = \text{ADD} \\ 1 1 1 1 0$$

Ce code correspond à l'addition binaire entre le contenu de l'accumulateur, qui est le premier partenaire de toute opération dans le SC/MP, la valeur binaire contenue dans le mot-mémoire situé à l'adresse « EA » et la retenue « CY/L ». Or, le calcul de l'adresse « EA » est l'affaire des modes d'adressage. Toutes les indications le concernant se trouvent dans les bits b_2 , b_1 et b_0 et dans l'octet suivant. Il en est de même avec toutes les autres instructions et l'on voit que la liste présentée devrait être multipliée par 3 ou 4 en nombre d'instructions pour prévoir tous les modes d'interprétation de chaque instruction utilisant la mémoire.

Dans le cas de l'instruction ADD, par exemple, voyons quelles sont ces possibilités dans l'ordre :

ADRESSAGE IMMÉDIAT

Il utilise le second octet comme nombre sur lequel porte l'opération à exécuter. Ce nombre, dans l'instruction ADD, est une donnée, une

seurs - Pace et autres - est là pour cela), il faut commencer par obtenir rapidement des résultats. Avec le SC/MP le succès est garanti. La meilleure preuve est donnée par la réalisation d'une boîte à musique - véritable synthétiseur, dès le premier contact avec le SC/MP.

Un SC/MP ayant le même brochage, avec, en plus, les sauts vers ou venant de

subroutines, les incréments ou décréments de registre, des piles d'adresses « soft » d'interruptions ou de subroutines ferait un « malheur ». Ce ne sont pas les modes d'adressage qui lui manquent.

Les échanges, avec la mémoire, peuvent se faire en mode : immédiat, indexé par rapport à l'un des registres P_0 , P_1 , P_2 ou P_3 et indexé avec

modification du registre d'index choisi, ou auto-indexé.

Le tableau de la figure 15 montre que le choix du mode d'adressage est l'affaire d'une terminaison binaire sur 3 bits du code-opération. Le nombre d'instructions se multipliera donc par trois ou quatre et nous tenons à souligner, à ce niveau, la modestie du fabricant qui n'affiche qu'une cinquantaine d'instructions, alors

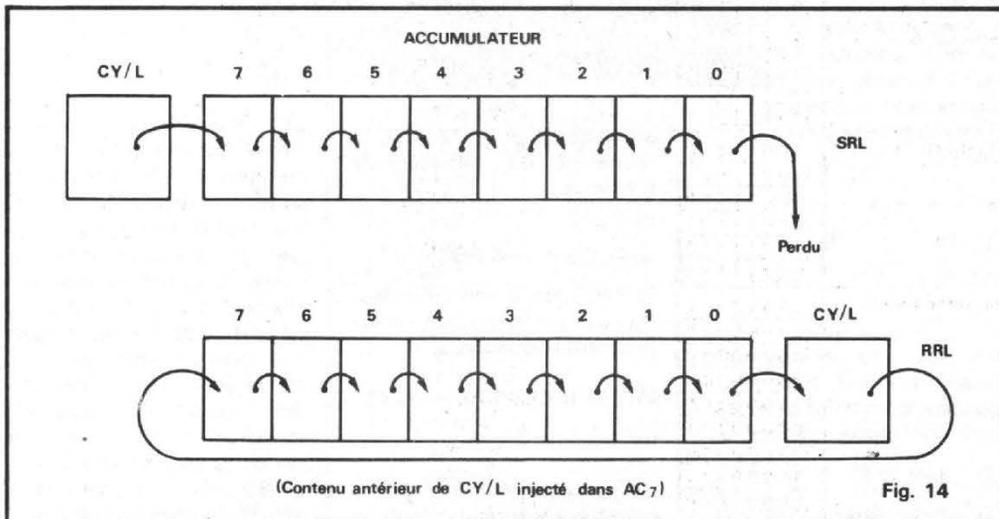


Fig. 14

Fig. 15. - Modes d'adressage

Type d'adressage	(b ₂) m	(b ₁ b ₀) pointeur	valeur du déplacement
Immédiat	1	0	- 128 à + 127
Indexé	0	0, 1, 2 ou 3	- 128 à + 127
Auto-Indexé	1	1, 2 ou 3	- 128 à + 127

(m et ptr sont les bits se trouvant sur le tableau du jeu d'instructions de la figure 13).

valeur à additionner directement à celle contenue dans l'accumulateur. Ainsi, l'instruction

F 4
1 1 1 1 0 1 0 0

- premier octet
2 3
0 0 1 0 0 0 1 1

- octet suivant
exécutée au moment où, dans l'accumulateur, il y avait par exemple

1 4
0 0 0 1 0 1 0 0

- valeur de l'Accu
aura, pour résultat, l'addition binaire :

0 0 1 0 0 0 1 1 +
0 0 0 1 0 1 0 0
0 0 1 1 0 1 1 1₍₂₎ = 37₍₁₆₎

et le résultat se trouvera rangé dans l'accumulateur.

(AC) = 37₍₁₆₎

Le mode d'adressage immédiat est caractérisé par :

* * * * *
* b₂ b₁ b₀ *
* 1 0 0 *
* * * * *

La valeur de l'octet suivant s'interprète selon la convention des binaires signés (b₇ = 0 pour les nombres positifs et b₇ = 1 pour les nombres négatifs). Sur les bits suivants (7 bits) on ne peut inscrire un nombre plus grand que 2⁷ = 128. En réalité, le nombre zéro occupe une place de sorte qu'on inscrit des nombres allant de

- 128₍₁₀₎ à + 127₍₁₀₎

Evidemment, additionner en mode immédiat 129₁₀ posera un problème. Il suffira d'additionner deux fois de suite, 127 la première fois et 2 la seconde, ou changer de technique.

Une autre instruction en mode immédiat :

LDI [valeur]
C4 BC₁₆

elle produit le chargement, dans l'accumulateur, de la quantité binaire BC₁₆ = 188₁₀. Cette valeur va « écraser » l'ancienne valeur se trouvant dans l'accumulateur, sans s'additionner comme dans l'exemple précédent.

Le mode d'adressage est immédiat parce qu'on utilise b₂ = 1 ; b₁ = b₀ = 0 (ce qui donne la terminaison en « 4 »).

ADRESSAGE INDEXÉ

L'indexation signifie le calcul de l'adresse en utilisant un registre, appelé lui-même registre d'index. Dans le SC/MP, il y a quatre registres qui peuvent servir d'index : P₀, P₁, P₂ et P₃. Etant donné qu'ils ont 16 bits chacun, un calcul d'adresse effective par indexation, qui n'est autre chose que l'addition algébrique du déplacement se trouvant dans le second octet à la valeur du registre désigné, pourra pointer n'importe où dans la mémoire.

Avec un résultat sur 16 bits, on peut parcourir largement les 2¹² mots de mémoire, directement disponibles.

Le mode indexé est caractérisé par

* * * * *
* b₂ b₁ b₀ *
* 0 X X *
* * * * *

XX est une combinaison binaire de 0 à 3, désignant le pointeur qui servira à l'indexation. Voici quelques exemples :

LD dépl. (P₁)
C1 déplacement

Fig. 16. - Adressage auto-indexé

déplacement positif : (EA) = (P ₁) + dépl. (P ₁) = (P ₁) + dépl.	déplacement négatif : (P ₁) = (P ₁) - dépl. (EA) = (P ₁)
EA adresse effective du mot-mémoire utilisé par l'instruction () contenu	

Cette instruction produit le chargement, dans l'accumulateur, du mot mémoire d'adresse égale à : (contenu de P₁) + déplacement.

Si P₁ contenait « 12₍₁₆₎ » et si le déplacement était de « + 3₍₁₆₎ », l'accumulateur se trouverait chargé du contenu du mot mémoire d'adresse « 15₁₆ ». Si, à cette adresse, on trouve la valeur binaire ou hexadécimale « 33 », l'accumulateur contiendra ce même nombre après exécution de l'instruction.

Un autre exemple, utilisant l'addition :

ADD dépl (P₂)

La racine binaire de ADD, quel que soit le mode d'adressage, est 1 1 1 0. On doit lui ajouter le suffixe b₂ = 0 et b₁b₀ = 2₁₀, pour désigner le deuxième registre, c'est-à-dire 10, en binaire. On obtient en tout :

1 1 1 1 0 0 1 0
F 2

Supposons que « dépl » = 0 F, que le pointeur P₂ contienne, sur 16 bits : ABCO₁₆, que l'accumulateur contienne « 01 » et que le mot mémoire situé à l'adresse ABCF contienne la valeur « 3 ».

L'instruction, sur deux octets consécutifs :

F2
OF

aura donc pour résultat la recherche du mot-mémoire d'adresse :

(P₁) + F
= ABCO + F = ABCF,

et l'addition à l'accumulateur du contenu de ce mot-mémoire (ABCF) = 3,

(AC) — (AC) + [(P₁) + dépl.]

(AC) = 1 + 3 = 4

L'accumulateur contiendra la valeur « 4 » après l'exécution.

De la même manière, on aurait pu indexer l'adressage-mémoire sur P₀ ou P₁ ou bien P₃. Remarquons qu'il faut une certaine dextérité en binaire pour coller les bons suffixes et former les chiffres hexadécimaux qui servent, généralement, à la programmation mémoire par clavier ou télétype.

ADRESSAGE AUTO-INDEXÉ

Lors du calcul d'adresse précédent, les pointeurs restaient inchangés après l'exécution. En mode auto indexé, le pointeur concerné est modifié de la valeur du déplacement. Deux cas sont à signaler, selon que le déplacement est positif ou négatif, en convention des binaires signés. Les quelques connaissances en arithmétique binaire, nécessaires à comprendre ce genre de calculs, sont résumées dans le chapitre précédent voir N° 1614.

Le mode auto-indexé est caractérisé par :

* * * * *
* b₂ b₁ b₀ *
* 1 X X *
* * * * *

Cela ressemble au mode indexé, par les bits b₀ et b₁ qui désignent, en binaire, le numéro de registre d'index utilisé. Seul b₂ passe à « 1 ».

CAS 1. - Si le déplacement est positif ou nul : le pointeur, désigné par b₁ et b₀, est utilisé tel quel, comme adresse effective. Son contenu est incrémenté de la valeur du déplacement, après la manipulation du contenu de la mémoire pointée par cette adresse effective.

CAS 2. - Si le déplacement est négatif, le pointeur est décrémenté.

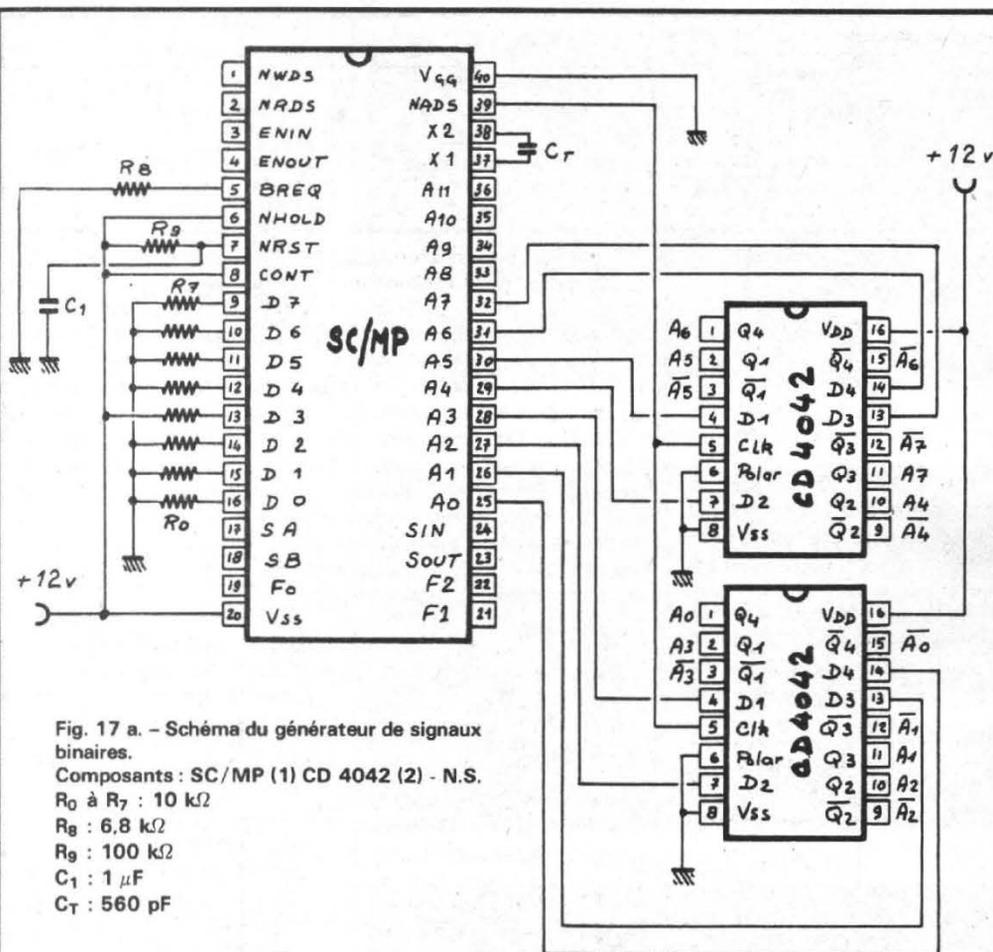


Fig. 17 a. - Schéma du générateur de signaux binaires.
 Composants : SC/MP (1) CD 4042 (2) - N.S.
 R₀ à R₇ : 10 kΩ
 R₈ : 6,8 kΩ
 R₉ : 100 kΩ
 C₁ : 1 μF
 C_T : 560 pF

menté avant l'opération du contenu du déplacement et désigne ainsi l'adresse effective du mot-mémoire à utiliser.
 Prenons quelques exemples. Utilisons pour l'indexation avec un déplacement positif ou négatif, le contenu du registre P₁.

```
LD @ + 2 (P1)
C5 O2
```

Cette instruction signifie le chargement, dans l'accumulateur, du contenu du mot-mémoire d'adresse donnée par l'addition de la valeur « + 2 » avec le contenu du registre P₁, suivie de la modification par l'addition de « 2 » de ce dernier.

Si le déplacement est négatif, le contenu du registre pointeur sert d'adresse effective, après lui avoir soustrait le contenu du déplacement. Le petit tableau de la figure 16 vous résume les deux cas.

Quelques programmes simples vous feront prendre de l'exercice au cours des applications qui suivent.

RECUEIL D'APPLICATIONS

A. Générateur de binaire

La figure 17 a montre une utilisation très simple du SC/MP, sans autre mémoire que deux quadruples latches qui peuvent mémoriser un seul mot de 8 bits, au moment de la validation de leurs entrées. D'ailleurs, ces latches ne servent pas à mémoriser des données mais des adresses.

Le microprocesseur génère une séquence binaire, après la lecture d'une seule et unique instruction ! Cette instruction, figée à l'aide des résistances R₀ à R₇ sur le bus de données est « 08 »₁₆. Observez que seule R₃, correspondant au fil D₃ de données, est à + 12 V, le « 1 » logique. Les autres sont à la masse et codent des « 0 » logiques. En binaire on obtient donc :

```
0 0 0 0 1 0 0 0
0      8
```

Ce code est le « NOP » (No Operation, en anglais) ou

Fig. 17 b

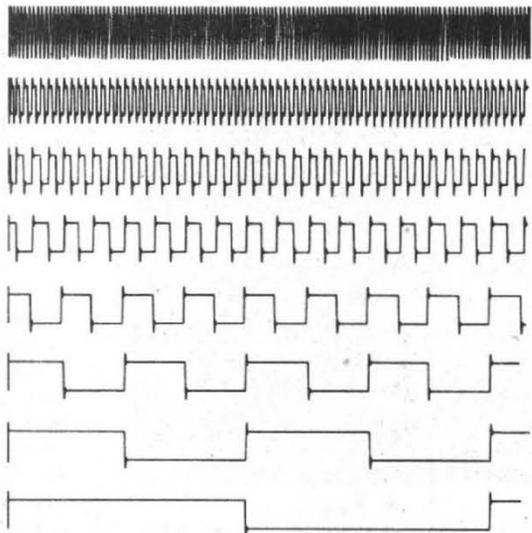
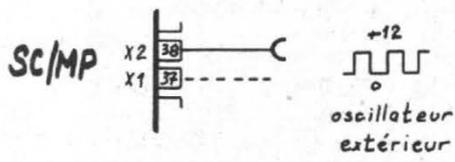


Fig. 18

« Rien à Faire » en bon français.

A proprement parler, l'Unité centrale n'est pas inactive à la lecture de ce code. Le pointeur Po ou PC, qui joue le rôle de compteur ordinal, s'incrémente de 1. Durant ce premier cycle d'exécution, il y a un basculement des fils de données en adresses, car les bus de ce microprocesseur sont multiplexés. Sur D₀-D₃ sont forcés les bits de plus haut poids d'adresses, A₁₃' à A₁₅, et sur les autres, les bits correspondant aux témoins R, I, D et H. Respectivement : la lecture ou l'écriture de données devant suivre R, le témoin de début d'instruction I, le bit de temporisation D qui indique qu'une temporisation commence, et l'accusé de réception d'une instruction Halt, « H ». Cette sortie de signaux, durant le multiplexage, pourrait être fatale au SC/MP si l'un des fils D₀-D₇ se trouvait court-circuité à la masse, après un cycle de lecture du bus de données. Les résistances R₀-R₇ jouent le rôle de charges non dangereuses, durant la présence d'adresses sur le bus de données.

La présence des circuits 4042 pourrait paraître inutile compte tenu du fait que le microprocesseur lira 08 à chaque début de cycle d'instruction et incrémentera sans cesse son bus d'adresses binaires. Les combinaisons binaires, correspondant à une suite croissante d'adresses binaires par les fils A₀ à A₁₂, représentent autant de signaux à fréquences en octave. L'utilité des « 4042 » s'explique en regardant les temporisations du cycle d'instructions. Les fils A₀-A₁₂ sortent un signal utile durant le temps de descente et de maintien en bas du signal NADS. Pour le reste, ces sorties se mettent en 3 états, de sorte qu'un observateur remarquerait, à l'oscilloscope, un « peigne » à la fréquence d'horloge, enveloppé par le signal binaire recherché, comme le montre l'oscillogramme de la photo 1.

Pour éliminer le peigne, il suffit de valider par NADS les 4042 afin d'obtenir de belles sorties binaires comme celles

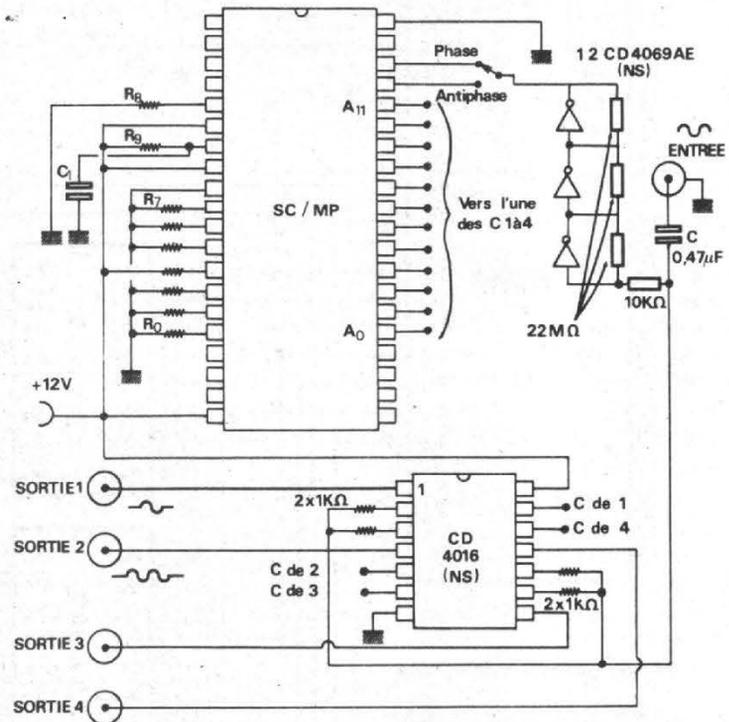


Fig. 19

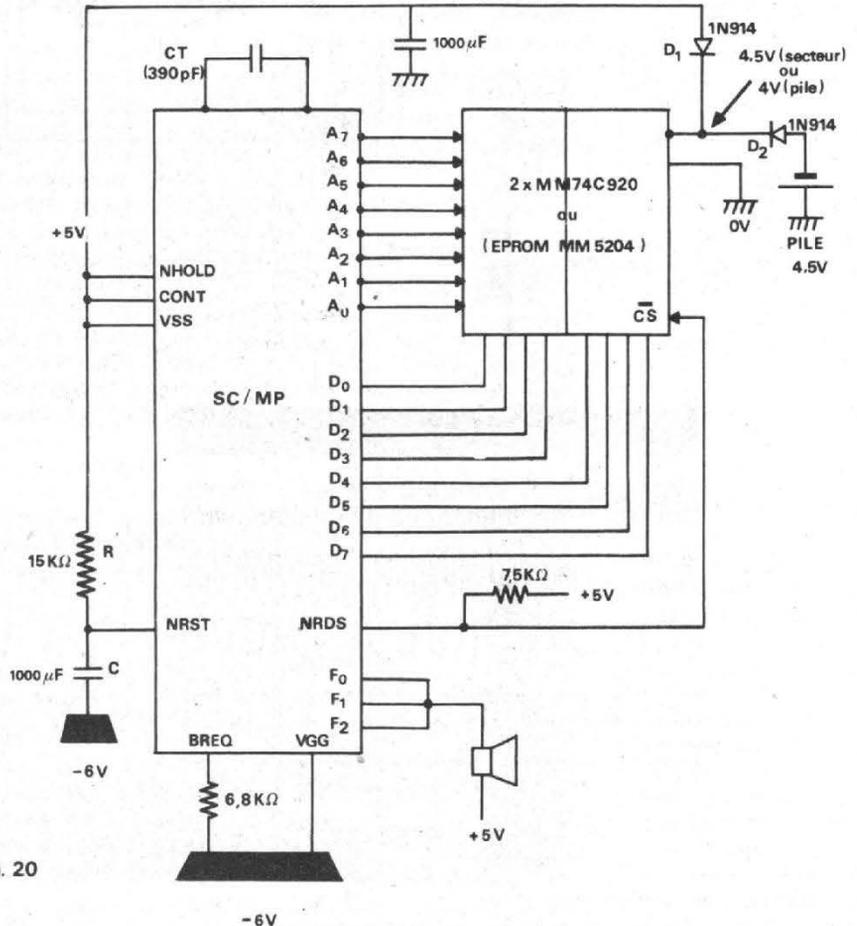


Fig. 20

de la figure 18. Une qualité, et non des moindres, du SC/MP est son horloge incorporée. Un simple condensateur C_T suffit pour obtenir un bon fonctionnement. De plus, l'horloge peut céder la place à un pilote externe, comme le suggère la figure 17 b. L'entrée de l'oscillateur pilote externe peut se faire en X_1 ou X_2 (bornes 38 ou 37 du boîtier). En utilisant le pilote externe, nous pourrions compter jusqu'à 32 768 cycles avant le déclenchement d'une alarme, des positions intermédiaires s'offrant, bien entendu, à nous. Pour un comptage si élevé, le latch devrait être « accroché » sur les fils D_0, D_1, D_2, D_3 , eux-mêmes devenant des adresses pendant NADS (A_{12}, A_{13}, A_{14} et A_{15}).

Si ce montage pâlit devant un simple compteur binaire à 12 étages ou plus, il permet, en revanche, de se familiariser avec le « Timing » et l'horloge du microprocesseur.

B. - Générateur de salves

Il emploie le même code « 08 » en entrée, mais les sorties binaires laissent passer une, deux, quatre, huit ou un nombre-puissance de 2 de sinusoïdes issues d'un oscillateur qui pilote, en même temps, l'horloge du SC/MP. Comme le montre la figure 19, le signal d'entrée est fortement amplifié de façon à obtenir un signal carré à transitions aux moments des passages au zéro de la sinusoïde d'entrée. Les sorties binaires, choisies pour un nombre déterminé de salves, attaquent les commandes d'un quadruple commutateur analogique, le CD 4016 de National Semiconductor qui arrête, ou laisse passer, un certain nombre d'ondes entières vers la sortie. Les photos 2, 3, 4 montrent quelques oscillogrammes.

C. - Générateur de tons

Dans cette application, le SC/MP peut devenir le meilleur outil du facteur d'orgues qui a perdu son oreille musicale. Si l'oscillation s'obtient à partir d'un quartz, il est très facile d'obtenir, par programme, à la demande, n'importe quelle fréquence et

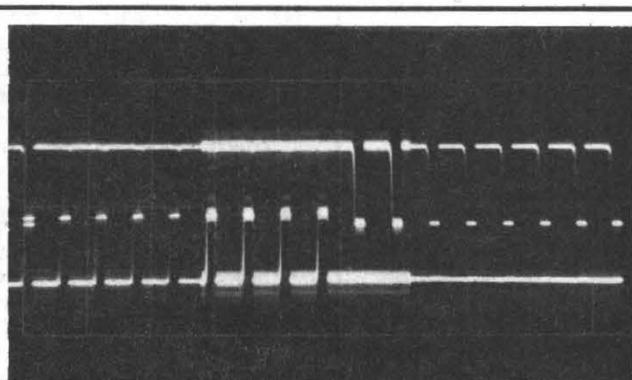


Photo 1. - Le peigne est dû au maintien des sorties A_0-A_{12} en « troisième état » durant la majorité du cycle d'instruction.

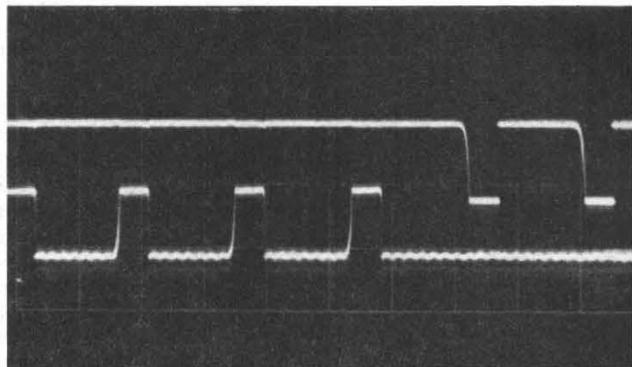


Photo 2. - Vue élargie du peigne de la photo 1.

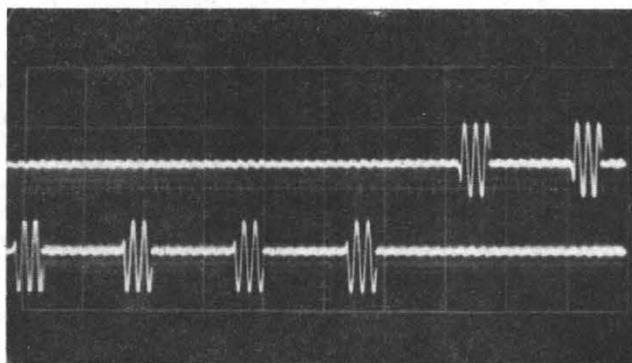


Photo 3. - Passage des sinusoïdes durant les temps NADS de validation du bus d'adresse.

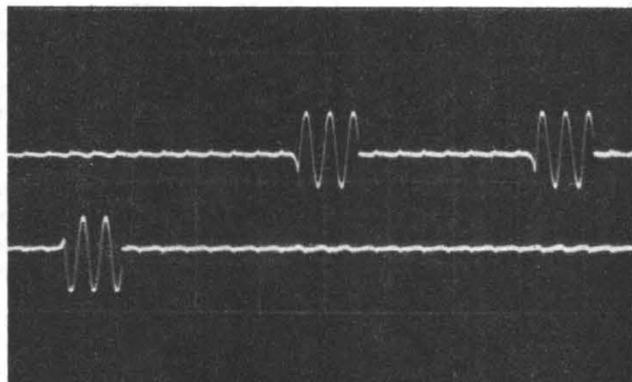


Photo 4. - Vue agrandie des salves. Elles se suivraient par 32 ou 64 si l'on utilisait les latches 4042 de la première application.

de l'entendre dans un petit haut-parleur.

Le programme tient en 12 mots de 8 bits. Comme nous le voyons sur la figure 20, les trois sorties « Flag », F_0, F_1, F_2 , compatibles TTL (c'est-à-dire capables de fournir 1,6 mA, chacune sans problème) peuvent fournir, réunies, un signal suffisamment puissant pour actionner un haut-parleur. Le groupe R-C sert à la remise à zéro, lors de la mise sous tension. La mémoire pourrait être une RAM-CMOS CD 4036. Elle a une capacité de 4 mots de 8 bits. Pour nos 12 mots, nous aurons besoin de trois boîtiers.

La démarche à suivre est typique. Elle compte bien plus que l'application elle-même.

Organigramme : Nous choisissons le plan illustré par la figure 21. Le programme résultant y figure également.

Le détail de ces opérations est le suivant :

C4 00 Chargement immédiat (LDI) de la valeur « 0 » dans l'accumulateur.

07 Copie Accumulateur — Status. Les trois bits de plus bas rang de ce registre, qui se reflètent sur les « Flags » de sortie, seront à zéro : $F_0 = F_1 = F_2 = 0$. Le niveau bas, en sortie, représentera le palier bas d'une oscillation carrée.

8F FF Délai, retard. La valeur du retard se trouve dans le deuxième mot (FF). Elle peut avoir une valeur quelconque, qui ne sera pas obligatoirement « FF », comprise entre 0 et FF (255). Le retard, en nombre de cycles d'horloge, est donné par la formule :

$$T = 13 + 2 (AC) + 2 \times \text{dépl.} + 2^9 \times \text{dépl.}$$

Pour un quartz de 1 MHz, à $1 \mu s$ la période du cycle (la période la plus longue) peut atteindre $131\,593 \mu s$.

C4 07 Chargement immédiat de 7 (0 1 1 1) dans l'accumulateur. La coïncidence des positions des trois « 1 », avec la position des Flags dans le registre Status, n'est surtout pas fortuite.

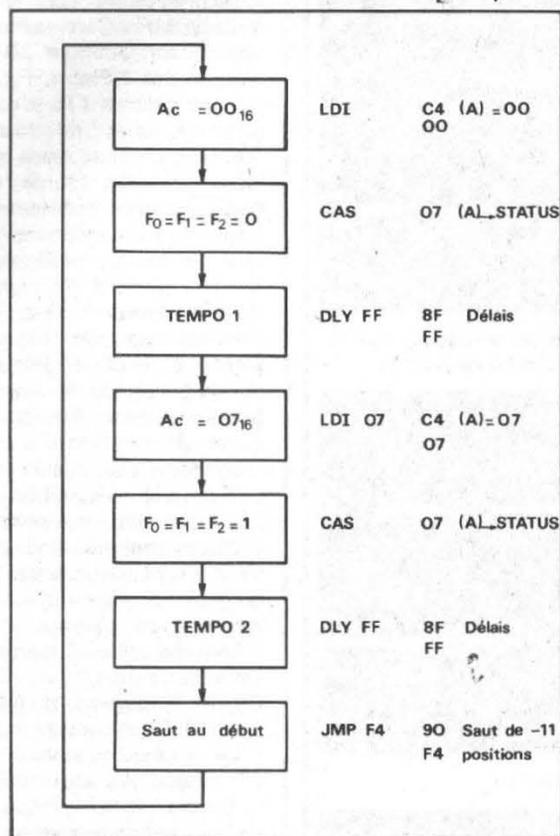


Fig. 21

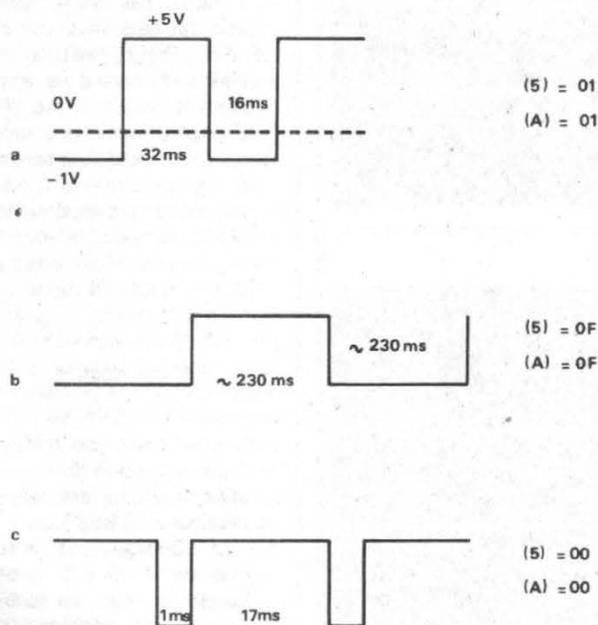


Fig. 22

07 A partir d'ici, les trois Flags seront à « 1 ». Une observation, afin de vous épargner des ennuis dans le futur : on peut, par une non-concordance du câblage et du programme, « suicider » le SC/MP. Il suffit, par exemple, d'écrire 6 (0 1 1 0) ou 4 (0 1 0 0) ou bien 2 (0 0 1 0), au lieu de 7 (0 1 1 1) dans l'accumulateur par la précédente instruction, pour faire débiter les Flags entre eux. Le SC/MP trépasserait comme un transformateur qui aurait ses spires en court-circuit.

8F FF Deuxième retard. Il maintient les Flags à 1 durant le palier haut du signal carré à générer. En nous penchant sur la formule du retard, nous devons constater que le retard sera cette fois-ci un peu plus long : la première fois, on arrivait dans l'instruction « Retard » avec « 0 » dans l'accumulateur. Maintenant, il y a « 07 », donc le retard sera plus long car la valeur (AC) est prise en compte par la formule du retard T.

90 F4 Saut inconditionnel. Le saut sera négatif car le second byte (ou « mot », ou bien « octet ») est F4, c'est-à-dire avec un « 1 » en b_7 . Pour calculer le nombre négatif, notre technique est simple : $FF = -1$; $FE = -2$; et, en comptant à rebours, on arrive à définir le saut nécessaire, en arrière, pour recommencer la séquence.

Ce programme, une fois écrit en mnémonique et même, partiellement, en hexadécimal, doit maintenant être implanté en mémoire. Par chance, il est entièrement translatable et on peut le situer à n'importe quelle adresse de début. Implantons-le à partir de l'adresse 001. C'est précisément à cette adresse que se branche le microprocesseur, au moment de la remise à zéro (NRST bas — haut). Le plan ou le « map » de la mémoire sera donc celui du tableau 1.

A partir de là, il faut feuilleter les catalogues. Le gros travail d'électronique, l'unique,

Adresse	Mot Hexa	Binaire
01	C4	1100 0100
02	00	0000 0000
03	07	0000 0111
04	8F	1000 1111
* 05	FF	1111 1111
06	C4	1100 0100
07	07	0000 0111
08	07	0000 0111
09	8F	1000 1111
* 0A	FF	1111 1111
0B	90	1001 0000
0C	F4	1111 0100

dirons-nous, commence : passer au peigne fin les divers circuits intégrés existants et vérifier leur compatibilité avec les signaux de synchronisation de l'Unité Centrale.

On commence par vérifier la compatibilité des tensions d'alimentation et des niveaux logiques. Le niveau, auquel commence le « 1 » logique de l'Unité Centrale, doit correspondre à son homologue sur la mémoire ou le circuit CMOS, le 4042, par exemple, utilisé par l'exemple A. Une fois la compatibilité des niveaux établie, on passe à la compatibilité des signaux de service ou de synchronisme. Le SC/MP peut utiliser, en égale mesure, les circuits CMOS ou TTL. La rapidité ne pose aucun problème non plus, parce qu'il « tourne » à des fréquences modérées (1 MHz) acceptables pour toutes les familles de circuits logiques.

Pour l'application en cours, deux mots-mémoire doivent pouvoir être modifiés : le 5^e et le 10^e (mot d'adresse « A »₁₆). Il serait donc préférable d'utiliser une RAM, plutôt qu'une ROM, pour pouvoir générer n'importe quelle oscillation programmée.

RÉSULTATS

Les figures 22 a, b et c montrent les résultats obtenus avec un condensateur de temporisation $C_T = 10$ nF et divers contenus des mots « 5 » et « A ». Ces signaux s'obtiennent en sortie des Flags.

(à suivre)
(A + B) D

INTERMODULATION DANS LE CODAGE STÉRÉO

LORSQU'IL s'agit de coder une retransmission stéréophonique selon le procédé « zénith-Radio », appelé en France système à « sous-porteuse pilote », certaines précautions de linéarité doivent être prises pour éviter une intermodulation secondaire.

Considérons le procédé dans ses limites extrêmes. Dans la transmission d'une composante AF de 15 kHz, il apparaît une raie située sur 15 kHz dans le domaine du spectre mono-phonique (fig. 1) et les bandes latérales du spectre stéréophonique calées à ± 15 kHz de la sous-porteuse supprimée de 38 kHz. Comme la sous-porteuse de régénération est située à 19 kHz, il s'établit naturellement entre cette dernière et les composantes 15 kHz et 23 kHz des résultantes qui sont en fait des interférences audibles si l'ensemble du spectre de la figure 1 traverse des circuits non linéaires. En effet, on recueille dans le spectre « mono » des composantes à 4 et 8 kHz qui proviennent des battements entre 15 et 23 kHz (8 kHz) et entre 19 et 23 kHz (4 kHz). Par ailleurs, si la distorsion est assez marquée, il apparaît des harmoniques à la source initiale de 15 kHz; l'harmonique 2 donne 30 kHz; celle de rang 3 fournit 45 kHz. Vis à vis de la sous-porteuse à 38 kHz, ou l'harmonique 2 de 19 kHz il s'établit des intervalles qui sont autant de bandes latérales parasites.

Détectées en stéréo, celles-ci engendrent des composantes à 1, à 7 et à 8 kHz: soit f_7 , f_4 , $f_3 + f_5$, respectivement. Enfin, il peut encore se produire une interférence entre l'harmonique 3 de 19 kHz et la bande latérale supérieure à 53 kHz (f_6); s'ajoutant à f_1 , cette dernière est, toutefois, extrêmement faible, car en dehors du spectre stéréo. L'exemple cité détermine donc des signaux parasites tant dans le spectre « mono » que dans le spectre « stéréo ». Les plus gênants

sont évidemment ceux situés à 4 kHz car ils engendrent avec les propres composantes AF des interférences secondaires. Il faut souligner que de multiples signaux perturbateurs existent pour toutes les composantes AF situées en dessous de $F = 15$ kHz. Seulement, la fréquence des signaux parasites croît puisque les intervalles entre F et 19 kHz et entre B_{L1} et 19 kHz augmentent. Par contre, l'harmonique 3 de F peut se rapprocher davantage de l'emplacement

de la sous-porteuse à 38 kHz. Ainsi, pour $F = 13$ kHz on obtient $3F = 39$ kHz ce qui détermine un intervalle de 1 000 Hz parfaitement audible. Une telle distorsion engendre donc une variété insoupçonnée de composantes secondaires qui apparaissent en plusieurs circonstances tant à l'émission qu'à la réception. Elles contribuent à dénaturer la qualité sonore et l'effet stéréophonique; on reconnaît ce défaut, notamment, sur certains sons aigus (des chanteu-

Fig. 1. - Implantation des composantes extrêmes dans le cas d'une transmission mono et stéréophonique.

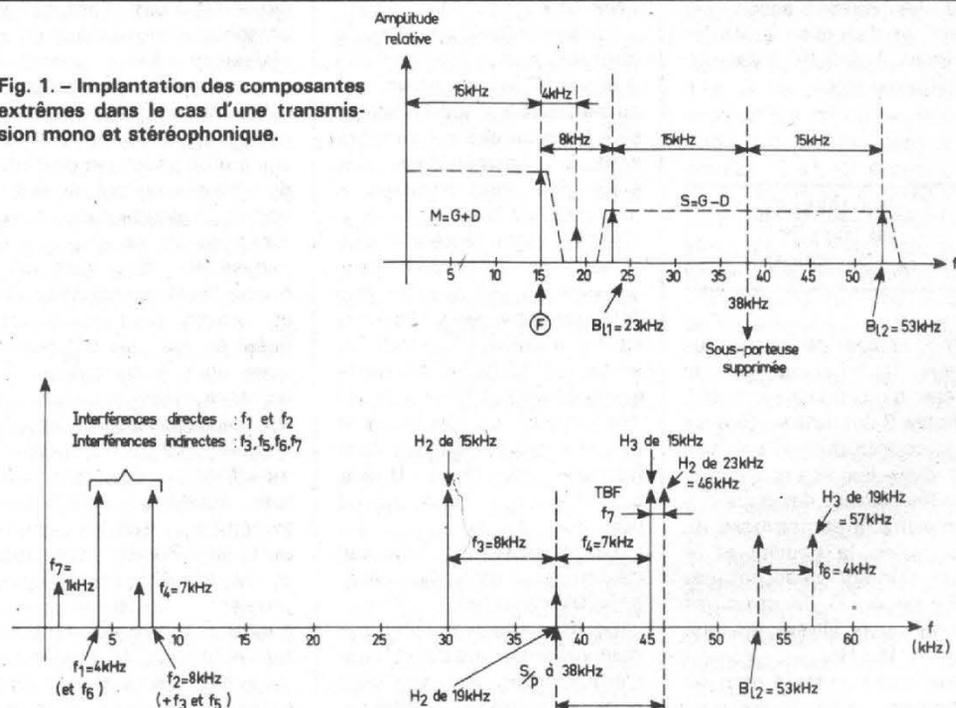


Fig. 2. - Apparition des signaux parasites dus à l'intermodulation en mono et en stéréophonie.

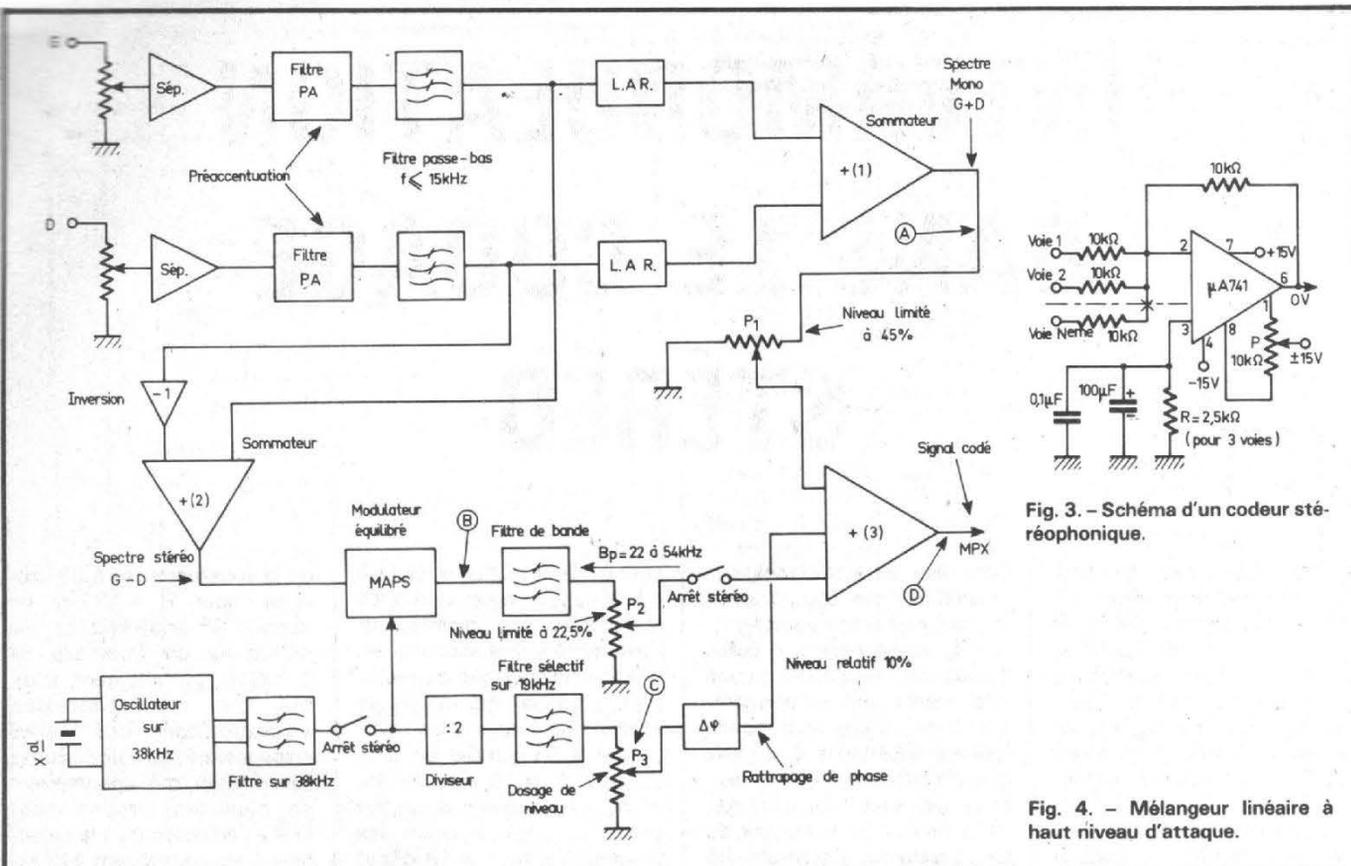


Fig. 3. - Schéma d'un codeur stéréophonique.

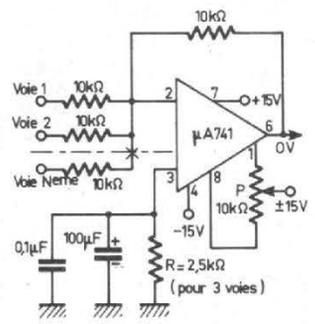


Fig. 4. - Mélangeur linéaire à haut niveau d'attaque.

ses, le violon, les cymbales...etc.), à ce que certaines notes paraissent « mal passer »; les tweeters accentuent parfois la distorsion et on les incrimine à tort de créer des sons inexistant.

LOCALISATION DU DÉFAUT À L'ÉMISSION

Pour essayer de localiser ce défaut, il faut rappeler le schéma d'un codeur « stéréo ». La figure 3 donne le système le plus couramment employé tant dans les émetteurs que dans les codeurs des appareils de mesure. Il se compose de deux voies, la gauche et la droite, dûment préaccentuées à 50 ou à 75 μs selon les contrées puis filtrées en dessous de 15 kHz.

Des lignes à retard permettent de corriger la phase avec le spectre stéréo car les bandes passantes ne sont pas identi-

ques: 15 kHz pour le spectre « Mono » et de 22 à 54 kHz soit 32 kHz pour celui de la « Stéréo ».

Un sommateur constitue le spectre « mono » gauche + droite. **C'est au niveau de ce sommateur que la distorsion peut se créer en favorisant les harmoniques.** Cet étage doit donc présenter le maximum de linéarité, un système à circuit intégré analogue à celui de la figure 4 peut convenir dès lors que l'attaque est jugée faible devant l'admissibilité maximale (10 V_{eff} en sortie, soit 10/N_{Veff}, si N est le nombre de voies, pour chacune des entrées). La résistance R doit être calculée à partir de la formule 10 kΩ/N + 1) soit 3,3 kΩ pour 2 voies, 2,5 kΩ pour 3 voies..., etc.

La compensation P permet de corriger la tension de décalage (OV en sortie).

Le montage n'amplifie pas mais présente une bande passante suffisamment large pour englober n'importe quelles répartitions spectrales jusqu'à 100 kHz. Enfin, le montage ne

présente aucune diaphonie entre voie d'attaque.

Toutefois, il faut sélectionner le micro circuit afin qu'il ne présente aucune distorsion de croisement à bas niveau ni aucune non-linéarité propre.

La voie « stéréo » se fait à partir d'une différence entre les signaux de gauche et de droite, déjà traités en pré-accatuation et en bande passante. Le signal de droite est, en fait, inversé en phase puis additionné avec le signal de gauche au moyen d'un sommateur linéaire; les mêmes remarques sont à formuler à ce niveau du mélange, concernant les précautions à prendre. La modulation à porteuse supprimée (MAPS) exige un modulateur équilibré parfaitement symétrisé et attaqué par une porteuse à 38 kHz d'amplitude convenable. Cette composante provient d'un oscillateur à quartz stabilisé en température et filtré sur fondamentale. Le spectre stéréo après modulation se retrouve cantonné dans une bande limitée par un filtre de 22 à 54 kHz.

La sous-porteuse à 19 kHz provient d'un diviseur de fréquence par 2; particulièrement bien filtrée, cette composante est conditionnée en phase pour subordonner son état avec celui de la sous-porteuse à régénérer lors de la démodulation (réception).

Le sommateur à trois entrées (3) regroupe les trois voies et doit, par conséquent, présenter une linéarité sans défaillance. Les différents niveaux sont choisis **relativement au signal monophonique**, ce, en respectant les proportions rappelées sur la figure 3, en regard des potentiomètres P₁ à P₃.

Nota : Signalons que la façon de créer la sous-porteuse 19 kHz peut être toute différente: si l'on dispose d'un quartz oscillant à une fréquence aussi basse, cette composante va directement au point C. Puis on double la fréquence pour créer le 38 kHz et la MAPS. Il faut, là aussi, prévoir un filtrage rigoureux de ces composantes pour éviter les interférences secondaires.

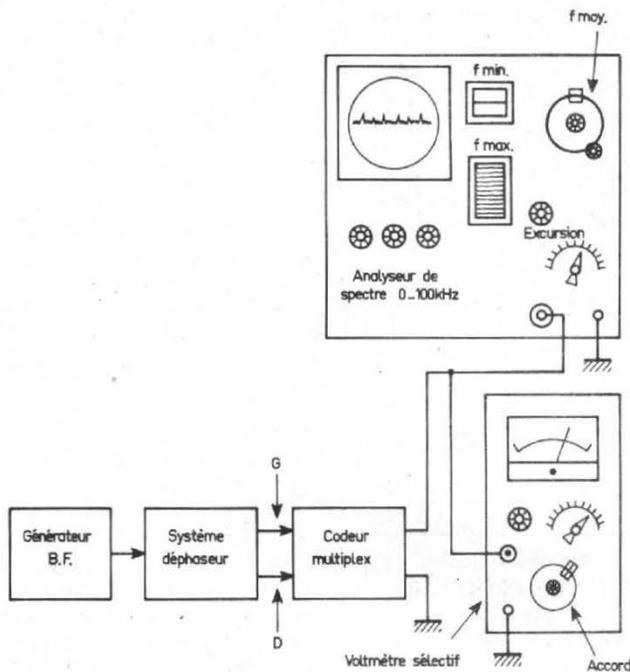
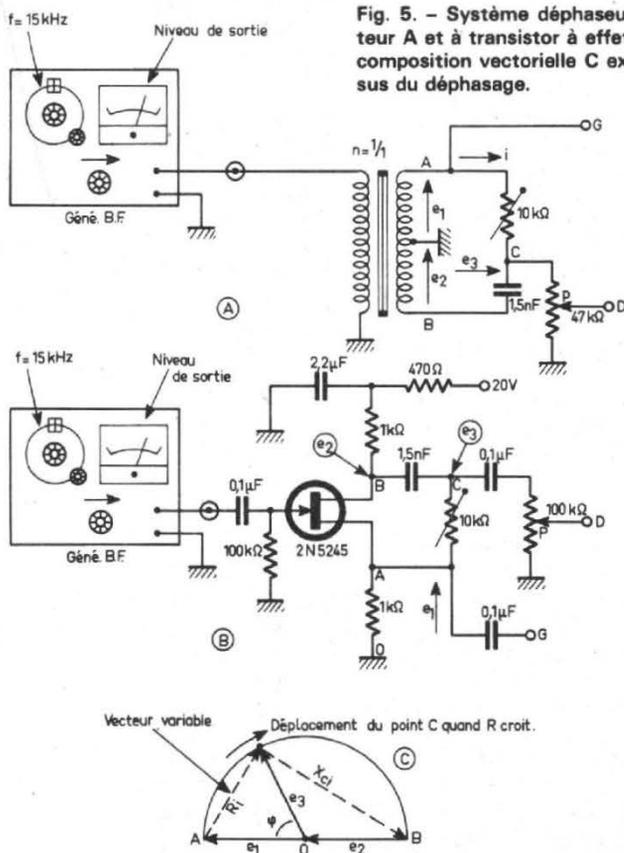


Fig. 6

CODEURS INDUSTRIELS

Les émetteurs comportent des codeurs dont les configurations se rapprochent beaucoup du schéma synoptique de la figure 3.

En général, toutes les précautions sont prises pour éviter les défauts d'intermodulation. Ils existent néanmoins sur certains émetteurs, nous l'avons constaté comme le regrettent, également, certaines associations d'amateurs de haute fidélité.

Nous pensons que l'origine se situe non pas dans les récepteurs - encore que ceux-ci ne soient pas toujours exempt de critiques! - mais plutôt dans une mauvaise linéarité des mélangeurs. Ceux-ci, dans les appareils professionnels, ne sont pas faits, hélas, avec des circuits intégrés.

Une telle critique ne peut pas s'adresser à certains codeurs et nous citerons entre autres

fabricants les marques, Philips et Radiometer, parmi ceux que nous avons essayés. Nous remarquerons l'excellente prestation du nouvel appareil codeur SMG 40 Radiometer fournissant un signal Multiplex « MPX » conforme aux normes FCC et EBU.

Parmi les caractéristiques techniques intéressantes, relevées pour une gamme de fréquence comprise entre 100 Hz et 6 kHz, il faut remarquer la très bonne séparation, de l'ordre de 70 dB, obtenue pour les canaux gauche et droit, avec un pourcentage de distorsion globale généralement inférieur à 0,02 %. La modulation est assurée, soit par un oscillateur incorporé à faible taux de distorsion, donnant 5 séquences fixes, soit par un oscillateur extérieur à fréquence variable.

Notons également une réjection de sous-porteuse 38 kHz évaluée à $6 \cdot 10^{-4}$ maximum. C'est dans le pourcentage de 0,02 % de distorsion qu'il faut situer globalement,

les phénomènes d'intermodulation.

Néanmoins, nous ne pensons pas que les distorsions soient mesurées correctement car il n'existe pas - à notre connaissance ; qu'on pardonne à l'auteur s'il se trompe ! - d'appareillage de mesure adapté au contrôle que nous préconisons.

MÉTHODE DE MESURE INÉDITE

La difficulté réside dans le mode d'attaque des codeurs stéréo. Pour permettre une mesure quantifiable avec suffisamment de sérieux, il faut tout d'abord se limiter à une seule fréquence d'attaque. Si l'on prévoit deux composantes, comme c'est généralement le cas dans les mesures d'intermodulation, on n'inventorie que l'intermodulation primaire due à l'action de la non-

linéarité des circuits sur le spectre « Mono ». Notre propos est tout différent puisque l'intermodulation existe même, ici, avec un seul signal (voir fig. 1 et 2). Un problème subsiste dans ce cas car on ne peut, en attaquant simultanément les entrées G et D, occuper les deux spectres « mono » et « stéréo ». Si les signaux sont identiques en amplitude et en phase le signal monophonique « G et D » est maximal et celui de différence « G et D » théoriquement nul. Dans ce cas, l'intermodulation se limite à celle existant entre 15 et 19 kHz.

La différence de phase détermine la proportion des raies. Si la phase entre G et D atteint 180° (G = -D par exemple), c'est le signal monophonique qui peut s'annuler totalement et, l'intermodulation disparaît également (sauf quelques traces avec f_5 et f_6 (fig. 2).

Pour mettre en évidence toutes les composantes parasites de la figure 2, il faut soit

supprimer une des voies (la droite par exemple) soit provoquer une phase tournante entre les signaux de droite et de gauche. En fait, on peut pratiquer les deux phénomènes en utilisant les montages d'essai de la figure 5. Ces montages peuvent faire appel au transformateur (A) ou à un transistor (B) monté en déphaseur de 0 à 180°. Le diagramme (C) explique le déplacement du vecteur E_5 par rapport au vecteur E_1 . Le premier représente la tension du signal de la voie gauche tandis que le second constitue le signal de droite; ce dernier peut être dosé par le potentiomètre P afin de rendre dissemblables les amplitudes.

APPRECIATION DE L'INTERMODULATION STEREO

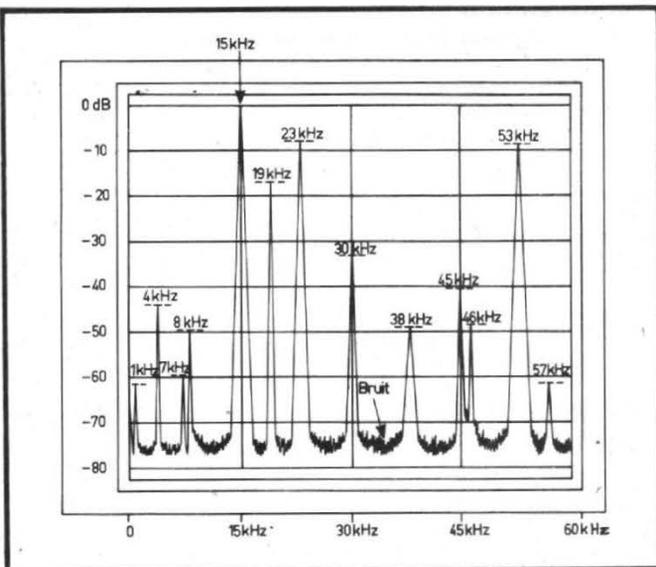
Pour évoluer le taux d'intermodulation il faut convenir d'une définition puis d'une mesure.

La définition se déduit des habitudes prises en matière de formulation: on rapporte les défauts à l'amplitude du signal utile. Celui-ci sera le signal « mono » $\langle E_1 + D \rangle$ tandis que les défauts seront regroupés quadratiquement en valeur efficace:

$$i_{\text{inter mod.}} = \frac{\sqrt{U_{f_1}^2 + U_{f_2}^2 + U_{f_3}^2 \dots \text{etc.}}}{G + D}$$

La mesure doit s'effectuer sur le signal Multiplex en utilisant soit un voltmètre sélectif, soit un analyseur de spectre, soit les deux (fig. 6).

L'analyseur de spectre permet de donner toutes les composantes sur un écran. Muni d'un graticule à échelle logarithmique (graduée en dB), les très faibles composantes se retrouvent remontées par rapport au bruit (fig. 7) et leurs niveaux peuvent être repérés relativement au signal $G + D$, calé lui-même à 0 dB au moyen du réglage de niveau de l'analyseur. Ce dernier doit pouvoir couvrir la bande de 0 à 100 kHz maximum; il existe



des versions de ce genre chez AUDIOLA, HEWLETT-PACKARD, LEA...etc. La représentation de la figure 8 regroupe toutes les composantes qui nous intéressent, c'est-à-dire expurgées des raies parasites dues à l'environnement.

Nous remarquerons tout d'abord les raies principales situées à 15 kHz (0 dB), à 23 kHz et à 53 kHz (environ -8 dB) pour le conditionnement phase/amplitude obtenu par le montage de la figure 6; le compromis précédent résulte de l'expérience c'est-à-dire d'un choix assez arbitraire. Le montage déphaseur permet de voir l'évolution des raies sur l'écran; on peut, ainsi, choisir les conditions où les raies parasites sont les plus gênantes.

La première raie est néanmoins faible: -44 dB mais elle se remarque nettement détachée par rapport au bruit grâce à l'étalonnage logarithmique. La seconde raie importante qualifiant l'intermodulation se trouve à 8 kHz; le niveau est un peu plus faible comme on pouvait le présumer en considérant les amplitudes en présence dans les interférences.

La composante 19 kHz est un peu plus forte que prévu (-20 dB = 10%) car la référence 0 dB à 15 kHz ne correspond pas forcément à la proportion de 45%. Les bandes latérales sont, pour les mêmes raisons, à plus de 6 dB car les amplitudes sont plus faibles que 22,5% (normes maxima-

les). On constate une résiduelle non négligeable sur 38 kHz; elle résulte d'un mélange entre l'harmonique 2 de la sous-porteuse à 19 kHz et la propre résiduelle à 38 kHz provenant du modulation MAPS. Il est, en effet, impossible d'obtenir un équilibrage parfait de ces types de modulateurs: d'ailleurs, « -50 dB » dans les conditions citées, n'est pas du tout défavorable pour l'appareil testé.

On remarque, en stéréo, les raies parasites à 30 kHz (H_2 de 15 kHz), à 45 kHz (H_3 de 15 kHz), à 46 kHz (H_2 de 23 kHz) et à 57 kHz (H_3 de 19 kHz). Les composantes déterminent, d'ailleurs, des battements à 4 et 8 kHz. Ces dernières présentent des amplitudes relatives sensiblement aussi grandes que celles des signaux qui les déterminent. La raison en est que les raies à 4 et à 8 kHz résultent de plusieurs battements conjugués. Seuls, les battements à 1 et à 7 kHz sont souvent négligeables (de l'ordre de -60 dB) puisque résultant d'une unique interférence.

En fait, les appréciations de la figure 7 ne sont que des exemples parmi un très grand nombre de possibilités puisque la phase et l'amplitude réciproque des signaux G et D réagissent sur les proportions.

Pour la mesure, il vaut mieux mesurer séparément au voltmètre sélectif chacune des composantes de basse fré-

quence et pratiquer une addition quadratique: soit $U_M = 100\text{mV}$ à 15 kHz. On recueille:

$U_{17} \neq 0,09\text{mV}$ à $f_7 = 1\text{kHz}$ (négligeable)

$U_{f_1} = 0,64\text{mV}$ à $f_1 = 4\text{kHz}$

$U_{f_4} = 0,1\text{mV}$ à $f_4 = 7\text{kHz}$

$U_{f_2} = 0,31\text{mV}$ à $f_2 = 8\text{kHz}$.

En appliquant la formule ci-dessus on aboutit à:

$$U_{\text{inter}} = \sqrt{\sum U_{fn}^2} = 0,722\text{mV.}$$

Numériquement, le taux d'intermodulation se déduit de:

$$\frac{U_{\text{inter}}}{U_M} = \frac{0,722}{100} = 0,722\%$$

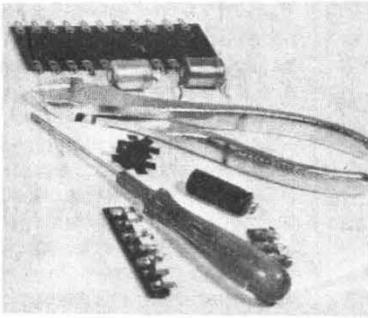
Chiffre assez faible, dans l'ensemble des appréciations courantes. Néanmoins, le phénomène d'intermodulation apporte un défaut supplémentaire situé dans la réjection insuffisante de la sous-porteuse à 38 kHz (1).

Enfin, pour certains codeurs du commerce, les résultats précédents sont bien moins bons (plusieurs %!). Ils s'accompagnent, alors, d'une intermodulation directe entre les propres composantes du spectre « mono » et la distorsion s'entend fort bien quand on emploie un tel codeur pour la transmission d'une séquence musicale et parlée.

Dans les retransmissions en direct, au moyen d'équipements mobiles, il est utilisé, parfois, des codeurs simplifiés présentant quelques anomalies. Les phénomènes cités sont alors possibles, mais ils s'ajoutent, hélas, souvent à d'autres désagréments également audibles. La transmission en stéréo ne se justifie plus et il est préférable de disposer en « mono » l'appareil récepteur.

R. Ch. HOUZÉ
Professeur à l'ECE

(1) Les décodeurs apportent, à la réception, une distorsion de phase assez semblable au bruit de scintillement qui apparaît en longue distance ou sur les récepteurs de faible puissance.



ABC de L'ELECTRONIQUE

GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

(Suite N° 1614)

Introduction

Le XR 2 207 est un circuit intégré contenant principalement un oscillateur commandé par une tension (VCO). Grâce à ses autres parties, un commutateur de courant et deux amplificateurs A_1 et A_2 (voir la fin de notre précédent ABC) il peut aussi être monté comme générateur de fonctions. On a donné précédemment le brochage et la composition du XR 2 207.

Différents montages sont réalisables avec ce CI, seul ou en association avec d'autres CI. Le 2 207 est, en particulier, excellent pour donner des signaux FSK triangulaires et rectangulaires.

Montage en modulateur FSK

A la figure 32 (la figure 31 est dans le précédent ABC) on a représenté le schéma du

XR 2 207 donnant deux signaux, établi pour fonctionner avec une seule alimentation « positive », le (-) étant à la masse.

Le branchement est le suivant : point 1 au + 12 V, point

12 à la masse et - alimentation, points 2 et 3, condensateur C_0 déterminant la fréquence, points 4, 5, 6 et 7, branchement des résistances R_1 à R_4 déterminant la fréquence, en association avec C_0 .

On trouve ensuite les deux sorties de signaux, 14 pour le signal triangulaire et 13 pour le signal rectangulaire.

Entre les points 11 et la masse, on a disposé une résistance de $3,9\text{ k}\Omega$ et un condensateur de $0,1\text{ }\mu\text{F}$ respectivement. Le point 11 est polarisé positivement par le diviseur de tension $3,9\text{ k}\Omega - 5,1\text{ k}\Omega$ monté entre masse et + alimentation. Le point 13 est polarisé positivement par R_1 de $4,7\text{ k}\Omega$.

Un condensateur de découplage de $0,1\text{ }\mu\text{F}$ est connecté aux bornes + et - de l'alimentation recommandée de 12 V.

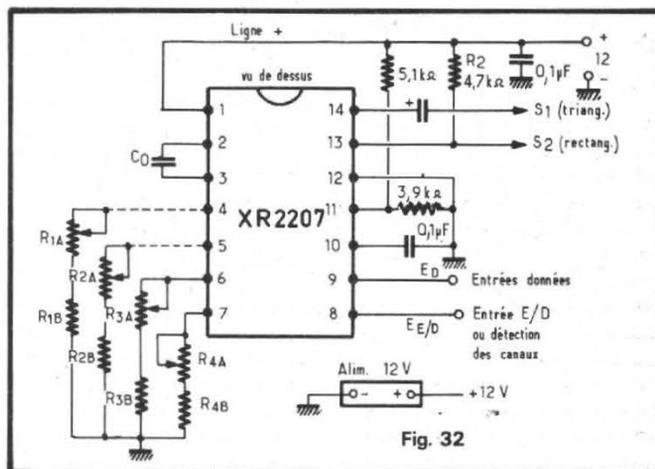


Fig. 32

Les points 8 et 9 servent d'entrées des données digitales (numériques).

Voici maintenant à la figure 33, le schéma analogue au précédent, mais pour deux alimentations, l'une positive, l'autre négative, ± 6 V, total 12 V, avec point commun à la masse.

Ce montage contient moins de composants que le précédent mais nécessite deux batteries séparées de 6 V chacune.

Lorsque le XR 2207 est utilisé avec deux alimentations le seuil aux points 8 et 9 est de +2 V, ce qui permet de connecter en ces points des TTL et des C/MOS.

Les résistances de temporisation R_1 ($= R_{1A} + R_{1B}$) à R_4 sont connectées aux points 4 à

7. On y trouve une résistance fixe R_B et une résistance ajustable R_A . On donne au tableau I, les indications concernant ces résistances.

Les unités des formules sont : ohm, farad, hertz ou $M\Omega$, μF , Hz.

Remarquons que les résistances R_B déterminent le minimum de la résistance de temporisation. Lorsque $R_A = 0$, $R = R_B$. Lorsque R_A est au minimum, $R = R_A + R_B$.

Les valeurs des résistances R_1 à R_4 peuvent atteindre 2 $M\Omega$ et celles de C_0 , jusqu'à 100 μF .

Par exemple, si $R = 1 M\Omega$ et $C = 50 \mu F$ on a :

$$f = \frac{1}{C R} = \frac{1}{50 \cdot 1} = 0,02 \text{ Hz}$$

Si $R = 100 k\Omega$, $C = 50 \mu F$, $f = 0,2$ Hz.

En diminuant C , on augmentera f , par exemple si $R = 100 k\Omega$ et $C = 500 pF$, on trouve :

$$f = \frac{1}{0,1 \cdot 0,0005} = 20\,000 \text{ Hz}$$

Pour la meilleure stabilité R_1 et R_3 devront être comprises entre 10 $k\Omega$ et 100 $k\Omega$, par exemple $R_{1A} = 100 k\Omega$ et $R_{1B} = 10 k\Omega$

Si le point 8 est mis à la masse, le point 9 sert d'entrée des données.

Si un signal de niveau élevé est appliqué au point 8, l'oscillateur cesse de fonctionner.

Le point 8 étant utilisé de cette façon, il peut servir comme sélecteur de canaux.

En opération à deux canaux en multiplex, les points 4 et 5 seront connectés comme indiqué par les pointillés sur les figures 32 et 33.

Dans le cas de l'opération à simple canal, les points 4 et 5 seront en circuit ouvert (non connectés).

Le montage permet d'obtenir deux signaux à la fois, le triangulaire au point 14 et le rectangulaire au point 13.

En montage à deux alimentations 6 V, l'amplitude du signal triangulaire est égale à -V crête à crête, -V étant égale à -6 V dans le cas présent. Le niveau du continu est proche de celui de la masse. On pourra adopter un couplage direct entre les sorties et les utilisations. En montage à une seule

alimentation, l'amplitude crête à crête est 0,5 V +, ou V + = 12 V dans le cas présent, ce qui donne 12/2 = 6 V. Le niveau du continu est alors à +6 V par rapport à zéro volt où se trouve la masse.

Le couplage par condensateur est alors nécessaire.

Dans les deux sortes d'alimentations, l'impédance de sortie est de 10 Ω et les sorties sont à protection interne contre les courts-circuits.

A la sortie « rectangulaire », se trouve, à l'intérieur du CI, un transistor NPN avec un collecteur sans charge intérieure. On la monte extérieurement ($R_L = 4,7 k\Omega$ par exemple).

L'amplitude du signal de sortie « rectangulaire » peut atteindre celle de la valeur de l'alimentation V + par rapport au point 12.

TABLEAU I
XR 2207 commande logique des entrées

Niveau logique		Résistance de temporisation	Fréquence f de sortie
point 8	point 9		
L	L	point 6	$\frac{1}{C_0 R_3}$
L	H	points 6 et 7	$\frac{1}{C_0 R_3} + \frac{1}{C_0 R_4}$
H	L	point 5	$\frac{1}{C_0 R_2}$
H	H	points 4 et 5	$\frac{1}{C_0 R_4} + \frac{1}{C_0 R_3}$

Fonctionnement et commandes

Capacités points 2 et 3. On a vu plus haut que f est inversement proportionnelle à C_0 . Sa valeur la plus forte en ne branchant aucune capacité matérielle entre les broches 2 et 3 et sa valeur minimum est limitée par le volume disponible et par des pertes. On recommande C_0 compris entre 100 pF et 100 μF . **Les capacités doivent être d'un type non polarisé** ce qui peut poser des problèmes de volume et de prix.

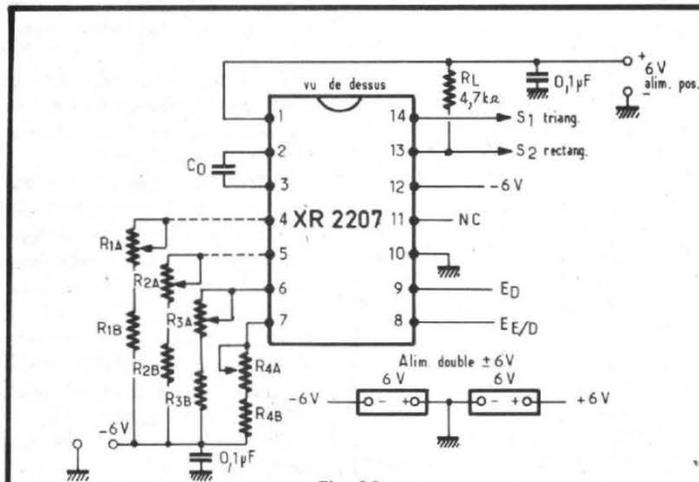


Fig. 33

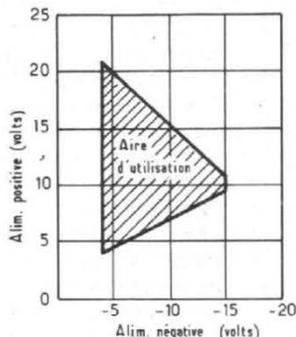


Fig. 34

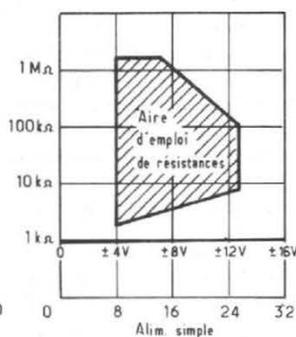


Fig. 35

Résistances de temporisation points 4, 5, 6 et 7

Ces résistances déterminent le courant total I_T disponible pour charger C_0 . Les limites de ces résistances sont $1,5 \text{ k}\Omega$ et $2 \text{ M}\Omega$. Pratiquement on prendra environ $4 \text{ k}\Omega$ et $200 \text{ k}\Omega$ pour la meilleure stabilité.

Effectuer des connexions aussi courtes que possible pour éviter la capture des parasites. Découpler les retours par $0,1 \mu\text{F}$ (voir figures 32 et 33) si le milieu est parasité.

Alimentation. Valeurs recommandées $+12$ ou $\pm 6 \text{ V}$ mais les limites sont $+8$ à $+26 \text{ V}$ et $\pm 4 \text{ V}$ à $\pm 13 \text{ V}$.

Si la tension d'alimentation augmente, la fréquence maximum d'oscillation diminue (voir figures 34 et 35).

Figure 34 : en ordonnées alimentation positive ; en abscisses alimentation négative.

Choisir un point à l'intérieur de l'aire ombrée.

Figure 35 : en ordonnées, valeur totale de T_T . En abscisses, la tension d'alimentation, en haut, unique, en bas, double.

Entrées 8 et 9. Ce sont des entrées de modulation de fréquence par des signaux rectangulaires qui serviront de « données » ou de commandes.

Ceux-ci ont deux niveaux, haut et bas (voir tableau 1).

L = niveau bas, H = niveau haut. L'impédance interne en ces points d'entrée est de $5 \text{ k}\Omega$ environ, donc relativement « faible » ou « moyenne ». Les niveaux doivent satisfaire aux conditions suivantes :

$$L < 1,4 \text{ V,}$$

$$H > 3 \text{ V,}$$

ceux-ci étant évalués par rapport à la tension du point 10 qui est à la masse en variante à deux alimentations.

Polarisation pour alimentation unique. Dans ce cas le point 11 doit être polarisé à une tension comprise entre $0,33 \text{ V} + = 12 \text{ V}$, donc la tension du point 11 se situera entre 4 et 6 V environ. Cela est visible sur la figure 32, la polarisation étant assurée par les résistances de $5,1 \text{ k}\Omega$ et $3,9 \text{ k}\Omega$. Le courant passant par ce point est en valeur nomi-

nale, 5% du courant I_T d'oscillation.

Point de masse. C'est le point 10 du CI dans le cas de l'alimentation double. Dans le cas de l'alimentation simple, on mettra ce point « à la masse » par un condensateur de $1 \mu\text{F}$, de découplage. Pendant le fonctionnement de l'appareil avec deux alimentations, le courant passant par le point 10 est égal à $2 I_T$.

Sortie du signal rectangulaire. C'est celle pratiquée au point 13 auquel on a connecté R_L . Cette résistance selon sa valeur sera parcourue par un courant pouvant atteindre 20 mA .

Les valeurs recommandées pour R_L se situent entre $1 \text{ k}\Omega$ et $100 \text{ k}\Omega$. On a adopté dans les montages proposés, $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Sortie du signal triangulaire. On l'obtient au point 14 comme indiqué sur tous les schémas.

L'amplitude du signal triangulaire est la moitié de la tension totale d'alimentation. Si celle-ci est de 12 V ou de $\pm 6 \text{ V}$ l'amplitude est de 6 V .

L'impédance de sortie au point 14 est très faible, 10Ω , et il existe une protection interne contre les courts-circuits. La linéarité du signal triangulaire peut être affectée par des couplages parasites entre les sorties « triangulaire » et « rectangulaire ». Il convient de les éviter par un câblage approprié éliminant ou réduisant les capacités parasites entre les conducteurs reliés aux points 13 et 14. D'une manière générale prendre toutes les précautions recomman-

dées dans la notice du fabricant, à exiger lors de l'achat du CI.

Voici toutefois quelques recommandations utiles.

1) Éviter les courants excessifs aux points 4, 5, 6, 7, afin de ne pas affecter la stabilité en température. Ne pas dépasser 6 mA . Si la somme des courants passant par les points cités, dépasse 10 mA , le CI sera détruit.

2) Les impédances aux points 2, 3, 4, 5, 6 et 7 étant faibles, il convient de protéger ces sorties contre les courts-circuits avec la masse ou avec les points d'alimentation.

3) Les impulsions logiques de commande aux points 9 et 8 ne doivent en aucun cas dépasser la tension d'alimentation unique ou la somme des deux tensions \pm , c'est-à-dire 12 V dans nos exemples.

Forme des signaux

Aux deux sorties, on obtient des signaux comme ceux de la figure 36. En haut, un signal rectangulaire à rapport cyclique faible, donc ayant la forme d'impulsions positives.

En bas, le signal triangulaire est asymétrique donc en forme de dents de scie, correspondant au même rapport cyclique que le signal rectangulaire.

Des montages d'essais peuvent être réalisés d'après les schémas des figures 32 et 33 (une ou deux alimentations).

On a vu précédemment que la fréquence dépend de la capacité C_0 et des résistances R_1 à R_4 qui peuvent être fixes

ou variables comme indiqué aux figures mentionnées plus haut.

La validation de ces résistances est l'opération qui les rend opérantes sur la forme des signaux de sortie.

Cette validation est réalisée par les signaux de données appliqués aux points 8 et 9.

Reportons-nous au tableau I ou L = niveau bas et H = niveau haut (les limites des valeurs de ces niveaux ont été indiquées plus haut).

Si les points 8 et 9 sont aux niveaux L (bas) en même temps, la résistance qui entre en action (ou validée) est R_1 reliée au point 6 du CI. Dans ce cas, la fréquence f des signaux aux deux sorties est $1/(C_0 R_3)$ et on voit qu'il sera possible de faire varier f en modifiant C_0 ou R_{3A} , ou les deux.

La validation peut être fixe ou commandée par des tensions rectangulaires périodiques aux points 8 et 9.

Par exemple, si ces deux points sont mis à la masse d'une manière permanente, on aura les niveaux L en ces deux points constamment, R_3 sera validée et le signal ne dépendra que des valeurs de R_{3A} et C_0 .

Si l'on applique des signaux rectangulaires à un ou aux deux points 8 et 9, les choses changeront selon les fréquences de ces deux signaux de commande.

La validation s'effectuera lorsque les niveaux seront ceux indiqués au tableau I. Passons aux trois autres cas.

Dans le cas de 8 au niveau L , et 9 au niveau H , les résistances validées sont celles des points 6 et 7 à la fois, c'est-à-

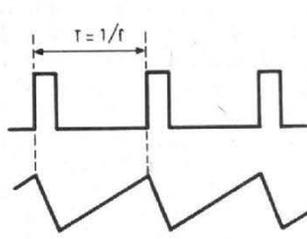


Fig. 36

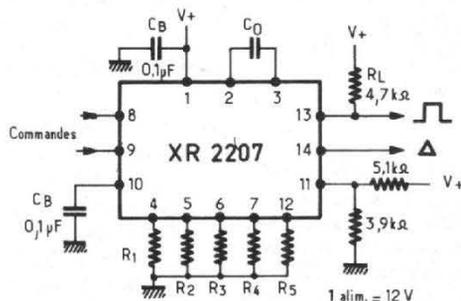


Fig. 37

dire R_3 et R_4 . Le tableau I donne :

$$f = \frac{1}{C_0 R_3} + \frac{1}{C_0 R_4}$$

qui peut s'écrire :

$$f = \frac{1}{C_0} \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

ce qui signifie que la résistance qui agit est la résultante de R_3 et R_4 montées en parallèle.

Dans le cas du point 8, au niveau H, et du point 9 au niveau L, (troisième ligne du tableau I) seul le point 5 est validé, avec la résistance $R_2 = R_{2A} + R_{2B}$. La fréquence est alors $f = 1/(C_0 R_2)$.

Avec les niveaux H et H, on valide les points 4 et 5. Le cas est analogue à celui de la ligne 2 du tableau. La fréquence est alors celle obtenue avec C_0 et la résultante parallèle de R_4 et R_3 .

Les effets sont les mêmes pour les signaux des deux sorties 13 et 14. Rien ne s'oppose à prévoir un mélange de ces signaux.

Lorsque l'alimentation est double, les deux signaux sont axés sur la masse (qui est au milieu entre le +6 V et le -6 V) et leur amplitude est $V+2$ c'est-à-dire 3 V.

Si l'alimentation est à une seule source, la tension du point 10, découplée par $0,1 \mu F$ (voir figure 32) est de 0,6 V au-dessus de V_B , tension du point 11.

Les signaux de commande seront alors, à cheval sur la tension du point 10.

Montages pratiques

Montage A

Pour plus de clarté on n'a pas respecté sur les schémas l'ordre de succession des broches (ou points) de branchement sur le boîtier. Le montage de la figure 37 est à une seule alimentation. Les résistances de temporisation R_1 à R_4 sont fixes ainsi que C_0 . Le reste du montage est comme celui de la figure 32.

Prenons par exemple les valeurs suivantes :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$C_0 = 1 \mu F$$

Les points 8 et 9 sont tous deux aux niveaux L, mis à demeure à la masse.

Seule R_3 est activée. La fréquence est,

$$f = \frac{1}{R_3 C_0} = \frac{1}{0,1 \cdot 1} = 10 \text{ Hz}$$

en prenant comme unités : Hz, $M\Omega$ et μF .

La polarisation du point 11 sera entre $V+/2$ et $V+/3$, c'est-à-dire 6 V et 4 V. Cela est obtenu avec un diviseur comme celui de la figure 32, constitué par 5,1 et 3,9 $k\Omega$. Une autre expérience peut être effectuée en appliquant au point 9, un niveau fixe L (par exemple 0 V) et au point 8 une tension rectangulaire, de manière à ce que le point 8 soit

alternativement aux niveaux L et H.

Lorsque le point 8 sera au niveau L, on aura en 8 et 9 les niveaux L et L, donc R_3 sera activée ce qui donnera aux sorties 13 et 14 des signaux de fréquence $f_3 = 1/(R_3 C_0)$.

Lorsque ce point 8, sera au niveau haut, les niveaux en 8 et 9 seront H et L respectivement, ce qui correspond à la validation de R_2 (point 5 du CI).

La fréquence des deux signaux de sortie sera $f_2 = 1/(R_2 C_0)$. Si $R_2 \neq R_3$, les signaux de sortie auront une forme comme celle de la figure 38 (D).

La tension rectangulaire de commande est à la fréquence f_c , beaucoup plus petite que celles des signaux de sortie. Elle est représentée en (E) et comporte deux périodes partielles T_a et T_b dont la somme est T_c et par conséquent $f_c = 1/T_c$.

Pendant la période partielle T_a , le niveau est haut. Le point 9 est au niveau bas en permanence et le point 8 est au niveau haut. De ce fait R_2 est validée et la fréquence des signaux de sortie (on n'a représenté que le signal triangulaire) est, $f_2 = 1/(R_2 C_0)$.

Ensuite la tension de commande du point 8 passe au niveau L. La fréquence du signal de sortie passe à $f_3 = 1/(R_3 C_0)$ car les niveaux sont dans ce cas L L.

Exemple numérique.

Soit $C_0 = 1 \mu F$, on désire que f_3 soit égale à 100 Hz et f_2 soit égale à 200 Hz.

On a dans ces conditions,

$$f_3 = \frac{1}{C_0 R_3}$$

$$f_2 = \frac{1}{C_0 R_2}$$

ou encore avec les unités Hz, μF , $M\Omega$:

$$R_3 = \frac{1}{f_3 C_0} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ M}\Omega$$

$$= 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{f_2 C_0} = \frac{1}{200}$$

$$= 0,005 \text{ M}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

La fréquence du signal de commande peut être par exemple 10 Hz, ce qui donne $f_c = 10$, $T_c = 0,1 \text{ s}$ et si $T_a = T_b$, leur valeur est 0,05 s. Les périodes des signaux de sortie sont alternativement $1/200 = 0,005 \text{ s} = 5 \text{ ms}$ et $1/100 = 0,01 \text{ s} = 1 \text{ ms}$. Des signaux de fréquences plus élevées seront obtenus avec C_0 plus faibles. Pour diminuer les courants passant par R_3 et R_2 on pourra augmenter les valeurs de ces résistances, par exemple 40 $k\Omega$ et 20 $k\Omega$ (donc 4 fois plus que les valeurs calculées plus haut), ce qui conduit à prendre $C_0 = 0,25 \mu F$ pour obtenir les mêmes fréquences.

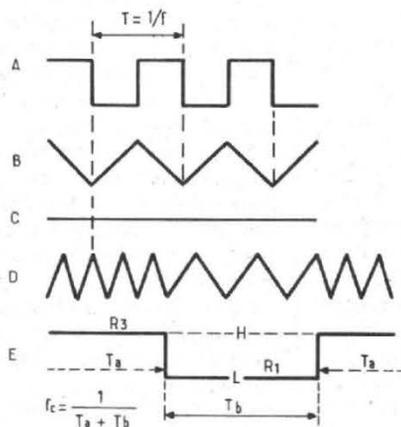


Fig. 38

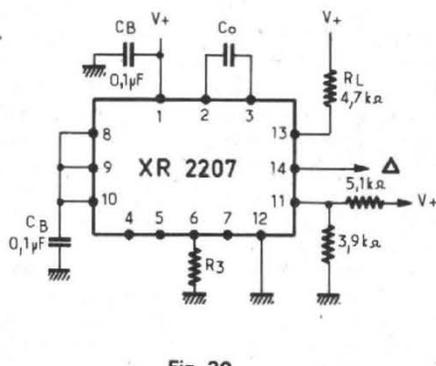


Fig. 39

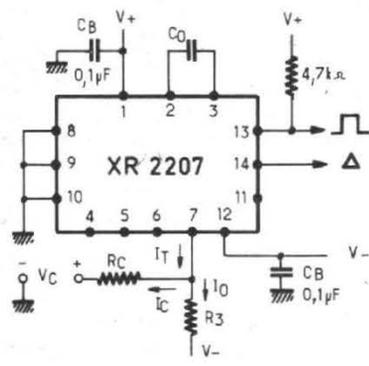


Fig. 40

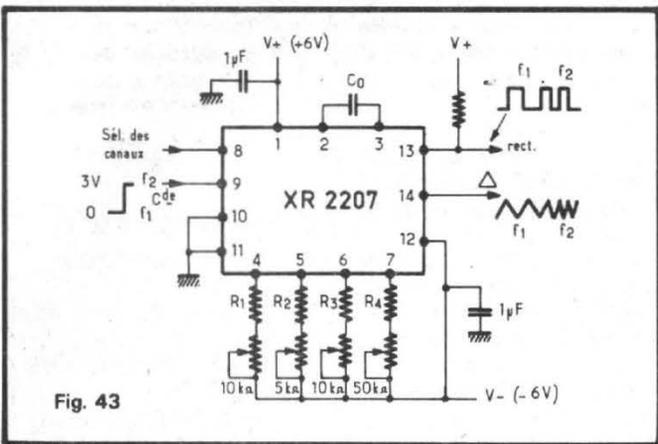


Fig. 43

haut H, et le point 6 est activé lorsque la sortie 13 est au niveau bas, L.

On calculera le rapport cyclique à l'aide de la relation :

$$\text{Rapp. cyclique} = \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

et il est facile de voir qu'il peut varier de 1% à 99%.

En effet, si :

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0,01,$$

on a : $0,99 R_2 = 0,01 R_3$.

ce qui donne

$$R_3 = 99 R_2$$

Si

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0,99$$

on trouve $R_2 = 0,01 R_3$

La fréquence de l'oscillation est :

$$f = \frac{2}{C_0} \left[\frac{1}{R_2 + R_3} \right]$$

On pourra moduler la fréquence f sans modifier le rapport cyclique, c'est-à-dire sans modifier les formes des signaux, en connectant R₂ et R₃ à une tension de commande V_c commune, comme on l'a fait dans le montage de la figure 40.

Générateur FSK à deux canaux (Modem)

Ce montage est représenté à la figure 43.

On définit deux fréquences « mark » et « space » qui sont les fréquences f₁ et f₂ des deux canaux correspondant aux paires de résistances R₁ - R₂ et R₃ - R₄. Ces résistances sont associées à des résistances variables montées en série de 10 kΩ et 50 kΩ reliées à V-, le montage étant à alimentation double 6 V. Le point 8 est utilisé pour la sélection des canaux et le point 9 pour la commande par une tension rectangulaire.

Lorsque le point 8 est au niveau haut (H = 3 V), R₁ et R₂ sont validées. De même lorsque 8 est au niveau bas (L = 0) R₃ et R₄ sont validées.

D'autre part, les niveaux H et L du point 9 déterminent les fréquences haute et basse des canaux sélectionnés.

On donne les valeurs recommandées suivantes : C₀ = 10 nF ;

Pour f₁ = 1 070 Hz et f₂ = 1 270 Hz : R₃ = 91 kΩ, R₄ = 470 kΩ.

Pour f₁ = 2 025 Hz et f₂ = 2 225 Hz : R₃ = 47 kΩ, R₄ = 470 kΩ.

Pour f₁ = 1 200 Hz et f₂ = 2 200 Hz : R₃ = 75 kΩ, R₄ = 91 kΩ

et des valeurs analogues pour R₁ et R₂.

Si l'on se limite à un seul canal, il suffira de connecter le point 8 au V+ ou à la masse. Dans ce cas, les résistances de temporisation non utilisées pourront être enlevées.

En cas d'oscillations parasites à TBF, connecter une résistance de 10 MΩ entre le point 3 et le V+.

DISSIPATEURS RADIATEURS
de forte puissance en alu. Prix incroyables.
10 F le Kg
Autres modèles, prix suivant dimensions.

DES TONNES DE FILS ET CABLES DE TOUTES SORTES !!!



rigoureusement neufs, en simple, blindés, émaillés fins, multiconducteurs (de 2 à 65 fils), en ruban (de 6 à 30 fils) extra-couple pour cordons, COAX normal et faible perte, etc., en couronnes, sur bobines, en tourets de 100 à 500 m.

Fils fins, le m de 0,07 à 0,50 F
Fils ordinaires, le kg 10 F
Fils blindés, le kg 15 F
Multiconduct., le m 1 à 6 F
etc., etc.

TRES GRAND CHOIX DE BANDES MAGNETIQUES

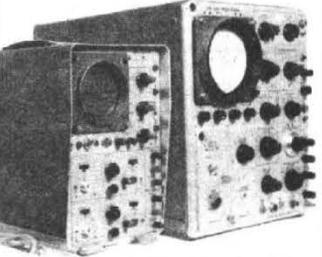
— Pour magnéto du Ø 90 à 270.
Bobines vidéos de **0,80 à 18F**
Pour ordinateur.

Instrumentation ou vidéo, en 1/2 - 1 pouce, de 10 F à 200 F. Neuves ou réemploi.

TRANSFO 110/220 V
10, 25, 35 V
Matériel exceptionnel
50 F.
Non repère : le kg 4 F.
220 - 2 x 8 V - 5 V
20 F et 25 F.

PORTE-FUSIBLES NEUFS
6 A - 3 F
10 A - 5 F

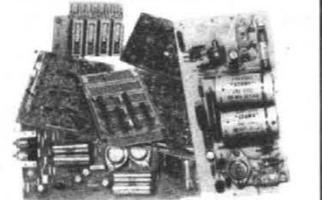
TRES BEAU LOT D'OSCILLOS



Très beau lot d'oscillos Tektronix, Philips, CRC, Ribet, etc. Etat impeccable. En simple et double traces, de 3 à 90 MHz.
Prix de 500 F à 4.000 F.

FICHES DE CONNEXION
Pour tableaux ou appareil de mesure.
Ø 4 - le kg : 70 F.

ET TOUJOURS... NOS CIRCUITS IMPRIMES



Circuits imprimés avec composants divers miniaturisés de très haute technicité et rigoureuses tolérances, comprenant : Diodes, Transistors, Résistances, Condos, Selfs, circuits intégrés, Potentiomètres, Relais Mercure, etc. Chaque lot de 1 kg comprend environ 7 à 800 éléments.
Circuits simples : le kg 10 F.
Circuits spéciaux : prix suivant composition.

ROUES CODEUSES

Enfin, des roues codeuses à la portée de tous (Sélection) neuf montées par groupe de 3, avec boîtier et cache. En décimal. Les 3 : 40 F.
Pièce : 15 F.
(Par quantité, nous consulter)

SUPER AFFAIRE NEUVE
Batteries cadmium-nickel.
1,2 V - 4 A 35 F.
7 A 50 F.
En réemploi : le kg : 50 F.

CII 931800-2D
8606 52-21 14-204-C

Connecteur Souriau neuf 52 broches... 40 F

DERNIERE MINUTE...

TESTEUR/COMPARATEUR

Testeur/comparateur de circuits intégrés ou logiques en coffret plastique - Hewlett-Packard. Valeur : 3.400 F. Notre prix incroyable : 800 F (quantité limitée).

DES MILLIERS DE DIODES...
nouves en bandes d'origine - 1N4154 - 1N4148 etc., à partir de 0,50 F (prix spéciaux par grosse quantité.).

ET ENCORE :
— Contacteurs 7 t. neuf : 5 F, par mille 3 F
— Potar Trimmer 4,7 K - 1 F, par 500 : 0,50 F
— Epoxy simple et double face, le kg : 50 F
— Bakélite, 63 x 43 : 25 F.
— Relais, très nombreux mod. de 5 F à 50 F
— Modem - 600 - 12.000 bandes : 1500 F
— Compresseur à piston à palettes ou turbine de 500 à 800 F.
— Résist. de 1,4 w et + à part. de 0,15 F (Par quantité, nous consulter)

● TOUS NOS PRIX SONT H.T. (taux réduit de 10% en plus)

Ets DELZONGLE 20, RUE DE BELFORT, 94300 VINCENNES

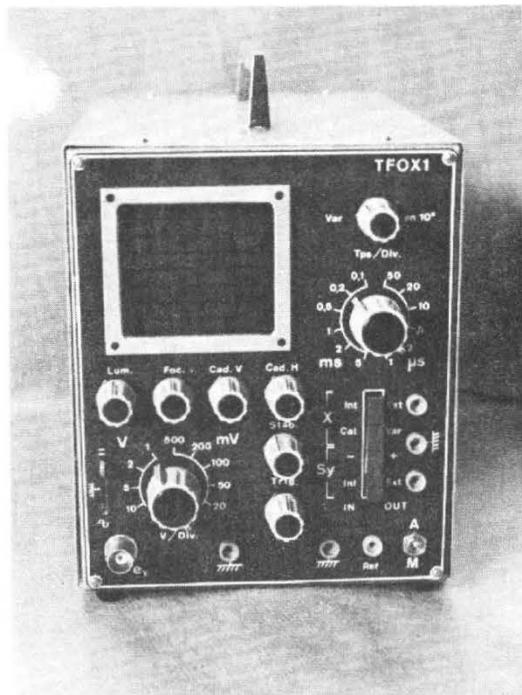
TÉL. : 374.64.01 - 328.77.25

MAGASIN OUVERT DE 8 H 30 A 12 H 30 ET DE 14 H A 18 H DU LUNDI MATIN AU SAMEDI MATIN (FERME LE SAMEDI APRES-MIDI)

PAS DE CATALOGUE, PAS D'EXPEDITION, TOUT NOTRE MATERIEL EST A PRENDRE SUR PLACE

CONSTRUISONS NOS APPAREILS DE MESURE

UN PETIT OSCILLOSCOPE PERFORMANT LE TFOX 1



L'amplificateur vertical (voir fig. 12)

PLUSIEURS considérations nous ont amené au montage utilisé :

- il faut passer le continu, donc utiliser d'un bout à l'autre des liaisons directes.

- La première condition rend le montage très sensible aux dérives thermiques, celles-ci étant amplifiées comme le signal utile. On constate alors un décadage continu de l'oscillogramme, au fur et à mesure des variations de température. Bien sûr, la manœuvre du bouton de cadrage vertical corrige le défaut, mais outre la gêne apportée, une imprécision sur la mesure des

potentiels continus s'ensuit. Pour supprimer cet inconvénient, il est nécessaire de concevoir un amplificateur entièrement symétrique. En effet, dans ce cas, les deux moitiés identiques donnent des dérives égales et de même sens. Or les étages sont commandés en mode « différentiel » (si la tension monte en un point du montage, elle descend au point symétrique), par conséquent, les dérives ne font que décaler dans le même sens les potentiels de Y_1 et Y_2 , ce qui ne provoque aucune déviation du spot.

- L'amplificateur doit avoir une sensibilité et une bande passante suffisantes.

- Pratiquement il fallait que l'amplificateur soit très simple.

Un regard sur la figure 12,

nous fait constater que symétrie et simplicité sont bien réelles.

Mais voyons cela par le début, c'est-à-dire par la borne d'entrée e_y :

Les transistors à effet de champ T_1 et T_2 constituent le premier étage de l'amplificateur différentiel. Le montage est du type « Long Tailed Pair ». Reportons-nous à la figure 13 simplifiée. T_1 est attaqué sur sa grille (ou gate) par le signal à amplifier. Les deux drains sont chargés par des résistances égales allant vers V^+ , ici + 18 V environ. Les deux sources sont reliées et retournent à V^- par une résistance commune, de valeur suffisante pour que l'influence des résistances internes de T_1 et T_2 soit peu importante.

Compte tenu de la symétrie, le courant I traversant R_s se répartit également entre T_1 et T_2 , lorsque les deux gates sont au même potentiel, c'est-à-dire à la masse. On a alors $i_a = i_b = I/2$. Les chutes de tension dans les résistances de charge R_A et R_B sont égales et $V_A = V_B$.

Si le potentiel de e est maintenant légèrement positif, le courant i_a dans R_A augmente, mais la somme I étant pratiquement constante, le courant i_b dans R_B diminue d'autant. La chute de tension dans R_A est plus forte que dans R_B , d'où $V_A < V_B$.

Si le potentiel de e est légèrement négatif, le phénomène inverse se produit et $V_A > V_B$.

Comme prévu, toute variation du potentiel de e détermi-

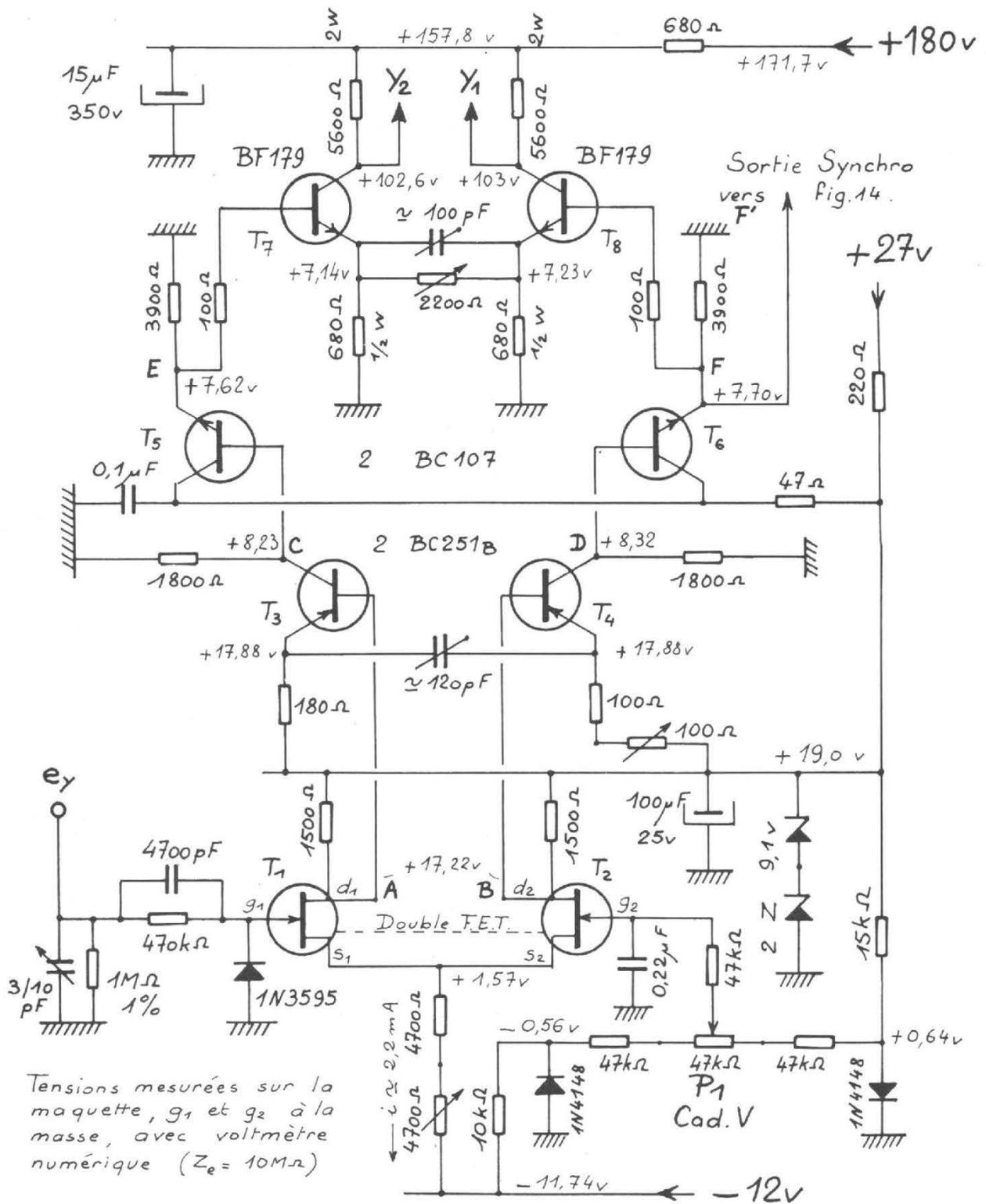


Fig. 12. - Schéma détaillé de l'ampli vertical

mine une amplification différentielle entre A et B.

En réalité, comme on le voit en figure 12, le gate de T_2 n'est pas directement à la masse, mais porté à une tension continue variable, déterminée par P_1 .

Les diodes 1N4148, alimentées en sens passant, l'une par le + 18 V, l'autre par le - 12 V, présentent une ddp de $\pm 0,5$ V environ. P_1 , encadré par les deux résistances de 47 k Ω , prélève sensiblement le 1/3 de cette tension, soit $\pm 0,16$ V environ.

La manœuvre de P_1 produit ainsi un décalage du point de fonctionnement et servira au cadrage du spot sur l'écran, dans le sens vertical. (Cad. V)

Le gate de T est protégé par la cellule 470 k Ω / 4 700 pF contre les surtensions positives et par la diode à faibles pertes 1N3595, contre les négatives. La résistance de 1 M Ω fixe l'impédance d'entrée et le 3/10 pF ajuste la capacité d'entrée du FET.

Pour avoir le meilleur fonctionnement possible du premier étage, il a été fait usage d'un double FET (T_1 et T_2 dans le même boîtier). Dans ces conditions, les dispositifs ont des caractéristiques très voisines, et comme ils sont réalisés sur la même « puce » de sili-

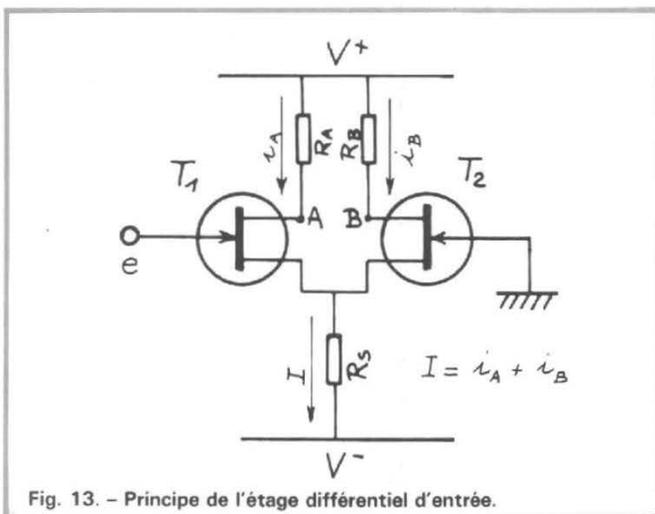


Fig. 13. - Principe de l'étage différentiel d'entrée.

cium, leurs températures sont toujours égales donc aussi leur dérive thermique. Bien sûr, en utilisant des FET séparés, le fonctionnement serait obtenu, mais il serait quasi impossible d'assurer une bonne égalité thermique. (Les « accouplements » mécaniques étant peu efficaces). Par ailleurs, la grande dispersion des caractéristiques existant sur ce genre de composant, entre exemplaires du même type et du même fabricant, oblige à un appareillage par tri. Finalement il est beaucoup plus simple et à peine plus coûteux de choisir la bonne solution : Le double

FET. (BFQ 14, ESM 25, 2N3955, U235...)

Pour un fonctionnement correct des étages suivants, il est capital d'obtenir en A et B des tensions, au repos, très voisines des valeurs indiquées sur le schéma. Pour cela il faut que le courant I soit voisin de 2,2 mA. Pour avoir ce courant avec l'exemplaire de double FET utilisé par le réalisateur, nous avons prévu un ajustage de la résistance R_s , laquelle se compose d'une partie fixe de 4 700 Ω et d'une partie variable de même valeur maximum.

Pour un signal d'entrée de 100 mV crête à crête (mV_{CC})

c'est-à-dire de ± 50 mV, la tension différentielle entre A et B est de $280 mV_{CC}$ sur la maquette, soit un gain de 2,8 pour ce premier étage.

Un tel gain est insuffisant. Il est donc nécessaire de prévoir un second étage amplificateur. Cet étage est constitué de deux PNP, type BC 251 B, T_3 et T_4 . La liaison est directe. Les deux transistors sont montés en émetteur commun. Pour avoir une bonne symétrie, l'un des deux comporte une résistance d'émetteur fixe, l'autre une résistance variable. Il sera ainsi possible, même si, en quelque point du montage, existe une légère dissymétrie, d'obtenir une parfaite égalité des tensions continues de sortie. Le condensateur placé entre les deux émetteurs augmente le gain pour les fréquences élevées. Il est ainsi possible d'élargir la bande passante de ce côté. Pour les 280 mV de tension différentielle entre A et B, nous obtenons $2,4 V_{CC}$ entre C et D, soit un gain de 8,5 environ.

Les potentiels continus des collecteurs sont voisins de + 8,25 V.

Le troisième étage est un double collecteur commun, permettant de prélever les signaux amplifiés sans perturbation, tant sur le plan de

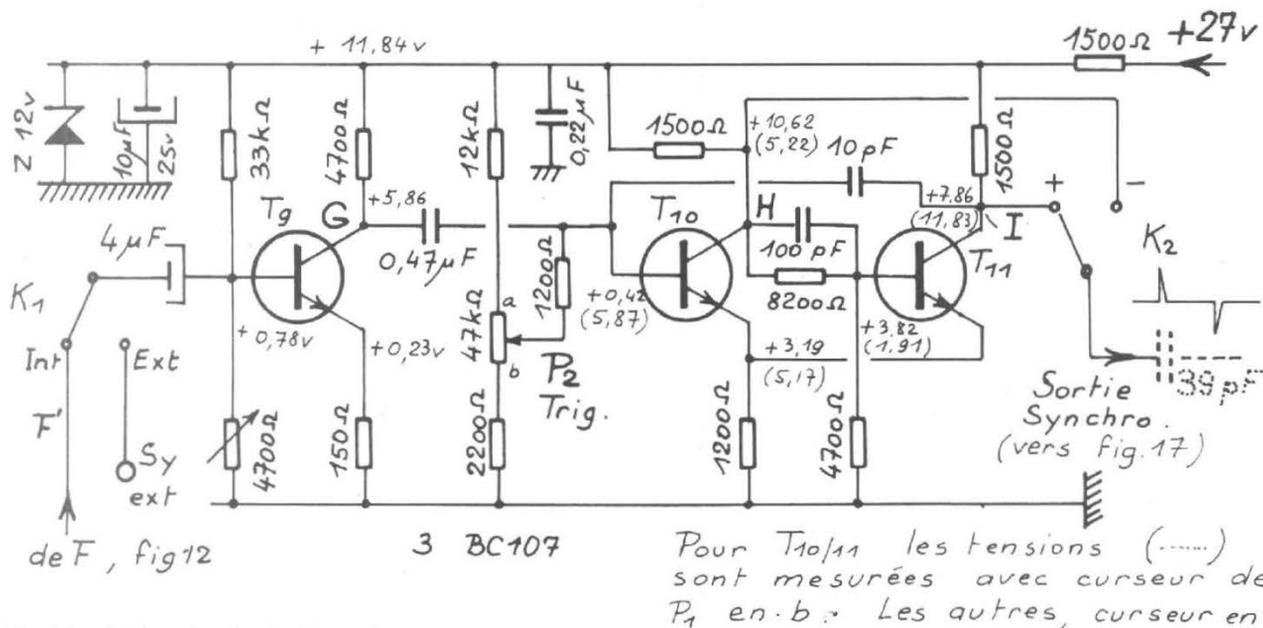


Fig. 14. - Schéma des circuits de synchro.

l'amortissement que sur celui de la capacité parasite. Un tel étage a un gain très voisin de 1. On retrouve donc en E et F les mêmes tensions différentielles qu'en C et D. En continu, on constate une baisse de 0.5 V environ due à la tension base-émetteur, inévitable dans un transistor au silicium.

Nous en arrivons maintenant à l'étage final, équipé de deux BF 179, transistors vidéo-fréquence TV. Montage différentiel classique. La résistance variable entre les émetteurs permet d'ajuster le gain de l'étage, le condensateur favorise les fréquences élevées et doit être ajusté par une forme aussi bonne que possible des signaux rectangulaires de fréquence élevée. (Le réglage se fera avec une rectangulaire à 100 kHz). Les résistances de charge de 5 600 Ω , 2 W, sont alimentées en Haute Tension (HT) + 180 V environ, on obtient ainsi des signaux

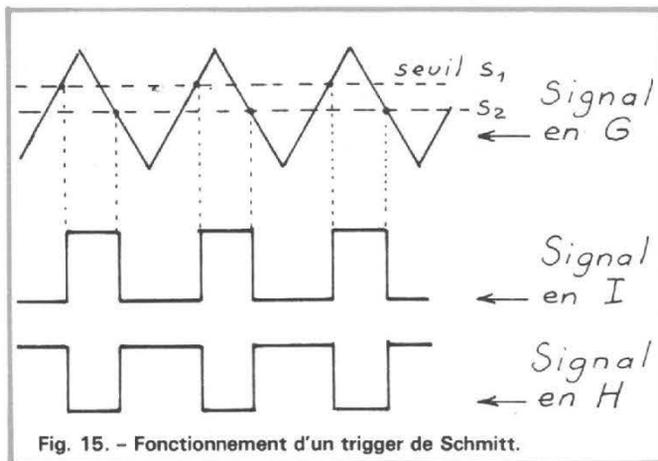


Fig. 15. - Fonctionnement d'un trigger de Schmitt.

d'amplitude suffisante pour un balayage très confortable du tube D 7 201 GH. En fait, la réserve de gain est importante et il est possible d'envisager l'utilisation d'un DG 7/32 moins sensible. Nous en reparlerons.

Avec $V_E = V_F = 7,5$ V environ, la tension en Y_1 et Y_2 se

fixe à + 100 V à peu près. Dans ces conditions de fonctionnement, le balayage vertical total du tube est facilement obtenu avec 100 mV_{CC} en e_y . Nous avons donc fixé à 20 mV/div la sensibilité de notre oscilloscope, sensibilité bien suffisante pour la quasi totalité des cas d'utilisation. Ne

pas oublier en effet, qu'une augmentation de cette sensibilité, augmente beaucoup les difficultés de réalisation et d'emploi. L'oscilloscope se révèle alors, très sensible aux perturbations de tous ordres, ne serait-ce qu'aux inductions parasites du secteur.

Le signal nécessaire à la synchronisation de la base de temps est prélevé au point F. Il présente en effet en ce point, les caractéristiques de phase nécessaires.

La voie horizontale

a) Circuits de synchronisation

Rappelons que la base de temps doit être déclenchée par des impulsions synchrones du signal à observer. Etudions maintenant, comment ces impulsions sont fabriquées. Se reporter à la figure 14.

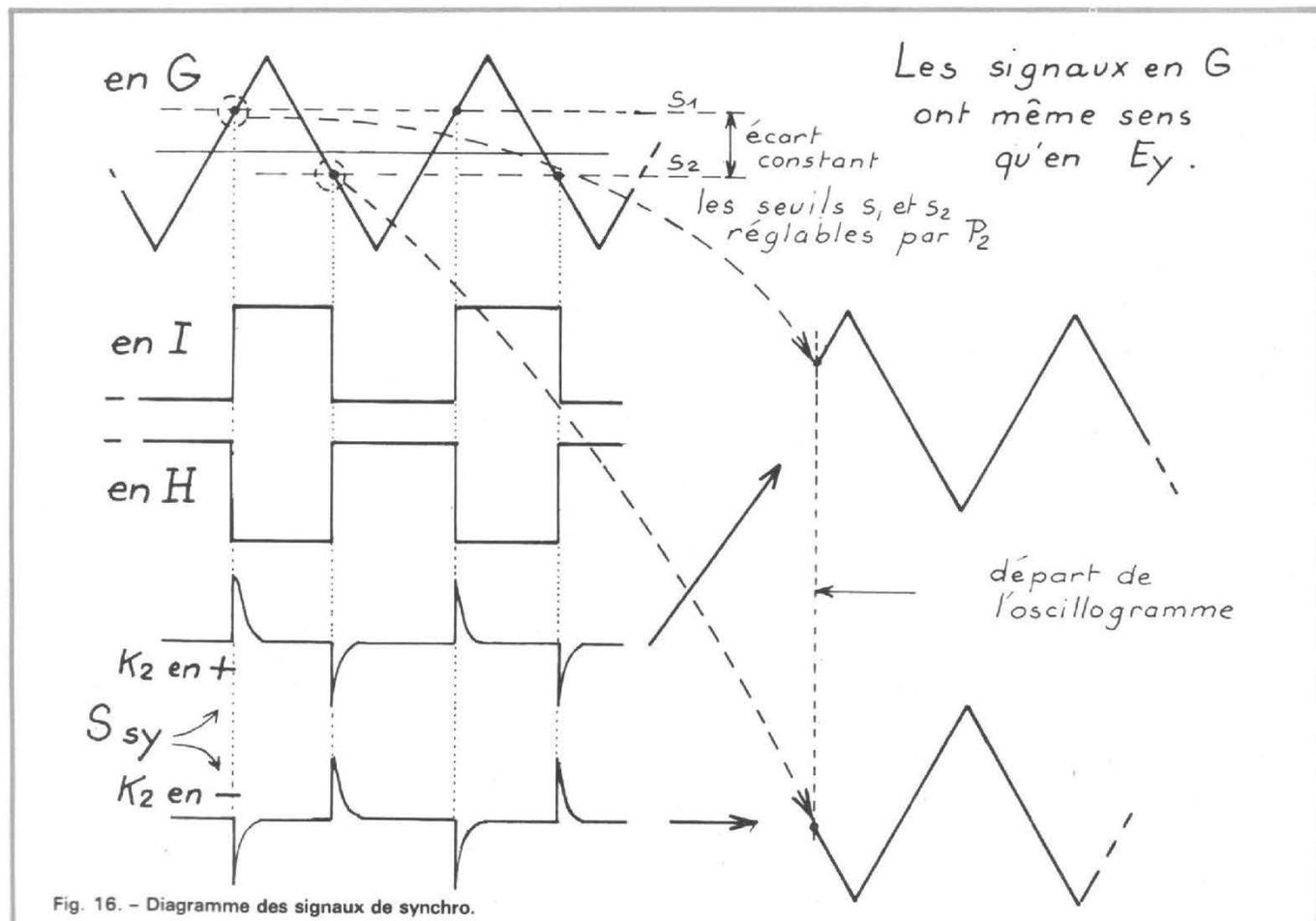


Fig. 16. - Diagramme des signaux de synchro.

valeur (39 pF) provoquant une différentiation très nette des signaux rectangulaires. Comme nous le verrons plus loin, seules les lancées positives seront efficaces et constitueront les impulsions de synchronisation utiles.

b) Le générateur de balayage

Ce générateur doit fournir une dent de scie linéaire dont le début est déclenché par les impulsions positives de synchronisation. La dent de scie doit avoir une vitesse réglable entre 5 ms/div et 1 μ s/div. Son amplitude doit être suffisante pour attaquer l'étage final et assurer un balayage complet du tube.

Le montage retenu est du type « monostable » à couplage par les émetteurs. Issu d'une note d'applications de Brimar, le schéma est assez compliqué et le fonctionnement ne l'est pas moins. (voir fig. 17).

Le monostable est constitué par T_{12} et T_{14} . Le couplage étant assuré, d'une part par l'étage collecteur commun T_{13} , améliorant la réponse aux fréquences élevées et d'autre part, par l'un des condensateurs fixant la constante de temps et sélectionné par K_{5a} .

Au repos T_{12} est bloqué, T_{14} conducteur est alimenté par un générateur de courant constant construit avec T_{15} .

Le potentiomètre P_3 (Stab) fixe la tension de base de T_{12} , dont l'émetteur retourne à un potentiel stabilisé de +10 V. Rappelons que T_{12} ne peut conduire que si sa tension de base est supérieure de 0,5 V

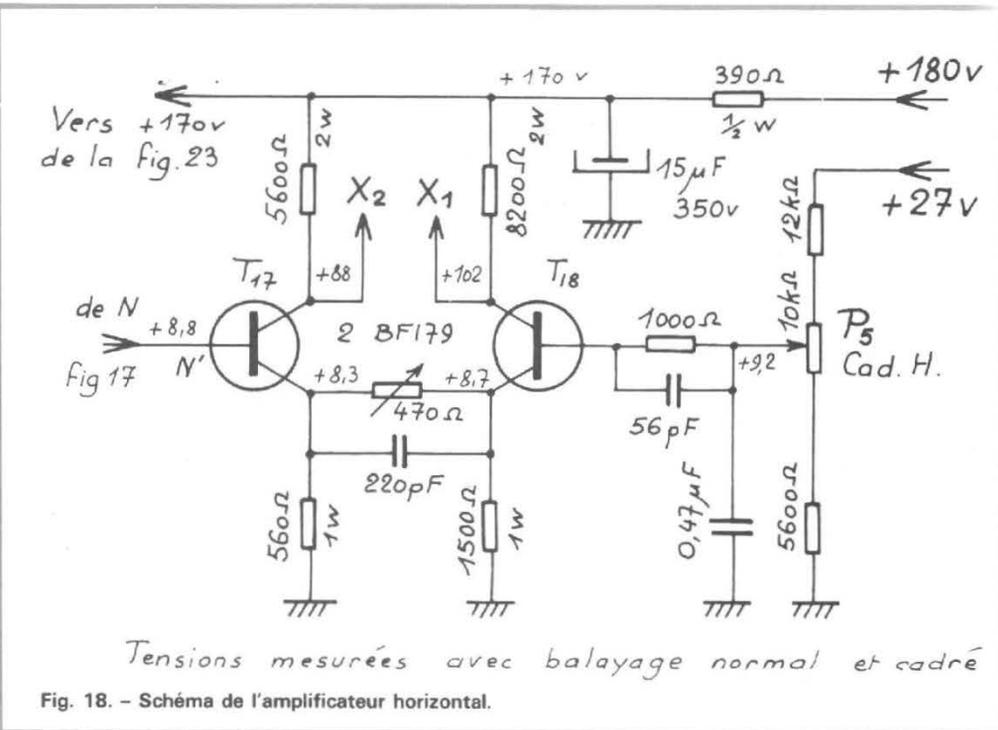


Fig. 18. - Schéma de l'amplificateur horizontal.

environ à celle de son émetteur. En dessous de cette valeur, T_{12} est bloqué de manière permanente et le monostable reste continuellement dans son état stable...

Au-dessus de ce point, T_{12} conduit, ce qui d'une part bloque T_{14} et d'autre part commence la charge de C, à travers la 56 k Ω et le générateur de courant constant. La charge est linéaire. Lorsque cette charge est suffisante, T_{12} se rebloque, ce qui débloquent T_{14} , provoquant la décharge rapide de C... et un nouveau cycle recommence.

Il existe donc un point critique de P_3 en dessous duquel le

générateur est bloqué et au-dessus duquel il oscille de manière permanente, avec une fréquence contrôlée par P_3 .

Plaçons maintenant P_3 légèrement sous le point critique; l'oscillateur est bloqué. Envoyons une impulsion positive, via le 39 pF et d'amplitude suffisante pour assurer pendant un très bref instant la conduction de T_{12} . Alors, un cycle démarre. La charge C, en abaissant le potentiel d'émetteur de T_{12} , le maintient au blocage jusqu'à ce que la charge soit suffisante pour ramener le tout au repos, avec décharge de C. Notre impulsion a donc déclenché un

balayage. Une seconde en déclencherait un deuxième..., etc.

Puisque nous avons réglé P_3 , sous le seuil d'entrée en oscillations libres, on comprend aisément que seules les impulsions positives permettent le déclenchement. Les négatives, au contraire, tendent à bloquer plus énergiquement encore le montage.

D'autre part, lorsque la durée du balayage est longue par rapport à la période du signal observé, il apparaît plusieurs impulsions positives pendant ce balayage. Comme T_{12} est alors conducteur, ces impulsions ne peuvent que renforcer

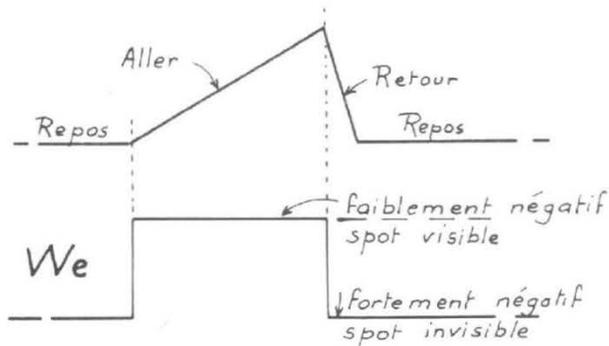


Fig. 19. - Signaux sur le wehnel.

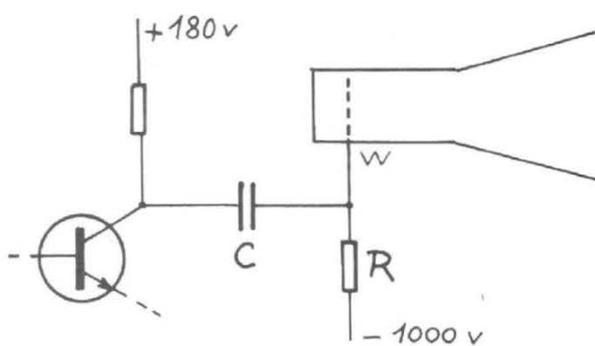


Fig. 20. - Liaison possible type RC.

cette conduction et s'avèrent ainsi parfaitement inefficaces.

Le balayage terminé, le spot revenu au repos, c'est la première impulsion positive qui suivra, qui provoquera le départ du balayage suivant.

La vitesse de charge, donc la vitesse du balayage, est déterminée par la valeur de C et par la valeur du courant constant de charge. Les 12 gammes prévues sont obtenues en jouant sur ces deux paramètres. Par K_5 , avec 3 valeurs de courant et 4 valeurs de C, on obtient les 12 vitesses.

Comme on le constate sur le schéma, les valeurs de C vont de 10 en 10. Elles nous permettent d'obtenir les vitesses de base : $1 \mu\text{s/div}$, $10 \mu\text{s/div}$, $0,1 \text{ ms/div}$ et 1 ms/div . (que nous appellerons « 10^x »)

L'écart entre ces valeurs étant ainsi trop grand, deux vitesses intermédiaires sont prévues : « x 2 et x 5 », soit, par exemple, à partir de 1 ms/div : 2 ms/div et 5 ms/div .

Observons le générateur de courant constant T_{15} , pour comprendre ce résultat. Constatons d'abord que, à chaque valeur de C est associée une résistance ajustable du pont de base. Il est ainsi possible de compenser exactement les écarts de vitesse dus à la tolérance sur les valeurs réelles de C : on obtient parfaitement les rapports de 10. La valeur de la tension de base est de +3 V environ. On sait que l'émetteur d'un transistor suit la base à 0,5 V près, dans le cas d'un silicium. La tension d'émetteur de T_{15} se stabilise donc au voisinage de +2,5 V.

Il suffit maintenant de modifier la valeur de la résistance d'émetteur pour obtenir le courant constant désiré :

$$I = \frac{V_e}{R_e}$$

V_e étant constant, R_e fixée, le courant I sera constant.

R_e a pour valeur $1\,000 \Omega$ en gammes 10^x . Pour « x 2 », il faut un courant 2 fois plus faible, donc R_e de l'ordre de $2\,000 \Omega$. Pour « x 5 », la valeur de R_e sera sensiblement de $5\,000 \Omega$. Ces résistances sont ajustables pour un étalonnage précis.

Pour certaines applications

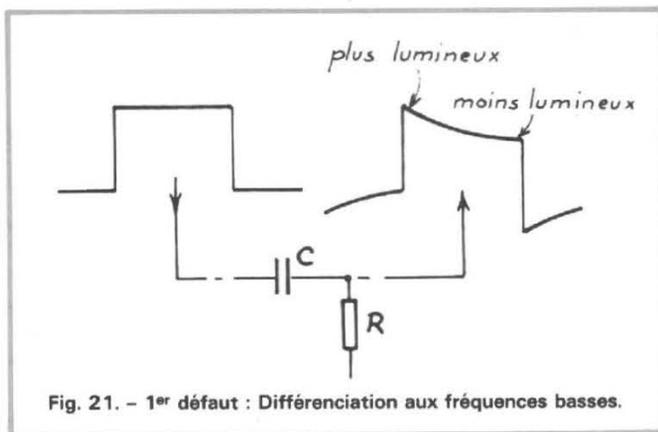


Fig. 21. - 1^{er} défaut : Différenciation aux fréquences basses.

particulières, il est utile d'avoir des vitesses différentes des 12 valeurs calibrées. Dans ce but, en position 10^x , en plaçant K_3 sur « Var », un potentiomètre P_4 (Var) de $4\,700 \Omega$ s'insère, en série avec la $1\,000 \Omega$. Bien entendu, dans cette situation le calibrage des temps n'est plus valable sur toutes les positions 10^x .

A la vitesse minimum de 5 ms/div , avec les 8 divisions horizontales du graticule nous balayons en 40 ms , ce qui cor-

respond à un signal de fréquence 25 Hz , observé avec une période entière. C'est bien suffisant en pratique, d'autant que, en dessous de ces valeurs, l'observation est affligée d'un scintillement très désagréable, provoqué à la fois par le manque de rémanence de l'écran et par celui de l'œil.

La dent de scie nécessaire au balayage est prélevée sur l'émetteur de T_{14} par un étage T_{16} , en collecteur commun. Un petit potentiomètre ajustable

en règle l'amplitude ; le niveau haut étant calé sur +10 V environ par la liaison à diode et le pont de polarisation de l'étage final. Le contacteur K_4 assure la liaison, mais permet d'autre part, d'assurer la déviation horizontale, par un signal extérieur appliqué à la borne « X_{ext} ». Dans ce cas, la liaison est capacitive, l'amplitude n'est pas dosable dans l'oscilloscope.

c) L'amplificateur horizontal (voir fig. 18)

Son schéma très simple ressemble à celui du montage vertical. C'est un ampli différentiel à BF 179, à couplage par les émetteurs. Gain général ajustable par la résistance et correction aux fréquences élevées par le condensateur.

T_{17} est attaqué par le signal issu de K_4 , c'est-à-dire généralement la dent de scie et parfois le signal extérieur. T_{18} est contrôlé par la tension de cadrage horizontal, obtenue par P_5 (Cad. H).

Les tensions mesurées et

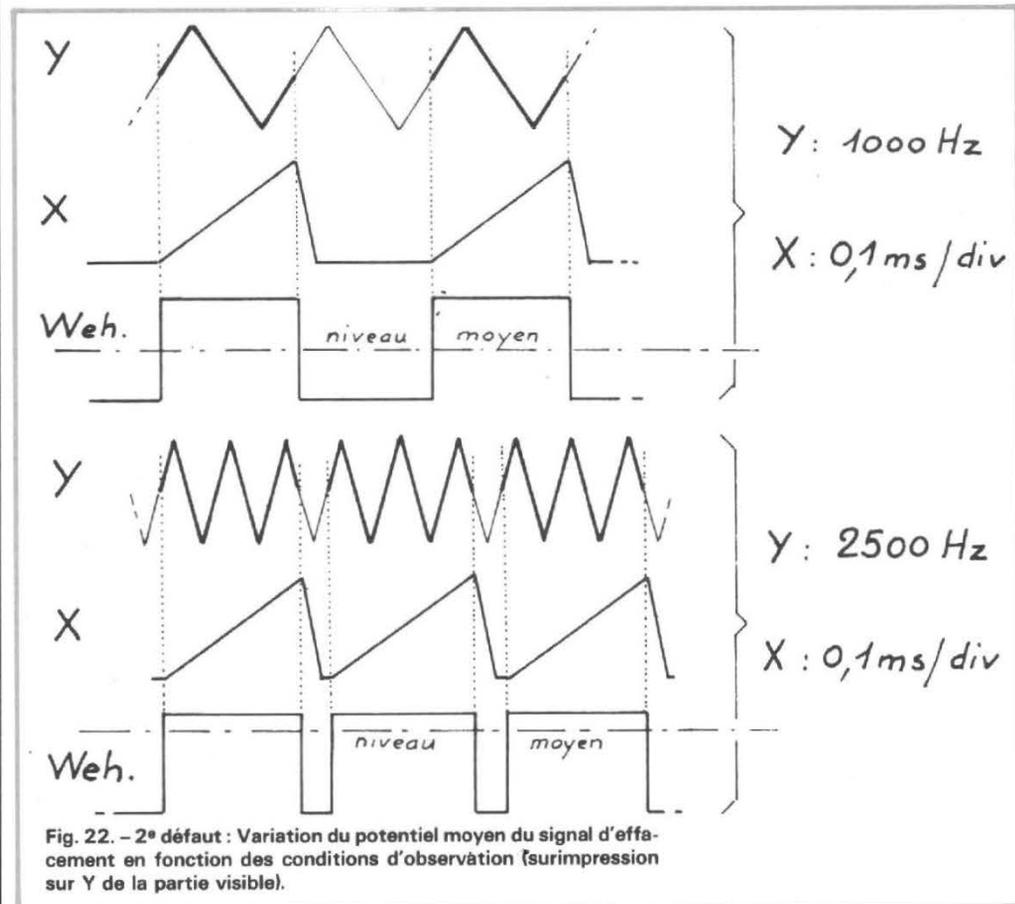


Fig. 22. - 2^e défaut : Variation du potentiel moyen du signal d'effacement en fonction des conditions d'observation (surimpression sur Y de la partie visible).

que le rapport cyclique du signal d'effacement est très modifié, donc son niveau moyen.

Si la liaison se fait par condensateur, le signal se centre sur son niveau moyen et on a la surprise de constater que, au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence de Y, la luminosité diminue régulièrement. C'est très gênant !!

Nous avons cependant constaté, à notre étonnement, que malgré ces deux défauts, de nombreux oscilloscopes commerciaux, utilisaient la liaison par condensateur !

Ici, nous les avons jugé prohibitifs et de ce fait avons fait appel à un système beaucoup plus élaboré (voir fig. 23).

La cathode du tube est portée à un potentiel réglable à -900 V environ, par une chaîne de zeners : 4 zeners de 200 V et 1 de 100 V. Le wehnelt est porté à -1000 V environ, par une chaîne similaire comprenant 5 zeners de 200 V. Si l'on suppose le point Q à la masse, le wehnelt est fortement négatif et le tube bloqué.

Mais, en réalité, le point Q n'est pas à la masse mais retourne par la résistance de 3300 Ω au point R dont la tension peut varier de 0 à +100 V, grâce au montage régulateur T₂₁. Si V_R = 0V, (curseur de P₆ à la masse) le tube est bloqué comme ci-dessus. Si V_R devient positif, (en tournant le curseur de P₆ vers la droite) V_Q devient aussi positif, ce qui décale vers le positif tous les potentiels de la chaîne de zeners du wehnelt et par là même, rend ce dernier moins négatif donc débloque le tube. P₆ (lum) contrôle donc le blocage du tube et agit comme commande de la luminosité.

Par ailleurs, le potentiel de Q est également contrôlé, en tout ou rien, par le transistor T₂₀. Si ce transistor est conducteur, Q est porté à un potentiel voisin de celui de la masse (de l'ordre de +8V) ce qui bloque le tube, quelle que soit la tension en R. Par contre, si T₂₀ est bloqué, le tube s'allume comme nous l'avons expliqué ci-dessus, en fonction de la position de P₆.

Le transistor T₂₀ est commandé par le créneau rectangulaire, synchrone de l'aller du

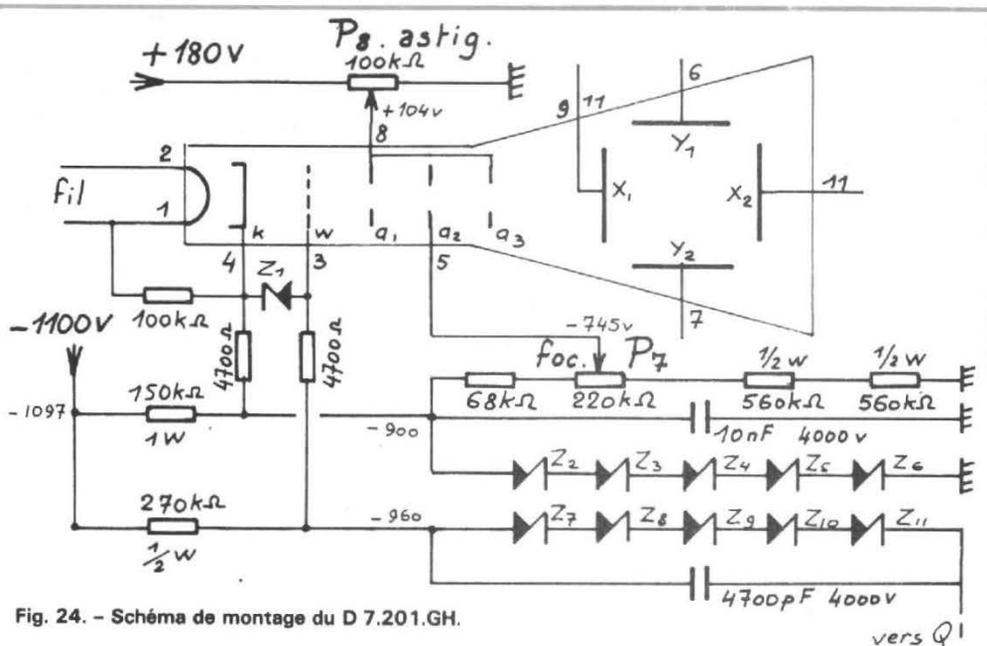


Fig. 24. - Schéma de montage du D 7.201.GH.

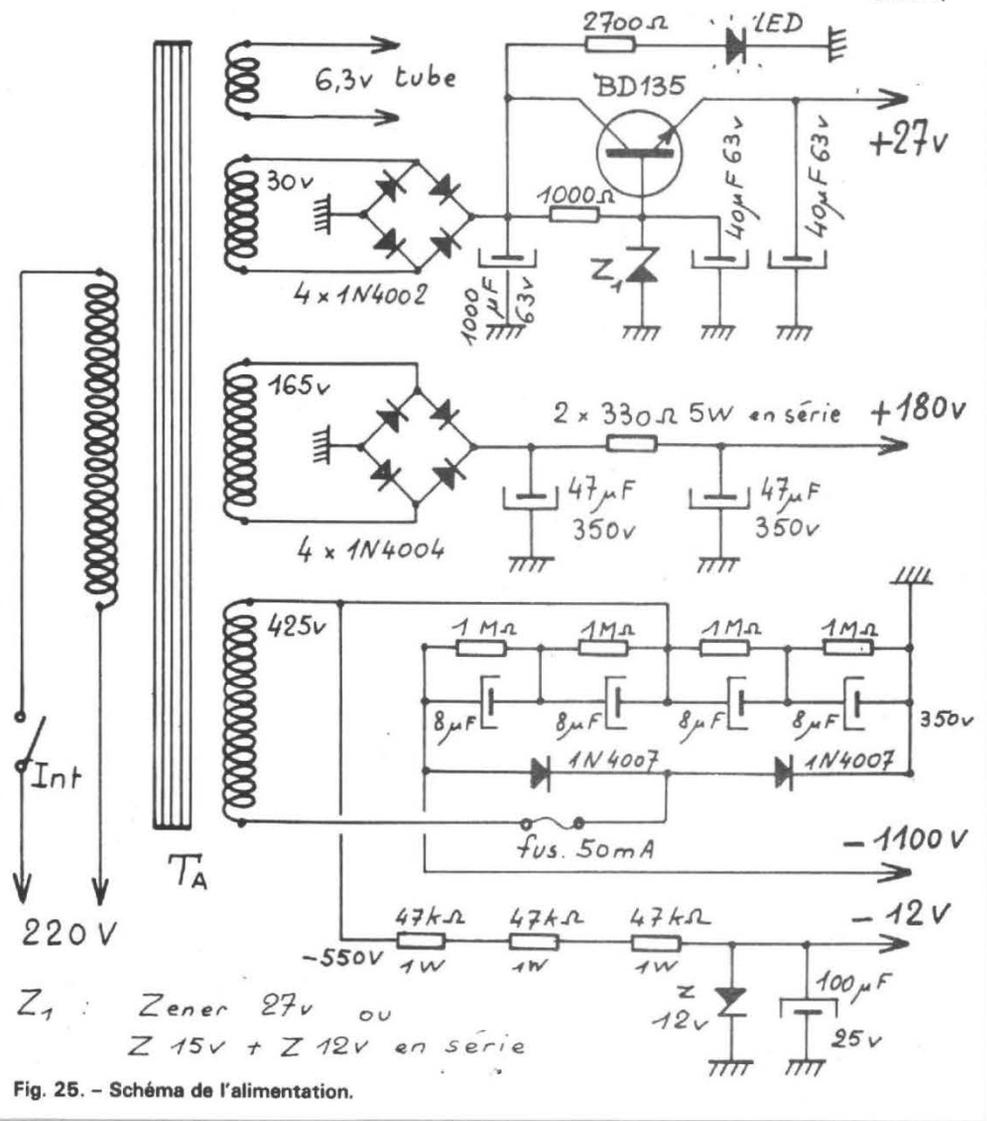
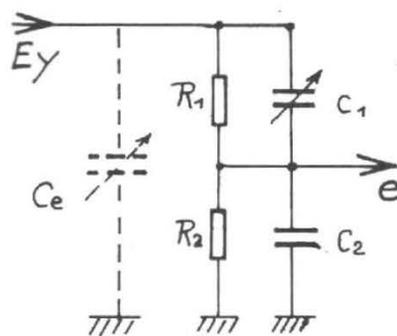


Fig. 25. - Schéma de l'alimentation.



$$\text{Atténuation : } \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2$$

$$R_1 + R_2 = 1M\Omega$$

Fig. 26. - Cellule élémentaire de l'atténuateur des Y.

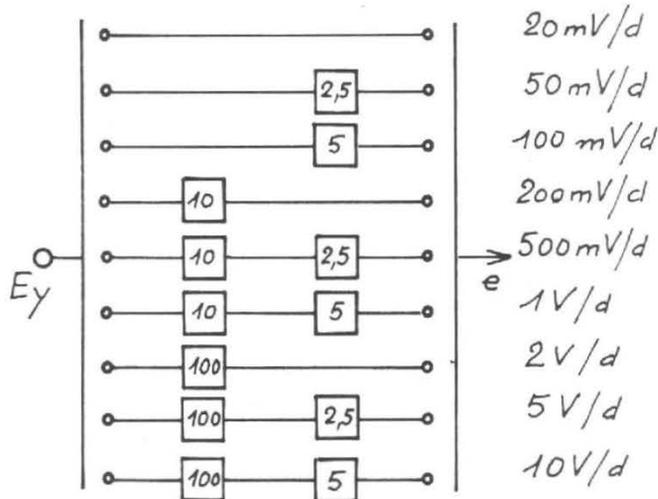


Fig. 27. - Obtention des diverses sensibilités.

balayage, de sens négatif, prélevé au point K du générateur de dents de scie. Ce créneau est injecté sur la base : on le retrouve amplifié et inversé, donc de sens correct, sur le collecteur. Pour améliorer la qualité du blocage et surtout sa rapidité, un transistor T_{19} est ajouté. Ce transistor est commandé par le signal de sortie du générateur de balayage (point L). Il contrôle la tension d'émetteur de T_{20} . Les cellules RC intercalées dans les liaisons K/K' et L/L' sont destinées à un bon effacement aux fréquences hautes. Le transistor T_{20} fonctionnant en tout ou rien, sera le seul BF 179 de l'ensemble à ne pas nécessiter de radiateur. Tous les autres chauffent copieusement et doivent en être pourvus. Pas de crainte à avoir cependant, ils sont prévus pour cela !

La protection du tube cathodique est assurée par une zener Z_1 de 100 V, connectée entre wehnelt et cathode :

- dans le sens passant, elle empêche le wehnelt de devenir positif par rapport à cette cathode, ce qui risque d'être fatal ;
- dans le sens contraire, (sens zener) elle empêche le wehnelt de devenir trop fortement négatif, ce qui pourrait entraîner un claquage.

Les résistances de 4 700 Ω limitent le courant dans les deux cas. Il faut en effet prévenir une panne des circuits de

stabilisation des deux électrodes, ne serait-ce qu'une simple coupure de l'une des résistances alimentant les chaînes de zeners. Le condensateur de 4 700 pF améliore la transmission des fronts rapides des signaux d'effacement.

En cas de balayage externe, les signaux du générateur interne n'existent plus. Il faut alors bloquer T_{20} de manière permanente. Cela se fait très facilement en reliant la base de ce transistor à la masse par un contact du commutateur K_4 assurant déjà le passage X_{int}/X_{ext} .

Circuits complémentaires du tube cathodique

La figure 24 reprend le schéma complet de montage du D7 201 GH. On y retrouve les deux chaînes de zeners de wehnelt et de cathode. Remarquons cependant que la chaîne cathode assure aussi, par un pont diviseur, l'alimentation de l'anode a_2 de concentration. Le potentiomètre P_7 règle donc la netteté de l'oscillogramme. (Foc). Pour obtenir la meilleure qualité possible de la concentration, il est conseillé de porter les électrodes a_1, a_3, s à un potentiel ajustable, le niveau étant voisin de celui des plaques de déviation, soit

+ 100 V. Ce réglage, dit d'astigmatisme, permet d'avoir des verticales et des horizontales nettes en même temps, pour un même réglage de P_7 . C'est donc P_8 qui est dévolu à cet usage. Comme ce réglage se fait en principe une fois pour toute (ou du moins, se retouche rarement), il est accessible seulement à l'arrière de l'appareil.

La 100 k Ω entre filament et cathode empêche celui-ci, alimenté en 6,3 V alternatif d'être « flottant » et limite le danger de claquage entre ces électrodes. Rappelons enfin que le tube est protégé de tout rayonnement magnétique par un blindage mumétal type MS33.

N.B. Nous n'avons pas prévu de dispositif de rotation de trace. En effet dans un tube rectangulaire, ce dispositif est souvent nécessaire, puisqu'il est quasi impossible de rendre la trace horizontale par rotation mécanique du tube. Dans notre maquette, un tel dispositif s'est avéré inutile. Nous signalons cependant que le fabricant du tube fournit, sur demande, la bobine nécessaire

Alimentation générale

Cette alimentation est du type secteur 220 V. Le transformateur T_A fournit toutes les

tensions nécessaires. Pour réduire tous problèmes de rayonnement magnétique, le transfo est réalisé sur des circuits à très faible perte, en double C, distribués par Isolectra.

- Le chauffage du tube requiert un enroulement 6,3 V très bien isolé.
- Le + 27 V est obtenu par redressement en pont du 30 V alternatifs. La tension continue, filtrée est stabilisée à + 27 V environ par zener et transistor.
- Le + 180 V est obtenu de même par redressement en pont d'une tension alternative de 165 V. Par contre, le filtrage est simplement du type RC.
- La THT de - 1100 V est obtenu à l'aide d'un doubleur de Latour, alimenté par une tension alternative de 425 V. Ce montage a le double avantage de ne nécessiter que des condensateurs à isolement moitié de la tension finale et de pouvoir fournir la moitié de cette tension finale. Ici les condensateurs sont de petits électro-chimiques 8 μ F, 350 V, très courants. On remarquera les résistances de 1 M Ω d'équilibrage, les condensateurs étant en série.
- Le - 12 V, nécessaire au double FET est obtenu très simplement, à partir de la 1/2 THT. Trois 47 k Ω , 1 W alimentant une zener 12 V de stabilisation.

L'atténuateur d'entrée verticale

En entrée e directe, le TFOX 1 accepte des signaux allant de 10 mVcc (1/2 div) à 120 mVcc (6 div). Comme en pratique, les signaux à observer peuvent atteindre plusieurs dizaines de volts, il est indispensable de prévoir un atténuateur les ramenant dans la fourchette des valeurs ci-dessus. Bien entendu, cet atténuateur doit répondre à 2 impératifs :

- être calibré en amplitude.
- respecter scrupuleusement la forme des signaux.

Le schéma de base est très connu : voir figure 26.

Il s'agit d'un pont diviseur à résistances. La tension en e, pour le continu et les fréquences basses est

$$V_e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ey}$$

Toutefois pour les fréquences élevées, le fonctionnement est perturbé par les capacités parasites difficilement maîtrisables. La solution consiste alors à ajouter volontairement

les condensateurs C_1 et C_2 en respectant la relation :

$R_1 C_1 = R_2 C_2$. Dans ces conditions, l'atténuateur est dit plate à toutes les fréquences. Pour que la relation soit vérifiée pratiquement, C_2 est fixe et C_1 est ajustable. Le réglage se fait en passant un signal rectangulaire dont la forme doit être respectée.

Dans un oscilloscope sérieux, il est bon de conserver une impédance d'entrée constante, quel que soit le rapport d'atténuation. Il faudra donc avoir toujours $R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ puisque nous avons retenu cette valeur classique. De plus, il est souhaitable d'avoir une capacité d'entrée également constante. Pour cela nous ajouterons, par cellule, un ajustable C_e , nous amenant à 30 pF environ pour tous les pas.

L'atténuateur est prévu à 9 positions : 20, 50, 100, 200, 500 mV/div, 1, 2, 5 et 10 V/div. Il faudrait donc, en principe 8 cellules conformes à la figure 26. Pratiquement nous n'en utiliserons que 4, en les montant en cascade de 2,

pour certaines atténuations. Voir la figure 27. Il faudra ainsi :

- 1 cellule atténuant de 2,5 fois
- 1 cellule atténuant de 5 fois
- 1 cellule atténuant de 10 fois
- 1 cellule atténuant de 100 fois.

Pour ces mises en cascade, il est indispensable d'avoir l'impédance constante. Attention, dans le calcul des résistances, il ne faut pas oublier que l'impédance de la cellule suivante (soit 1 M Ω) vient en parallèle sur la résistance r_2 pour constituer la résistance R_2 réelle (voir fig. 29).

Ainsi pour trouver les valeurs de la cellule « 2,5 », il faut résoudre le système d'équations suivant :

$$R_1 + R_2 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 2,5$$

$$\text{avec } R_2 = \frac{r_2 \times 1 \text{ M}\Omega}{r_2 + 1 \text{ M}\Omega}$$

On trouve $R_2 = 400 \text{ k}\Omega$
soit $r_2 \approx 666 \text{ k}\Omega$
et $R_1 = 600 \text{ k}\Omega$

Il faut prendre les valeurs à 1 % les plus proches, dans la série E96 normalisée :

$$R_1 = 604 \text{ k}\Omega$$

$$\text{et } r_2 = 665 \text{ k}\Omega$$

Approximation bien suffisante puisque le TFOX 1 ne peut pas prétendre à une précision meilleure que 3 à 5 %.

Le schéma complet de l'atténuateur est donné en figure 28. Quatre galettes réalisent les commutations nécessaires. Un petit commutateur K_7 à trois positions permet, soit une liaison directe, avec passage du continu, soit une liaison à travers un condensateur, coupant la liaison continue, soit enfin une position mettant l'entrée de l'oscilloscope à la masse, sans y mettre le signal. Cette position est très utile pratiquement, car elle permet de fixer très rapidement le niveau OV des oscillogrammes.

Lors de la réalisation pratique, de manière tout à fait imprévue, l'atténuateur nous a causé de gros soucis. Nous avions utilisé des galettes de contacteur en bakélite découpée. Or, dans ces conditions, l'atténuateur s'est avéré

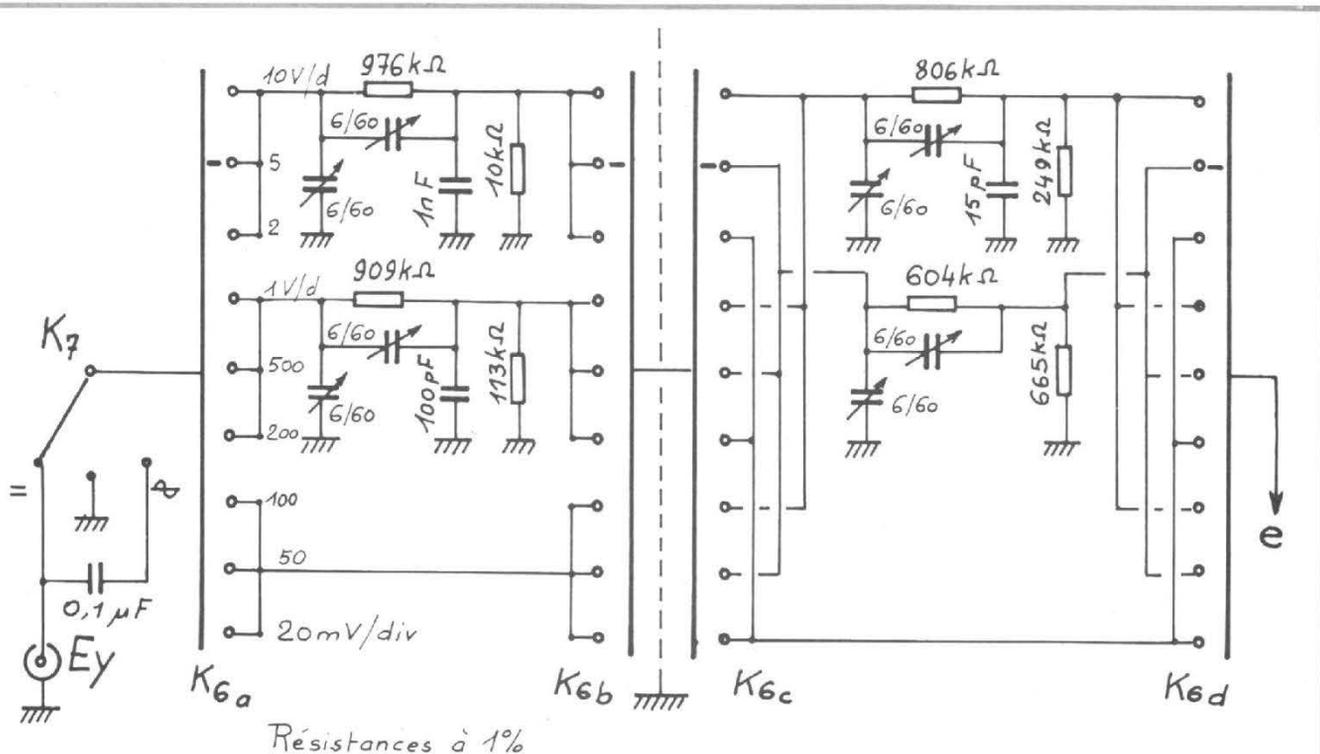


Fig. 28. - Schéma de l'atténuateur vertical.

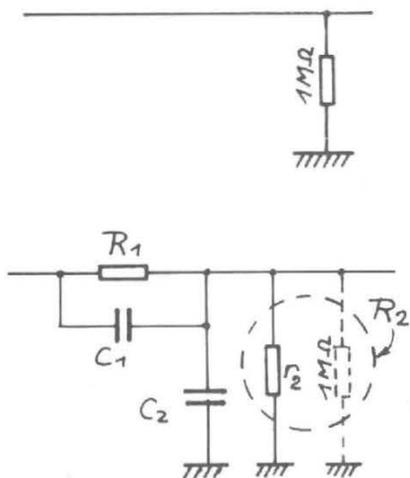


Fig. 29. - Calcul des résistances.

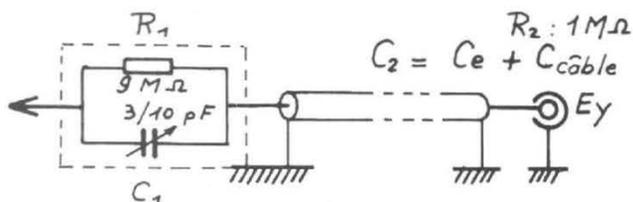


Fig. 30. - Sonde atténuatrice rapport 10. $Z = 10 M\Omega$.

impossible à corriger. Il faut absolument prendre un contacteur monté sur un matériau à faibles pertes. C'est malheureusement plus cher !

Par ailleurs, il est absolument indispensable d'éviter tout couplage entre l'entrée de l'atténuateur et la sortie, sinon, encore une fois, la correction est impossible sur les dernières positions. Il faut donc prévoir un blindage efficace au centre du commutateur. Il faut aussi éviter tout couplage entre K_7 et E_Y .

Sonde atténuatrice

C'est un accessoire fort utile ayant pour but :

- l'observation de signaux à forte amplitude, jusque 100V/div.
- l'augmentation de l'impédance d'entrée, avec réduction de la capacité.

Le schéma est donné en figure 30. Le rapport d'atténuation choisi est de 10. L'impédance d'entrée passe ainsi à $10 M\Omega$ et la capacité d'entrée à 7 pF environ. Il s'agit toujours du montage de la figure 26, avec la cellule $R_1 C_1$ montée en bout de câble blindé, dans un petit boîtier métallique. La cellule $R_2 C_2$ est constituée par la résistance d'entrée de l'oscillo et par la capacité d'entrée augmentée

de la capacité parasite du câble de liaison.

Cette disposition pratique permet le prélèvement des signaux avec un minimum de perturbation dans le montage sur lequel on travaille.

Bien sûr, la sonde doit être corrigée, comme tout atténuateur compensé. C'est d'ailleurs à cette occasion que l'on comprend l'intérêt d'avoir en E_Y , une impédance et une capacité constantes : sans cela il faudrait faire varier R_1 et C_1 à chaque changement de position de K_6 , situation parfaitement intolérable !

Si nous parlons déjà de cette sonde, c'est qu'elle sera pour nous l'accessoire indispensable au réglage final de l'atténuateur : c'est grâce à elle que nous parviendrons à obtenir la capacité d'entrée constante.

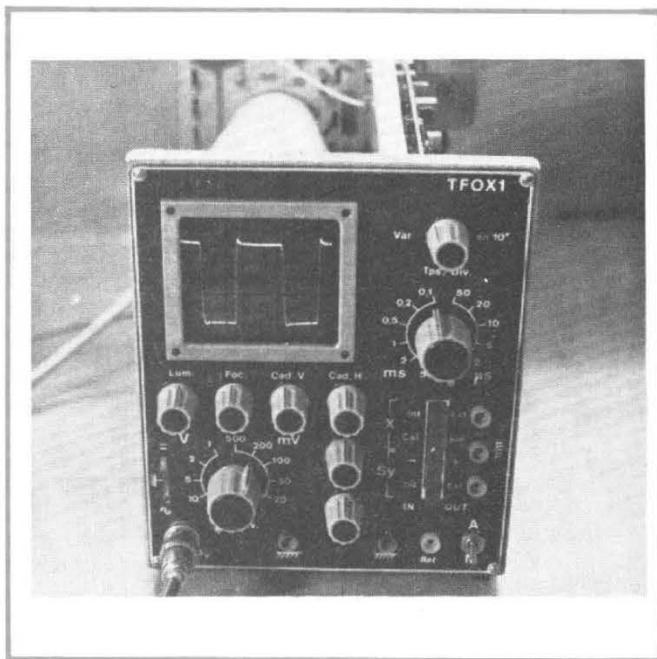
Voilà terminée la première partie de notre description du TFOX 1. Nous entamerons la seconde partie, la description pratique détaillée, dans les numéros suivants. Puis viendra l'étude de la mise au point et celle de l'utilisation, avec description de quelques accessoires nécessaires ou utiles.

Bien entendu, nous nous

attendons à recevoir du courrier concernant ce nouveau montage et nous en serons heureux. N'hésitez pas à nous écrire pour tout renseignement complémentaire, ou pour nous signaler les inévitables erreurs. (Ne pas oublier l'enveloppe timbrée, self-adressée). Cependant nous tenons à vous indiquer que si vous possédez le tube cathodique XYZ..., nous ne vous dirons pas s'il peut remplacer le D7 201 GH, car nous ne donnons jamais d'indications de ce genre que nous n'ayons essayées pratiquement. Nous avons passé beaucoup de temps pour mettre au point la maquette du TFOX 1, après un certain choix des composants. On peut discuter ce choix... mais il est fait ! Il vous reste d'ailleurs la possibilité enrichissante de tout repenser et de faire mieux !

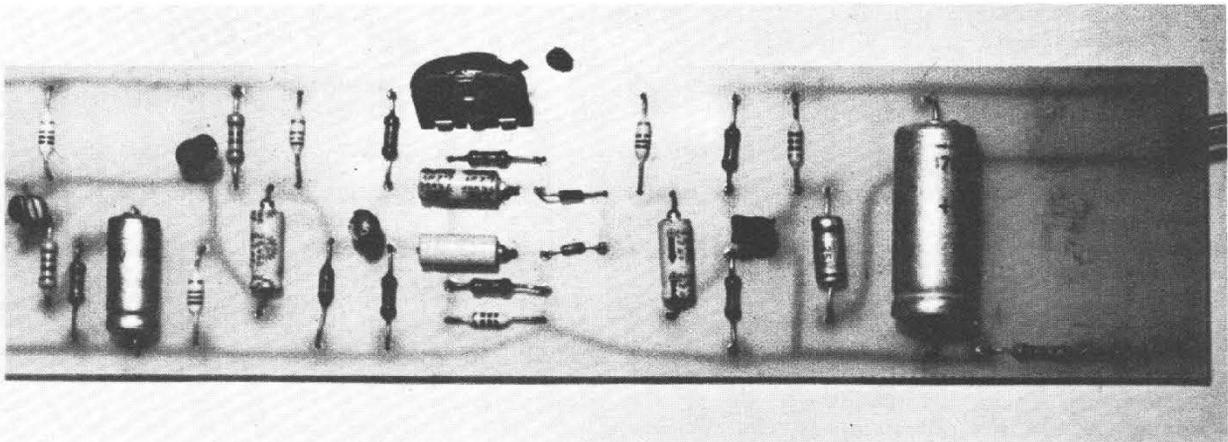
Pourtant, en fin d'article, nous donnerons les renseignements nécessaires à l'utilisation du très classique et un peu moins cher DG7/32. Ces modifications sont minimes et la réalisation pratiquement identique, à quelques découpes près.

En attendant, après une étude sérieuse des explications théoriques, préparez donc de l'alu 10/10 pour le coffret et de l'époxy 15/10 pour les circuits imprimés !



F. THOBOIS

RÉALISEZ



UN TRUQUEUR DE VOIX

NOUS vous proposons ici un appareil gadget spécialement conçu pour les groupes musicaux ou pour les amateurs avides d'effets spéciaux.

Notre réalisation permet en effet de transformer le timbre de la voix tout en conservant sa compréhension. L'effet obtenu est à rapprocher de l'effet « duck ». Dans notre appareil la transposition n'est cependant pas aléatoire. Nous translaterons le timbre de la voix à l'octave supérieure.

Nous voyons que cette transposition est pratique pour un chanteur par exemple, car sa voix, bien que déformée, et plus aiguë que la normale, restera dans le ton choisi et ne sonnera donc pas faux.

L'appareil pourra également être employé sur une guitare

électrique ou sur tout autre instrument électronique, mais alors la distorsion de timbre apportée par le système est loin d'être négligeable. Cette propriété, utilisée à bon escient, peut pourtant devenir intéressante et permet de créer des sonorités tout à fait nouvelles et synthétiques.

Pour notre part, nous avons effectué des essais très concluants sur le micro d'appel d'une régie de discothèque. La voix ainsi obtenue était artificielle et de l'effet le plus inattendu ; pour cela la présentateur parlait sur un ton très posé en détachant bien chaque syllabe et de façon monocorde.

Cet appareil permet certainement bien d'autres trucages, mais nous laisserons là libre cours à votre imagination.

D'autre part, notre appareil étant de petites dimensions, il sera aisément transportable. Nous l'alimenterons à partir de deux piles de 9 V normalisées comme en sont équipées la

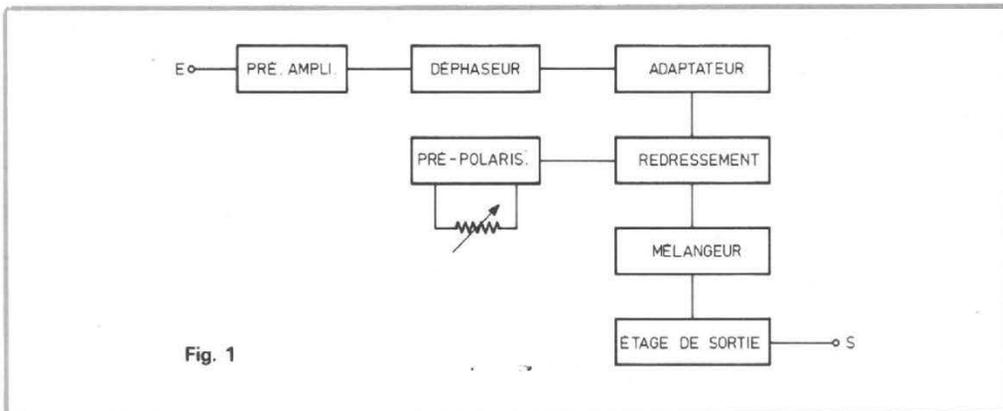


Fig. 1

La plupart des pédales wha-wha ou truqueurs actuellement répandus sur le marché.

Etude du montage

Le but de ce montage est de doubler la fréquence du fondamental du signal appliqué à l'entrée du transposeur. Pour cela, nous allons effectuer un redressement bi-alternance. En effet, si nous observons à l'oscilloscope la modulation d'une voix, par exemple, nous constatons que le fondamental occupe généralement la majeure partie du signal. Les harmoniques se présentent comme des fluctuations autour d'une sinusoïde de base qui correspond à la fréquence pure du fondamental. Si nous effectuons un redressement bi-alternance, nous redressons le fondamental; en effet, lorsqu'une diode est passante, les fluctuations de tensions supérieures à son seuil ne viennent pas modifier son état. Les harmoniques ne seront pas modifiés, tandis que la fréquence du fondamental sera doublée. Cependant ce procédé de multiplication de fréquence altère profondément le signal et provoque donc une très forte distorsion. Dans notre cas, ce défaut n'est pourtant pas dramatique puisqu'il s'agit d'un truqueur ayant justement pour but de déformer la voix.

Le redressement bi-alternance est obtenu à l'aide de deux diodes. Elles sont pré-polarisées à leur seuil de conduction à l'aide de la résistance ajustable afin de réduire les distorsions lors du passage du signal par zéro. Nos diodes sont attaquées en opposition de phase par le transistor T_3 . Il est monté en « charge répartie » et son étage est polarisé de façon à obtenir un gain unitaire. L'une des sorties est prise sur le collecteur, l'autre est prise sur l'émetteur. La polarisation de base de ce transistor est assurée par un pont résistif et une capacité de liaison assure la stabilité du point de repos vis-à-vis du continu. Le signal issu des deux diodes est ensuite appliqué à la base de

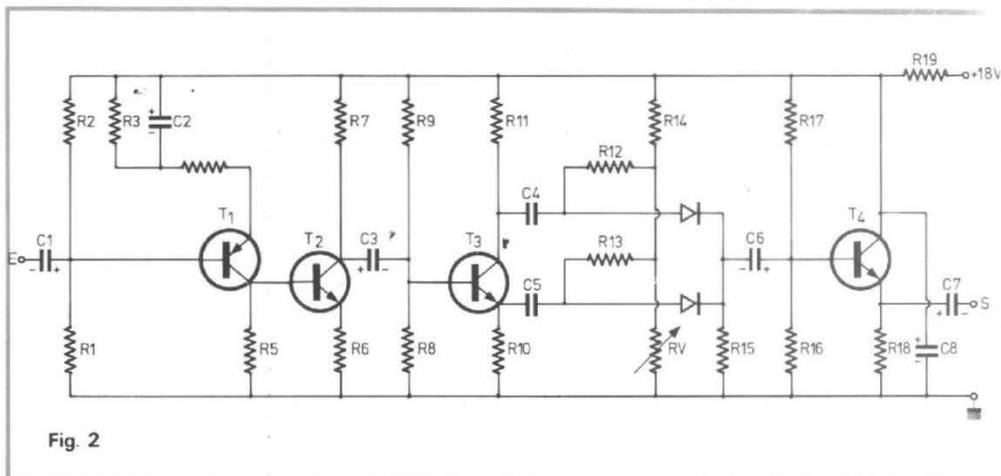


Fig. 2

T_4 par l'intermédiaire d'une capacité de liaison. Celui-ci est monté en collecteur commun. Il est utilisé en tant que mélangeur et permet également d'obtenir une faible impédance de sortie. Les transistors T_1 et T_2 sont tous deux montés en « charge répartie » et sont utilisés comme amplificateurs de tension à fort gain. Ils permettent d'amplifier le signal issu d'un micro de façon à lui donner une amplitude compatible avec la sensibilité d'entrée de l'ensemble déphaseur-redresseur. La résistance d'émetteur de T_1 est découplée par un condensateur afin d'augmenter encore le gain dynamique de cet étage. Ces transistors sont polarisés en liaison directe et seul le pont de base de T_1 fixe les potentiels de repos de ces deux étages. La liaison de ce pré-amplificateur avec T_3 est réalisée par condensateur, les potentiels continus seraient en effet incompatibles.

Un contacteur permet

d'attaquer le montage soit sur le pré-amplificateur soit directement sur T_3 . Cela permet de disposer de deux sensibilités d'entrée pour ce montage. Dans la position où le pré-amplificateur est utilisé, la sensibilité de notre appareil est de 2,5 mV efficaces. L'impédance d'entrée est alors faible et se trouve parfaitement adaptée pour un microphone dynamique. Dans le cas où le pré-amplificateur n'est pas utilisé, la sensibilité est alors d'environ 1 V efficace. Cela correspond à peu près à l'entrée auxiliaire d'un amplificateur ou à la sortie ligne d'une régie de mixage. Dans ce dernier cas, le gain du montage est égal à 0,8.

Réalisation : Circuit imprimé

Voici maintenant quelques conseils quant à la réalisation pratique du transposeur. Le

circuit imprimé a été réalisé par la méthode photo-sensible. Pour cela, nous avons tracé le plan de ce circuit sur une feuille de mylar (film plastique transparent de faible épaisseur) à l'aide d'éléments prépositionnés de marque Brady au pas de 2,57 mm.

Les pastilles seront de 3,94 mm de diamètre et les bandes d'environ 1,5 mm de largeur. Tous ces éléments se trouvent facilement dans le commerce et offrent une grande souplesse d'emploi. Nous vous rappelons que de nombreuses sociétés se chargent du tirage et du perçage des circuits imprimés, et qu'il est recommandé de réaliser ce montage sur verre époxy car ses propriétés électriques et mécaniques sont très supérieures à celles de la bakélite. Le perçage sera normalisé à 0,8 mm.

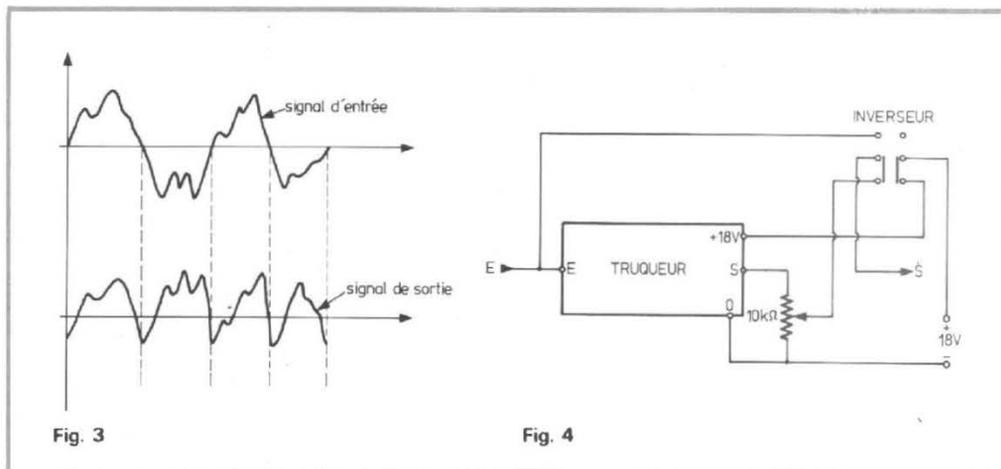
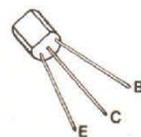
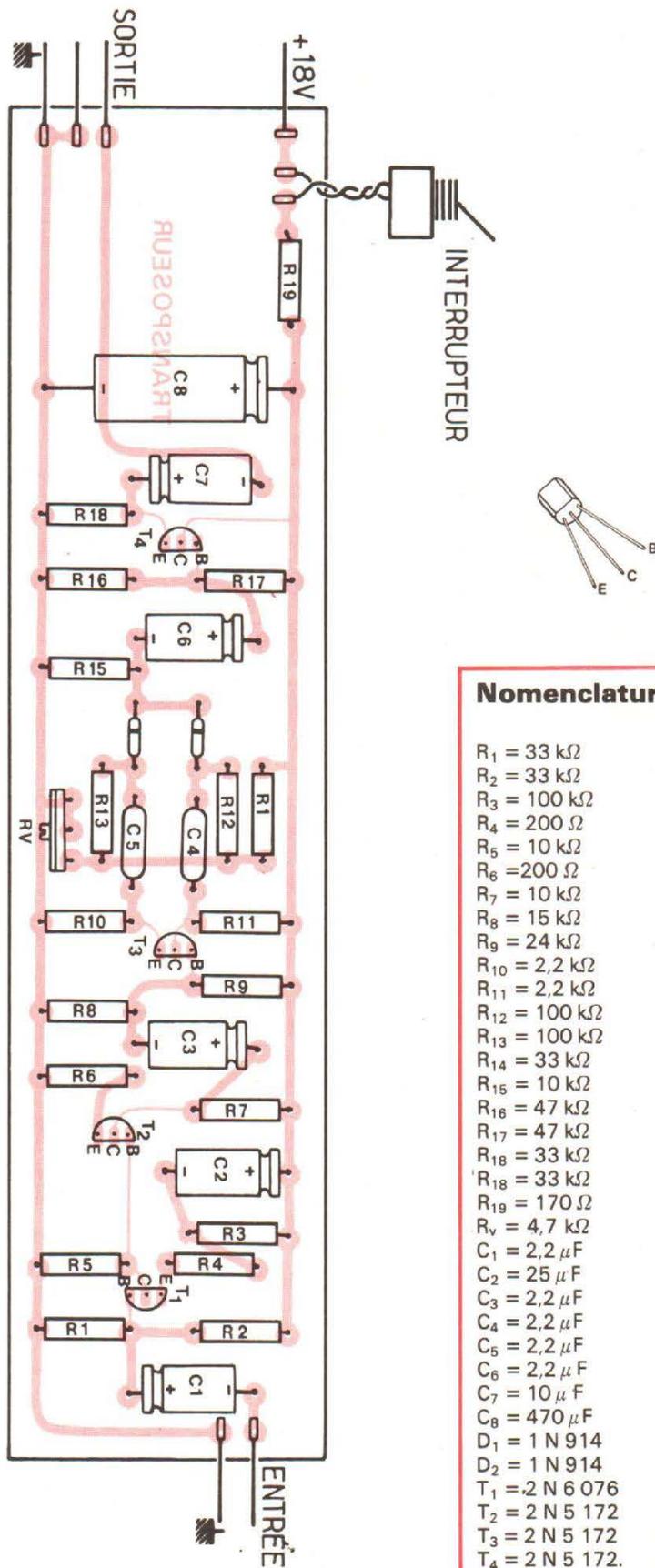
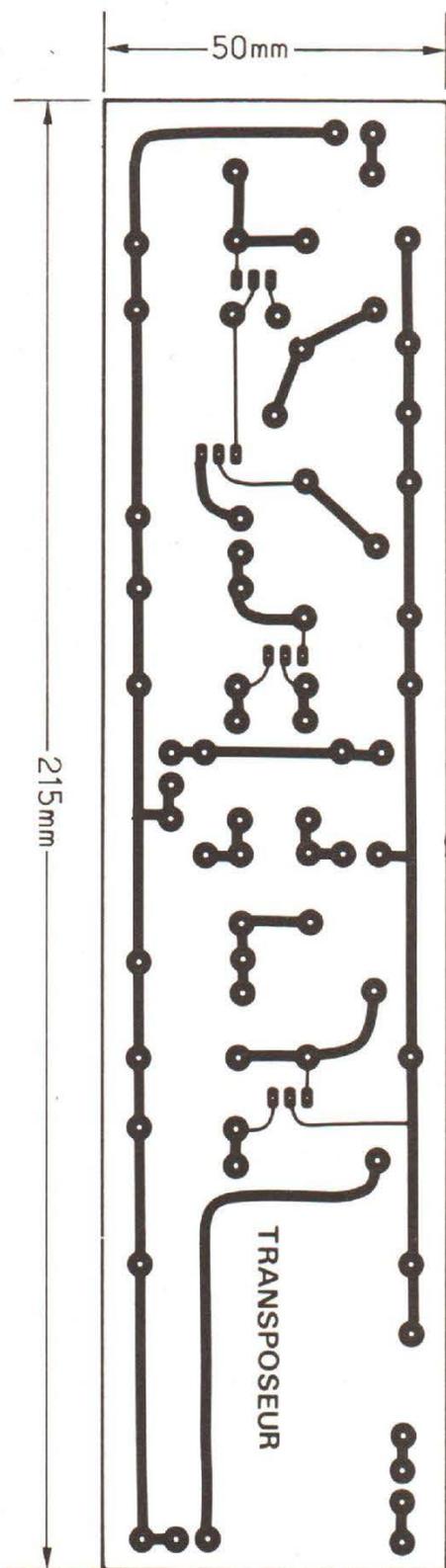


Fig. 3

Fig. 4



Nomenclature :

R ₁ = 33 kΩ
R ₂ = 33 kΩ
R ₃ = 100 kΩ
R ₄ = 200 Ω
R ₅ = 10 kΩ
R ₆ = 200 Ω
R ₇ = 10 kΩ
R ₈ = 15 kΩ
R ₉ = 24 kΩ
R ₁₀ = 2,2 kΩ
R ₁₁ = 2,2 kΩ
R ₁₂ = 100 kΩ
R ₁₃ = 100 kΩ
R ₁₄ = 33 kΩ
R ₁₅ = 10 kΩ
R ₁₆ = 47 kΩ
R ₁₇ = 47 kΩ
R ₁₈ = 33 kΩ
R ₁₉ = 170 Ω
R _v = 4,7 kΩ
C ₁ = 2,2 μF
C ₂ = 25 μF
C ₃ = 2,2 μF
C ₄ = 2,2 μF
C ₅ = 2,2 μF
C ₆ = 2,2 μF
C ₇ = 10 μF
C ₈ = 470 μF
D ₁ = 1 N 914
D ₂ = 1 N 914
T ₁ = 2 N 6 076
T ₂ = 2 N 5 172
T ₃ = 2 N 5 172
T ₄ = 2 N 5 172.

sur la piste des pannes...



avec le signal tracer **CENTRAD 402**

Le Signal Tracer 402 est l'appareil de base de tout atelier de dépannage, il est utilisé en radio, TV, BF, etc. Son galvanomètre étalonné permet de connaître directement, sans calcul, le gain d'un étage amplificateur. Il est livré avec sa sonde détectrice.



CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

ATTENUATEUR D'ENTREE :
de 0 à 60 dB par bonds de
20 dB
IMPEDANCE D'ENTREE :
environ 500 k Ω
PUISSANCE MODULEE :
environ 0,5 W
HAUT-PARLEUR :
 \varnothing 92 mm - impédance
8 ohms

GENERATEUR D'ONDES CARREES INCORPORE :
Fréquence : environ 1 kHz - Tension de sortie réglable de 0 à 3 V crête à crête
GAMME DE FREQUENCE : de 10 Hz à 100 MHz.
SENSIBILITE HF AVEC SONDE DETECTRICE : 3 mV pour 0 dB
PRISE DE SORTIE B.F.
GENERATEUR D'ONDES CARREES INCORPORE

Implantation

On commencera par souder d'abord les éléments passifs et de plus par ordre de taille croissante afin de réaliser un travail facile et propre. Les deux diodes du montage seront donc câblées en premier en faisant bien attention au repère de la cathode indiquée par le constructeur. On soudera ensuite toutes les résistances puis, les condensateurs en respectant leur polarité.

Puis viennent enfin les éléments actifs qui demandent le plus de précautions. Il faut en effet éviter de trop les chauffer lors du soudage et laisser une longueur de patte d'au moins 5 mm entre le cristal du transistor et l'époxy. Cette distance minimum sera mise à profit pour tenir la patte à souder avec une pince, qui, tout en assurant une bonne prise, réalise un excellent radiateur et protège ainsi le transistor contre un échauffement trop grand.

Câblage.

Pour les fils d'alimentation, on utilisera du fil classique, de couleur rouge pour le pôle positif et vert pour le pôle négatif, afin de respecter les normalisations actuelles.

Quant aux fils transportant les signaux électriques, il les faudra impérativement blindés. On évitera de plus, de trop rapprocher celui d'entrée de celui de la sortie pour éviter d'éventuelles oscillations.

Utilisation en pédale de trucage.

Cet appareil, conçu spécialement pour les groupes, peut être réalisé en deux versions différentes.

La première version, que nous appellerons classique, sera réalisée dans un coffret semblable à celui d'un ampli-

ificateur et l'appareil s'intercalera à la place de celui-ci, dans la chaîne d'amplification à la manière d'un préamplificateur classique. C'est-à-dire qu'une fois raccordé, il faudra modifier le branchement des fiches pour supprimer l'effet. Dans ce cas, l'alimentation pourra être réalisée à l'aide de piles ou sur secteur, à condition que sa tension soit comprise entre 12 et 20 volts, pour assurer un fonctionnement correct de l'appareil.

Cependant, pour simplifier les opérations de raccordement, nous vous proposons une version pédale. Dans ce cas la mise en service et l'annulation de l'appareil sera effectuée à l'aide d'un inverseur à poussoir. Celui-ci assure automatiquement la mise sous tension du montage ainsi que la commutation de la sortie. Un potentiomètre ajustable de 10 k Ω permet de régler le niveau de sortie de l'appareil. Ce réglage sera effectué une fois pour toutes en fonction de l'amplificateur utilisé. En effet, la puissance sonore devra être la même que le truqueur soit employé ou non. Nous emploierons pour l'entrée et la sortie des fiches jack afin de normaliser l'appareil. L'instrument ou le micro sera directement connecté à l'entrée et l'amplificateur à la sortie. Les meilleurs effets sont obtenus sur une guitare électrique ou sur un micro. L'orgue est à déconseiller pour ce montage car son entrée n'est pas adaptée à ce type d'instrument. En ce qui concerne l'alimentation, nous utiliserons deux piles de 9 volts montées en série. Ce type de piles est d'ailleurs d'un usage courant dans ce type d'appareil.

CENTRAD

59, avenue des Romains
74000 ANNECY - FRANCE
TEL. : (50) 57-29-86

REALISEZ UN TUNER FM



à affichage digital

(Suite voir N^{os} 1608, 1610 et 1614)

COMME nous l'avons annoncé le mois dernier nous commençons cette 4^e partie par la réalisation pratique du circuit imprimé du « tronc commun » de l'affichage ; c'est-à-dire du circuit regroupant les composants des figures 18, 19 et 20. Le circuit imprimé est un faux double face puisqu'une face n'est pas gravée mais sert seulement de plan de masse. Pour mener à bien la réalisation d'un tel circuit voici comment nous vous conseillons de procéder : procurez-vous de l'époxy double face que vous couperez aux dimensions adéquates puis dessinez d'un côté, par le procédé de votre choix (feutre, encre, pastilles et rubans adhé-

sifs...), le circuit visible figure 46. Couvrez toute l'autre face du circuit avec du ruban adhésif résistant au perchlore et gravez votre circuit. Une fois la gravure terminée et le circuit nettoyé, percez tous les trous où doivent arriver des composants (à 1 mm de diamètre) ; ensuite en utilisant les schémas des figures 18, 19 et 20 ainsi que le dessin du circuit de la figure 6 réalisez, autour de chaque trou qui ne doit pas être relié à la masse, un petit « fraisage » du plan de masse à l'aide d'un foret bien aiguisé de 5 ou 6 mm de diamètre ; le cuivre ainsi enlevé permet à la patte du composant de passer sans toucher le plan de masse ; mais attention n'allez pas trop

vite car il faut fraiser avec soin.

Nous n'avons pas fait de dessin du côté plan de masse du circuit imprimé car les risques d'erreur sont trop importants ; cependant afin de vous aider nous donnons ci-dessous les numéros des pattes des circuits intégrés à isoler de la masse :

- IC 1 fig. 18 : isoler toutes les pattes
- IC 2 fig. 19 : isoler 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 15
- IC 3 fig. 20 : isoler toutes les pattes sauf la 7
- IC 4 et IC 5 fig. 20 : isoler 1, 4, 5, 8, 9, 11, 12, 13, 14.

Une fois votre circuit terminé et avant d'implanter les composants il faut réaliser L 1 (fig. 19) ; pour cela bobinez en

vrac (mais proprement tout de même) une cinquantaine de spires de fil émaillé de 20/100 de mm de diamètre sur une résistance de 1/2 W bien cylindrique et de valeur supérieure à 100 k Ω ; noyez le tout dans l'araldite pour assurer la solidité mécanique.

Etant donné qu'il va falloir réaliser des soudures côté composants, nous vous conseillons fortement l'emploi de supports pour les circuits intégrés et plus particulièrement des pattes métalliques vendues en bandes et que l'on coupe à la longueur voulue ; en effet les supports classiques se prêtent généralement assez mal au double face tandis qu'avec les supports consti-

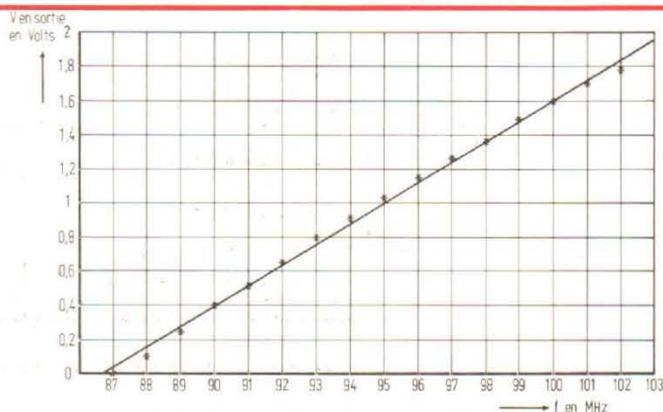


Fig. 52. - Relation entre la tension de sortie du montage de la figure 21 et la fréquence reçue par le tuner.

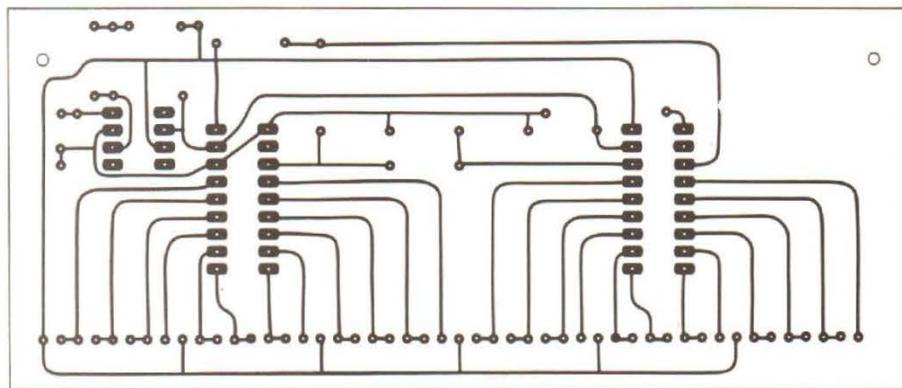


Fig. 53. - Circuit imprimé de l'aiguille lumineuse.

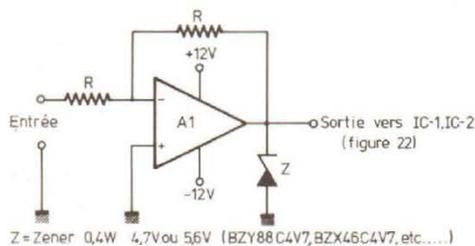


Fig. 54. - Inverseur pour aiguille lumineuse (voir texte).

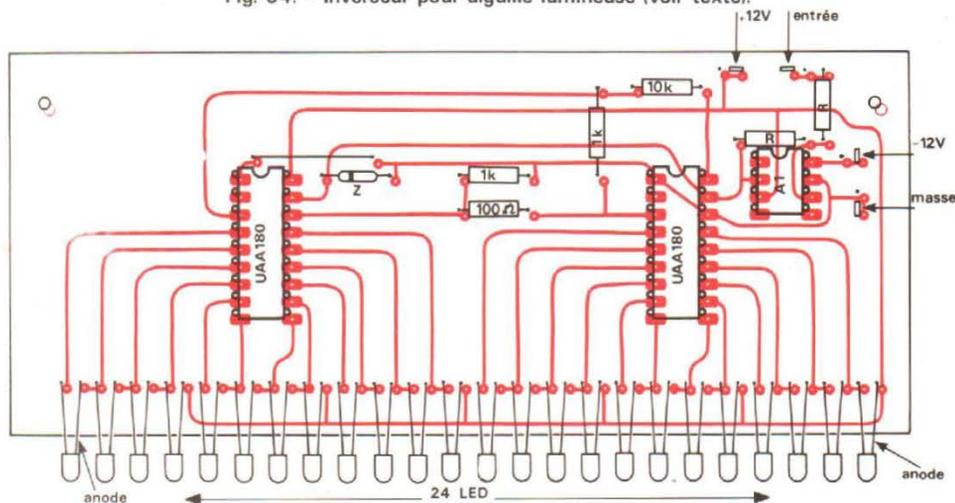


Fig. 55. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de l'aiguille lumineuse.

facile car sa sortie alimentation + 5 V est séparée des autres (voir fig. 48) elle doit se situer entre 80 et 120 mA ; il ne faut pas s'inquiéter si après quelques minutes IC 1 et IC 2 sont très chauds ; comme tous les circuits travaillent à fréquence élevée ils consomment beaucoup et chauffent en conséquence.

Emprunter (si vous n'en avez déjà un) un fréquencemètre et brancher le en sortie de IC 5 ; ajuster alors le 1 kΩ de IC 2 et le 10 kΩ de la base de T 1 pour lire sur le fréquencemètre :

$$\frac{\text{Fréque} - 10,7 \text{ MHz}}{1000}$$

F reçue étant en MHz dans l'expression ci-dessus.

L'ajustement correct des potentiomètres est obtenu quand sur toute l'étendue de la gamme reçue par le tuner le fréquencemètre indique quelque chose correspondant à la relation ci-dessus (sur la maquette cette relation est vérifiée de 85 à plus de 110 MHz sans que le réglage des potentiomètres ait été fait avec précision ; une rotation de 20° de l'un ou l'autre n'affecte pas ces performances). Si vous n'arrivez pas à un fonctionnement satisfaisant, revoyez votre câblage ou la qualité de vos composants. Si le fréquencemètre indique toujours la même valeur cela signifie que le 733 oscille ce qui ne peut pas se produire si vous avez réalisé le circuit de la figure 46 ; si ce n'est pas le cas, il ne vous reste plus qu'à démonter votre CI et à faire celui de la figure 46.

Remarque

Certain 95490 étant plus fragiles que d'autres (bien qu'étant aussi chers) nous avons ajouté par rapport à la figure 18 le petit montage de la figure 49 pour limiter leur tension d'entrée ; ce montage se trouve bien évidemment sur le circuit imprimé de la figure 46 comme le montre l'implantation des composants figure 47.

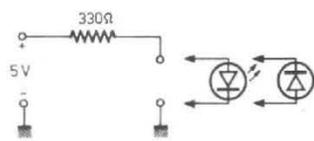


Fig. 56. - Montage de test des LED.

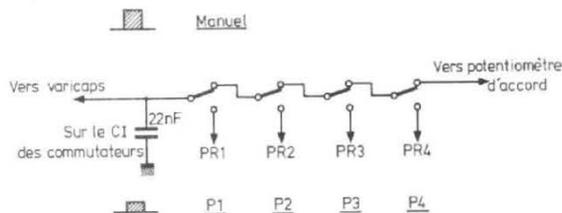


Fig. 57 a. - Schéma de câblage des commutateurs de stations pré-réglées.

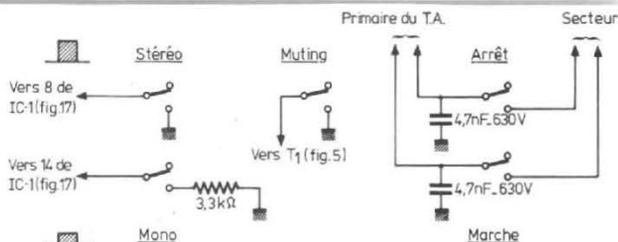


Fig. 57 b. - Schéma de câblage des commutateurs mono/stéréo, muting et marche/arrêt.

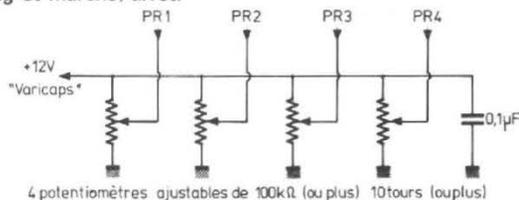


Fig. 58. - Schéma des potentiomètres ajustables des stations pré-réglées.

Réalisation pratique de l'affichage par galvanomètre et par aiguille lumineuse

La liste des composants nécessaires pour l'affichage par galvanomètre se trouve tableau 3 ; liste à laquelle il faut ajouter celle du tableau 4 pour l'affichage par aiguille lumineuse.

Dans les deux cas il faut réaliser le circuit imprimé de la figure 50 qui supporte tous les éléments de la figure 21 ; de la bakelite cuivrée simple face est suffisante pour cela.

Il faut ensuite monter tous les composants dans l'ordre maintenant classique ; pour la version aiguille lumineuse ne pas monter RV (voir plan d'implantation sur la figure 51).

La mise au point de ce circuit est très simple et nécessite peu de matériel ; un contrôleur universel et les fréquences des émetteurs que vous pouvez capter suffisent ; cependant si vous pouvez emprunter un fréquencemètre votre travail sera mieux fait et de plus facilité.

Brancher le contrôleur universel en position volts continu gamme 2 V environ en sortie de A 1 sans passer par RV ; relier l'entrée de ce module à la sortie du circuit double face ; placez-vous (soit

grâce à la fréquence des stations reçues et grâce au « pifomètre » soit avec le fréquencemètre en sortie du circuit double face) sur 87,5 MHz (bas de la gamme FM), mettre le module convertisseur fréquence tension sous tension (+ 5 V, + 12 V et - 12 V) et tourner le 10 kΩ qui se trouve sur l'entrée + de A 1 pour amener l'aiguille du contrôleur à 0.

Augmenter alors la fréquence d'accord, l'aiguille du contrôleur doit dévier de plus en plus (attention la tension de sortie du convertisseur est négative par rapport à la masse) ; placez-vous sur 103 MHz environ et ajuster l'autre 10 kΩ pour amener le contrôleur vers 2 V (précision sans importance, il faut entre 1,8 V et 2 V) ; revenir sur 87,5 MHz et ajuster à nouveau le 10 kΩ de 0 pour refaire le 0. Vous pouvez, à titre documentaire, vérifier la linéarité du convertisseur, ce que nous avons fait figure 52, les résultats sont très bons.

Adaptation et graduation du galvanomètre indicateur de fréquence

Il faut vous procurer un galvanomètre à cadre mobile (aussi grand que possible pour

des raisons évidentes d'esthétisme et de commodité de lecture) dont les caractéristiques soient les suivantes :

- déviation totale pour 1 mA ou moins
- déviation totale pour 1 V ou moins.

En fait ces deux caractéristiques sont liées par la résistance interne du galvanomètre qu'il vous faudra connaître lors de l'achat (éventuellement faites la préciser par le vendeur).

Démonter le cadran et remplacer la graduation linéaire qui doit y figurer par une graduation tout aussi linéaire mais où le 0 aura été remplacé par 87,5 MHz et le fond d'échelle par 103 MHz.

Afin que la plage de réglage de RV soit aussi grande que possible, calculons sa valeur optimale ce qui est très simple :

$$RV = \frac{2 \times R_g}{u} - R_g$$

- R_g , résistance interne du galvanomètre en ohms
- u , tension en volts donnant la déviation totale du galva (si u est inconnue ; $u + R_g \times i$ où i est l'intensité en ampères donnant la déviation totale)
- prendre pour RV la valeur de résistance ajustable normalisée immédiatement supérieure (ex : RV + 4,1 kΩ prendre 4,7 kΩ ou 5 kΩ).

Monter alors RV et le galvanomètre conformément à la figure 21 (attention la tension de sortie de A 1 est négative

par rapport à la masse, le « plus » du galva doit donc être à la masse).

Placez-vous sur 87,5 MHz le galva doit indiquer 0 (ce réglage ayant été fait précédemment au contrôleur universel) ; placez-vous sur une station connue et grâce à RV amener l'aiguille du galva en face de l'indication de la fréquence de cette station ; vérifier que les indications sont bonnes sur d'autres stations (l'erreur est inférieure à 1 %). Pour vous le tuner est virtuellement terminé ; à part quelques détails pratiques (commutations des stations pré-réglées etc...) vous pouvez pousser un ouf de satisfaction.

Affichage par aiguille lumineuse (suite)

Il est évident que les tests précédents ne vous concernent pas totalement cependant il faut les effectuer jusqu'à « placez-vous sur 103 MHz environ et ajustez l'autre 10 kΩ... » ; vous vous contenterez donc d'ajuster « l'autre » 10 kΩ pour amener à 2 V votre contrôleur universel.

Ensuite il vous faudra réaliser le circuit imprimé de la figure 53 ; circuit qui supporte les composants de la figure 22 (y compris les LED en rang d'oignons) mais aussi le petit montage inverseur de gain - 1

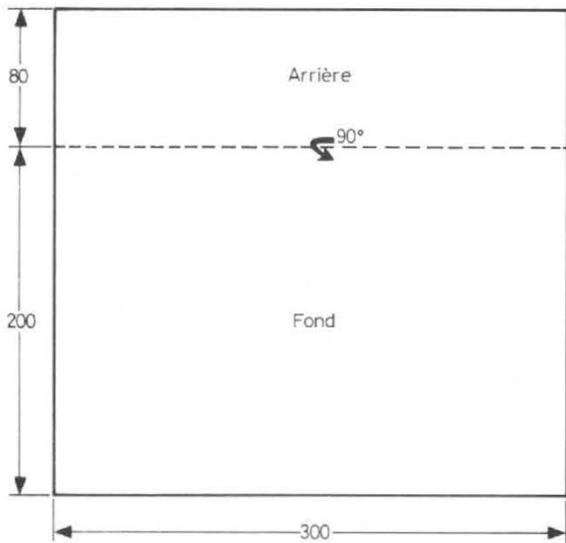


Fig. 59. - Plan du boîtier (cotes en mm).

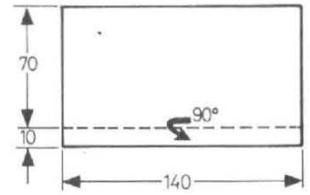


Fig. 60. - Plan du blindage interne (cote en mm).

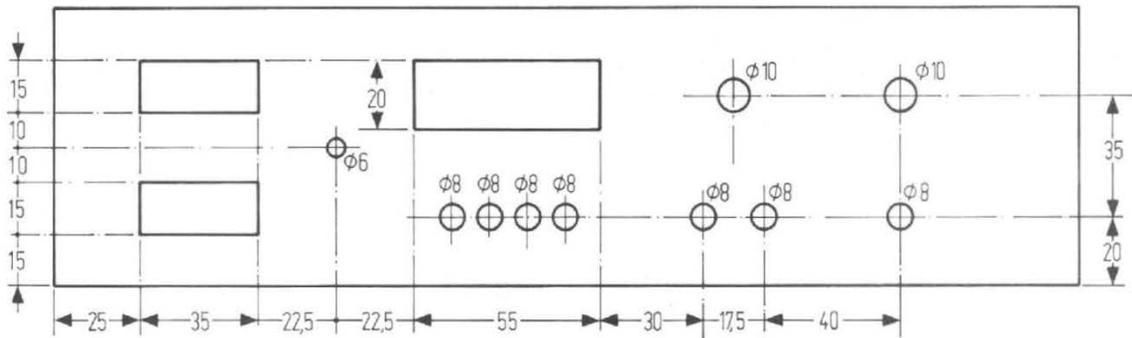


Fig. 61. - Plan de la face avant.

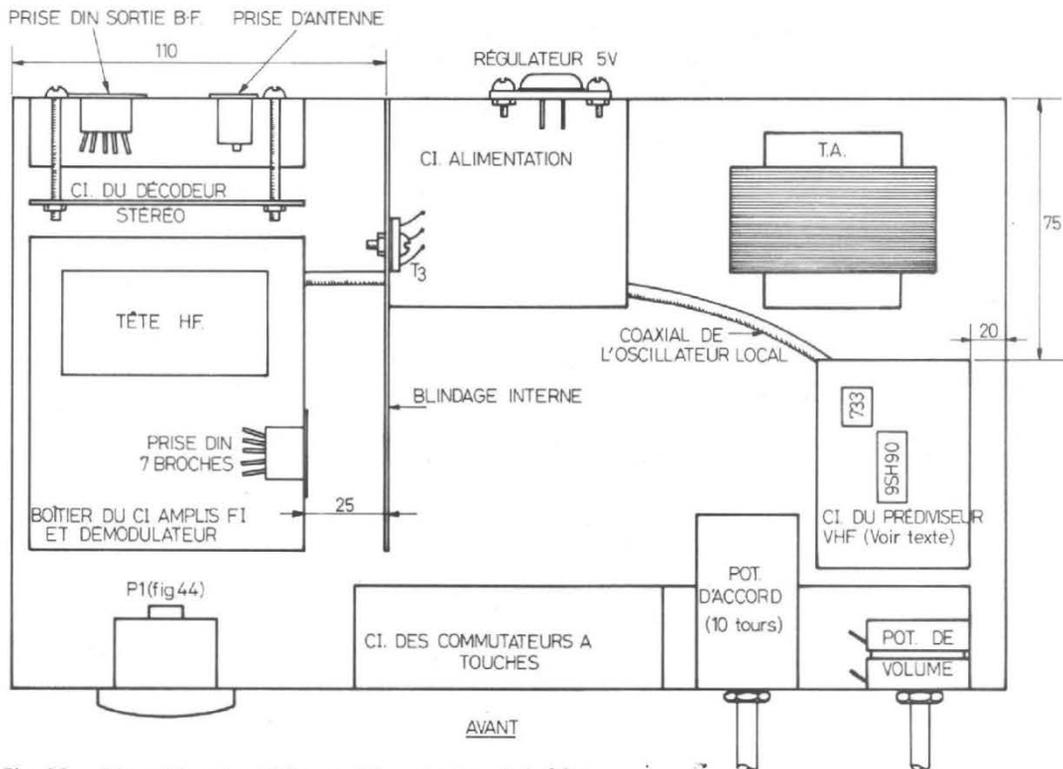


Fig. 62. - Disposition des différents éléments dans le boîtier.

visible figure 54 ; ce circuit a seulement pour fonction d'inverser la polarité de la tension de sortie du convertisseur fréquence tension ; les circuits IC 1 et IC 2 figure 22 n'admettant pas de tension d'entrée négative. La zener Z évite lors de la mise sous tension que la tension de sortie de l'inverseur prenne des valeurs dangereuses pour IC 1 et IC 2. Les deux résistances R doivent être égales (à 10 % près, c'est largement suffisant) et leur valeur supérieure ou égale à 1 k Ω . L'ampli opérationnel est un 741 (voir tableau 1, pour les équivalences).

Montez alors les composants conformément à la figure 55 en prenant bien soin de disposer les LED proprement puisqu'elles seront visibles quand le tuner sera terminé (il existe des LED ayant deux faces planes opposées qui conviennent très bien à ce genre d'application).

Remarque

La polarité des LED est généralement marquée par un méplat (peu visible) sur le boîtier et (ou) par des fils de différente longueur ; l'expérience nous a montré que ce procédé n'était pas fiable à 100 % et nous vous conseillons vivement un passage à l'ohmmètre avant montage. Selon le type de votre ohmmètre et la couleur de vos LED il se peut que vous ne puissiez obtenir de

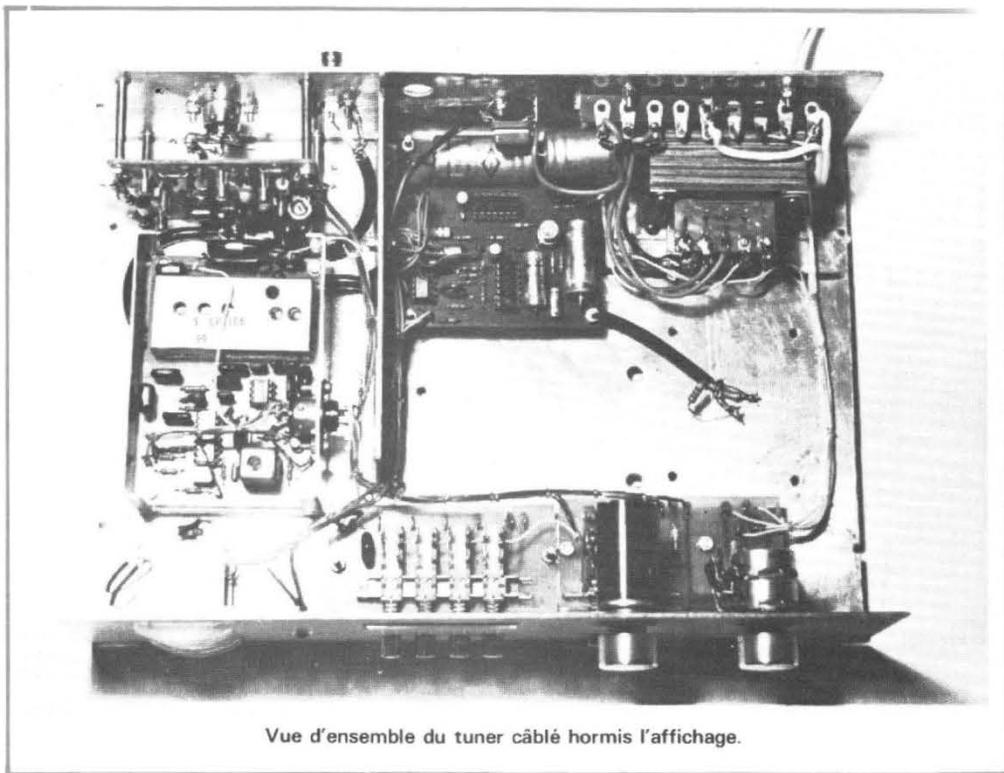
déviations dans un sens ou dans l'autre ; dans ce cas le petit test de la figure 56 vous sera utile (l'alimentation 5 V n'est autre que celle du tuner).

Relier l'entrée du montage aiguille lumineuse à la sortie du convertisseur fréquence tension ; ce dernier étant toujours connecté au montage test de la figure 44 ; brancher le + 12 V et le - 12 V du circuit aiguille lumineuse, tout doit fonctionner. Vous pouvez alors vérifier la proportionnalité de la largeur de la bande de LED

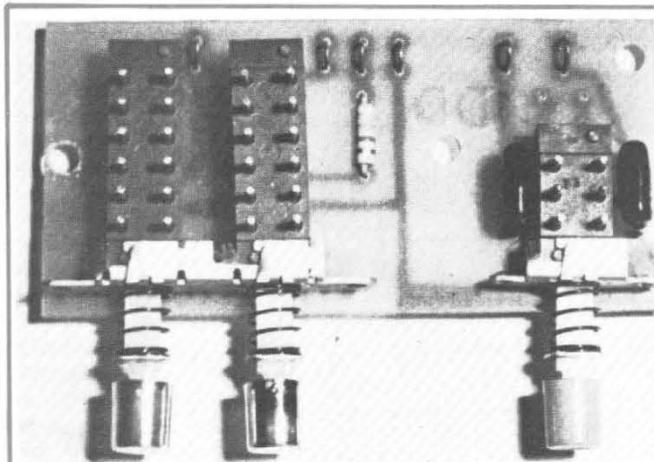
allumées avec la fréquence reçue. Un mauvais fonctionnement à ce stade ne peut provenir que d'une erreur de câblage ou d'un composant défectueux. Au point où nous en sommes le tuner est terminé pour les versions aiguilles lumineuses et affichage par galvanomètre ; nous allons donc, avant de décrire les circuits propres à l'affichage digital, étudier les quelques détails pratiques indispensables pour pouvoir mettre la dernière main à la réalisation.

Circuits annexes

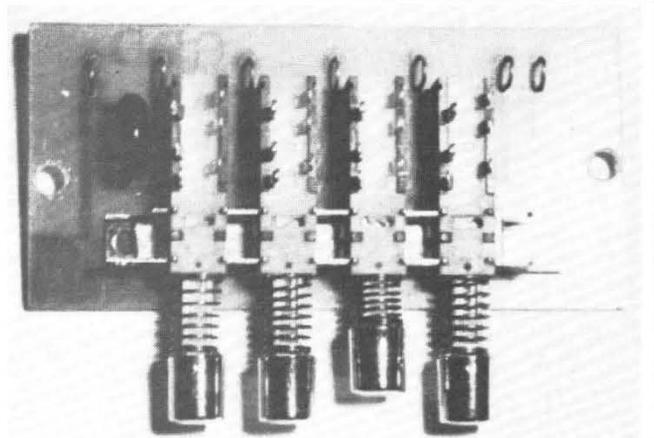
Si vous décidez d'adopter la même disposition que celle visible sur les photos, il vous faut réaliser deux circuits imprimés ; l'un supporte les commutateurs à touches des stations pré-réglées ; l'autre supporte les commutateurs de « Muting », Mono/Stéréo et Marche/Arrêt ainsi qu'une résistance et un ou deux condensateurs. La diversité des tailles et des brochages



Vue d'ensemble du tuner câblé hormis l'affichage.



Les commutateurs de fonctions ; on distingue la résistance de 3,3 k Ω du décodeur stéréo ainsi que les condensateurs de 4,7 μ F 600 V.



Le circuit des commutateurs de stations pré-réglées, on distingue le condensateur de découplage de 2,2 nF.

Repère	Types	Remarques
IC1 fig. 21	SN74121N, DM74121, SFC4121, ITT74121	74121 TTL
A1 fig. 21	SN72741P, LM741CN, SFC2741DC, μ A741C	741
Résistances	Couche de carbone 1/4 W ou 1/2 W 5 %	Valeur sur le schéma
Condensateurs	1 nF Céramique, 10 μ F chimique	
Pot ajustables	Pot ajustables carbone pour CI pas de 2,54 mm	

Tableau 3 - Liste des composants du convertisseur fréquence tension.

Repère	Types	Remarques
IC 1 et IC 2 fig. 22 DL fig. 22	UAA180 Diodes électroluminescentes quelconques mais toutes du même type pour avoir une luminosité uniforme	Pas d'équivalent
R1, R3 R2 R4	1 k Ω 1/2 ou 1/4 W 5 % carbone 100 Ω 1/2 ou 1/4 W 5 % carbone 10 k Ω 1/2 ou 1/4 W 5 % carbone	
A1 fig. 54	Voir A1 tableau 3	741
Z fig. 54	BZY88C4V7, BZX83C4V7...	Zener 0,4 W ; 4,7 V

Tableau 4. - Liste des composants pour version à aiguille lumineuse.

Repère	Types	Remarques
A1 fig. 63	Voir A1 tableau 3	741
T1, T3	2N2218A, 2N2219A, 2N2222A, 2N1613, 2N1711	
T2, T4	2N1905A, 2N2907A	
DR	1N4001, 4002...4007 ; BY126, 127...	Toute diode 50 V 0,5 A ou plus convient
Z1, Z2	BZY88C6V2, BZX83C6V2, BZX46C6V2...	Zener 6,2 V 0,4 W
Résistances	Carbone 1/2 ou 1/4 W 5 %	Valeur sur schéma
Condensateurs	Polyester ou chimique selon la valeur	
D1, D2	1N914, 1N4148, 1N4448 etc.	Diode Si usage général

Tableau 5. - Liste des composants de l'ampli de casque.

ment dissimulés grâce à un choix judicieux des boutons de commande (voir photo de la maquette).

Avant de faire les inscriptions sur la face avant il faut coller dans le bas une longue équerre qui servira à fixer (par des vis) la face avant sur le L du boîtier pour constituer ainsi un u. Cette équerre doit être positionnée très précisément en hauteur afin que lors du montage final la face avant ne soit pas de travers.

La face avant étant terminée et mise en place il vous faut faire le capot supérieur qui chez nous est en contreplaqué de 8 mm d'épaisseur recouvert d'adhésif plastique imitant le bois. L'intérieur du capot est à tapisser de feuilles d'aluminium ménager pour former blindage.

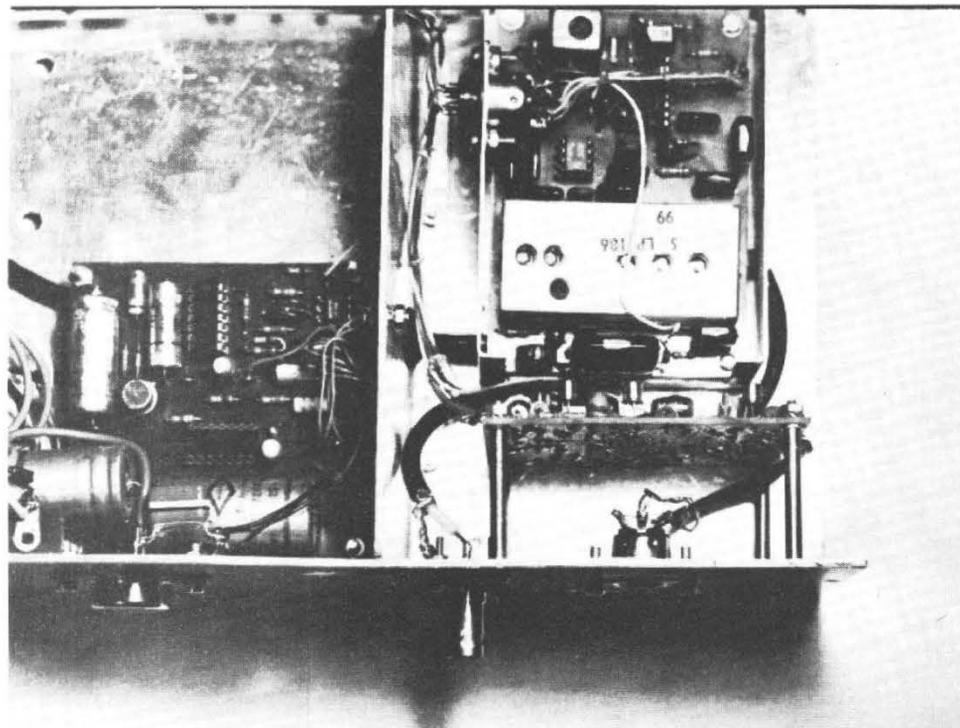
Vous pouvez alors démonter la face avant et effectuer les inscriptions à l'aide de lettres transfert (Letraset, Dedading etc...) puis recouvrez le tout de plusieurs couches de vernis adéquat (même fabriquant que pour les lettres en général) et mettez votre chef d'œuvre à l'abri dans un coin le temps de percer dans le L les trous de fixation des circuits imprimés.

Nous indiquons figure 62 la disposition que nous vous conseillons (le pointage exact de chaque trou n'y figure pas mais il est très simple à effectuer circuits en mains); la grande place vide est évidemment utilisée par la logique de l'affichage digital.

Le transistor T3 de l'alimentation est vissé sur le blindage, après interposition des accessoires d'isolement, qui lui sert de radiateur.

Le régulateur V est vissé en face arrière et les composants connexes sont montés entre ses pattes et une plaquette à cosse vissée au-dessus du transfo; ce dernier est rejeté aussi à droite du boîtier que le permet le capot.

Le décodeur stéréo est maintenu écarté de la face arrière par de longues entretoises (30 mm) afin de pouvoir loger derrière: la prise DIN de sortie et le circuit support des potentiomètres ajustables des stations pré-réglées; les axes apparaissent sur la face arrière



Montage du circuit du décodeur stéréo ; le circuit des potentiomètres de pré-réglage n'est pas encore en place.

par des trous appropriés. La petite boîte contenant la tête HF, les amplis FI et le démodulateur est placée devant le décodeur stéréo et est plaquée contre le fond du boîtier ; il ne faut pas la recouvrir de son couvercle pour l'instant afin de pouvoir parfaire les réglages finaux.

Le potentiomètre P 1 de la figure 44 est collé à l'arrière du vu-mètre de niveau HF. Le blindage est percé d'un trou muni d'un passe-fil à hauteur du câble coaxial de sortie de l'oscillateur local.

Si vous voulez réaliser la version affichage digital il vous faut respecter impérativement les positions du blindage et du circuit double face ; pour le reste la figure 62, les photos G, H, I, J et votre bon sens sauront vous guider.

Quand toute la mécanique est terminée, vous pouvez câbler conformément à la figure 44 augmentée des figures 48, 51, (55), 57 et 58 ; le câblage est très simple et ne doit pas vous poser de problème s'il est fait avec soin ; au besoin faites vous un dessin à grande échelle des circuits sur

papier en représentant les liaisons en plusieurs couleurs et pointez chaque connexion une fois celle-ci effectuée.

Si vous avez effectué nos tests pas à pas tout doit fonctionner à la mise sous tension ; éventuellement retouchez les réglages du démodulateur et de l'AFC (revoir ce que nous avons indiqué le mois dernier).

Nous reviendrons, le mois prochain et en guise de conclusion, sur tous les réglages et nous décrirons un vobulateur rudimentaire qui avec un oscillo BF et un petit fréquencemètre vous permettront un alignement parfait.

Le bouton « volume »

A droite du potentiomètre d'accord figure un autre potentiomètre (double et logarithmique) marqué volume ; pourquoi ? Pour la raison bien simple que nous avons voulu notre tuner relativement indépendant de toute chaîne HiFi et que nous l'avons équipé d'un ampli stéréo de casque (ampli

dépassant largement les normes DIN 45 500 quant à la bande passante et au rapport signal bruit). Vous pouvez donc profiter de votre tuner où que vous soyez pourvu que vous vous munissiez d'un bon casque.

Le schéma est donné figure 63 (pour un canal, l'autre étant identique sauf pour ce qui est des alimentations communes) et se passe de commentaire ; c'est un push pull classique travaillant en classe AB pour réduire la distorsion de raccordement et à alimentation symétrique pour permettre une liaison directe au casque et procurer ainsi un excellent rendu des graves ; le gain de l'ampli est limité à 10 (c'est plus que suffisant) lui conférant ainsi une bande passante allant du continu à 100 kHz.

Donner la puissance de sortie pour un ampli de casque est ridicule ; mais nous vous assurons qu'avec un casque donné pour 4 Ω d'impédance (ce qui en fait ne veut rien dire quand on regarde les variations de ladite impédance en fonction de la fréquence) on ne tient pas

le coup bien avant que la distorsion apparaisse.

La place disponible pour loger cet ampli étant plus que limitée nous l'avons monté au-dessus du circuit de la photo F après interposition d'un rectangle d'alu formant blindage ; cette acrobatie n'étant utile évidemment que dans la version affichage digital.

Etant donné la simplicité du schéma et surtout la diversité des tailles des composants montés en face avant, nous ne donnons pas le dessin du circuit imprimé. Nous vous laissons le soin de le faire car la disposition des composants n'est pas critique et le fonctionnement est immédiat.

Selon votre transfo vous serez peut-être amenés à équiper T 1 et T 2 (fig. 63) de petits radiateurs à ailettes si vous constatez un échauffement excessif. Le tableau d'équivalence des semiconducteurs est numéroté 5.

Le mois prochain nous étudierons la réalisation pratique et les tests de tous les modules pour l'affichage digital ainsi que la construction d'un petit vobulateur ce qui terminera cette série d'articles.

Remarques de dernière heure

Le μ A 753 peut être remplacé sans modification par le ECG 736 de SYLVANIA. Le CA 3089, TDA 1200 peut être remplacé par le ECG 788 de SYLVANIA.

...(à suivre)
C. TAVERNIER

Rectificateur

Haut-Parleur N° 1608 page 71 figure 8 : Il faut ajouter une résistance de 10 k Ω en parallèle sur la 5,6 k Ω allant de INV de IC4 à la masse.

UN ENSEMBLE TEST POUR LA MISE AU POINT DES CIRCUITS DE LOGIQUE TTL

LES circuits de logique TTL interviennent, chaque jour davantage, dans les réalisations d'amateurs : il suffit, pour s'en convaincre, de feuilleter les revues spécialisées.

La mise au point des montages comportant de tels circuits, se trouve considérablement facilitée si on dispose d'un matériel approprié, spécifique mais simple à construire. L'appareil que nous proposons, bien que sans prétention, satisfait aux besoins les plus courants. Outre une alimentation stabilisée de 5 volts, il comporte des testeurs d'états logiques, un générateur d'impulsions périodiques (positives ou négatives) à fréquence variable, et un autre générateur, commandé manuellement, et qui engendre, à chaque manœuvre, une impulsion unique.

Tous ces signaux sont, naturellement, compatibles avec les normes TTL habituelles.

Les témoins logiques

L'un des contrôles nécessaires par la mise au point est celui de l'état logique d'une ou de plusieurs sorties. On sait que, pour les circuits TTL, dont la tension d'alimentation est normalisée à 5 volts, les deux états possibles se caractérisent de la façon suivante, pour les sorties :

- l'état bas, ou 0, correspond, rigoureusement, à une tension nulle. Pratiquement, on admet qu'il est atteint si la tension n'excède pas 0,4 volt ;
- l'état haut, ou 1, devrait correspondre à une tension de sortie égalant celle de l'alimentation, soit 5 volts.

On admet qu'il est atteint dès que cette tension dépasse 2,4 volts.

Le circuit très simple de la figure 1, permet de différencier ces deux situations. On applique l'entrée A sur la sortie à tester. Si celle-ci se trouve au niveau 0, le transistor T_1 , modèle au silicium, reste bloqué : aucun courant ne traverse alors son circuit de collecteur, et la diode électroluminescente LED 1 est éteinte.

Si, au contraire, la sortie logique connectée en A se trouve au niveau 1, le transistor T_1 conduit. Compte-tenu de la valeur choisie pour la résistance de base R_1 , soit 10 k Ω , l'intensité du courant de base atteint au moins 200 μ A. Avec un gain en cou-

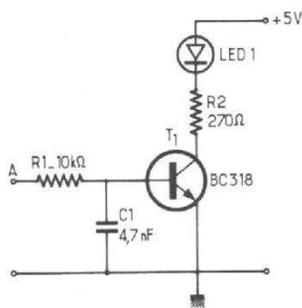


Fig. 1

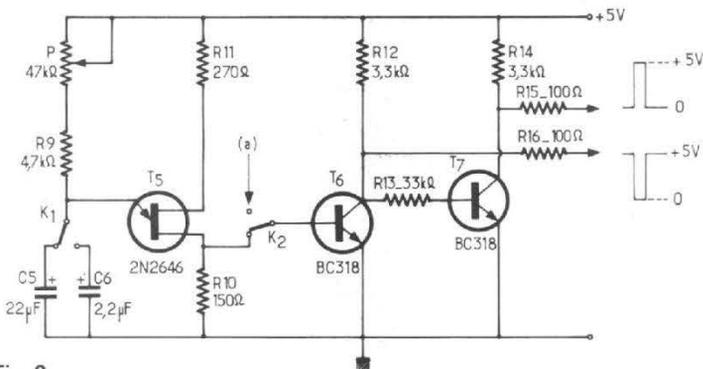


Fig. 2

rant de 100, valeur minimale pour le type de transistor retenu, on arrive donc à la saturation, c'est-à-dire à un courant d'environ 10 mA dans la diode et la résistance de limitation R_2 : la diode s'allume.

Le condensateur C_1 , qui découple la base, a pour but d'éliminer d'éventuelles composantes alternatives, ou impulsionnelles, susceptibles de perturber le fonctionnement du dispositif.

Un seul témoin du type décrit, ne permet guère, en général, des contrôles commodes. En effet, on peut avoir à vérifier simultanément l'état de plusieurs sorties. Le nombre de témoins identiques qu'il est intéressant de regrouper dans un même banc de contrôle, reste évidemment arbitraire. Nous nous sommes arrêtés, finalement, à quatre. Cette décision permet, entre autres, de vérifier en même temps l'état de toutes les sorties d'une décade en code BCDA.

Les quatre témoins étant identiques, nous n'en avons représenté qu'un seul. Toutefois, pour le montage final, et en particulier pour les plans de câblage, nous avons réservé les notations des composants des trois autres circuits : transistors T_2 à T_4 , diodes LED 2 à LED 4, etc.

Le générateur d'impulsions périodiques

On trouvera son schéma dans la figure 2. L'oscillateur de départ est construit autour du transistor T_5 , unijonction de type 2N2646, qui accepte, sans problème, d'osciller avec une alimentation de 5 volts seulement.

La fréquence est définie d'une part par le choix du condensateur connecté entre l'émetteur et la masse, et, d'autre part, par celui de la résistance de charge. Grâce aux deux condensateurs C_5 et C_6 , de $22 \mu\text{F}$ et $2,2 \mu\text{F}$ respectivement, sélectionnés par l'inverseur K_1 , on dispose de deux gammes de fréquences. Le potentiomètre P autorise, au sein de chacune de ces gammes, une variation conti-

nue dans un rapport 10 environ. Avec les valeurs choisies, les fréquences délivrées s'échelonnent sensiblement entre 2 Hz et 200 Hz, valeurs assez approximatives d'ailleurs, si on tient compte de la tolérance sur les capacités.

A chaque décharge de C_5 ou de C_6 , le courant qui traverse la résistance R_{10} y crée une courte impulsion de tension, appliquée à la base de T_6 . Normalement bloqué, ce transistor atteint alors la saturation, et délivre, sur son collecteur, une impulsion en lancée négative, faisant passer la tension de sortie de +5 volts à zéro. On transmet cette impulsion à travers la résistance R_{16} de 100Ω .

Simultanément, une impulsion de même durée, mais en lancée positive, apparaît sur le collecteur de T_7 . En effet, normalement saturé grâce au courant qui alimente sa base à travers la résistance R_{13} , T_7 se bloque lors de chaque impulsion délivrée par T_6 . La transmission, vers une autre sortie, de cette impulsion positive, s'effectue à travers R_{15} .

On remarquera que chacune de ces sorties, lorsqu'elle se trouve au potentiel de la

masse, peut amener une entrée d'un circuit TTL au niveau zéro, en lui faisant consommer l'intensité éventuellement indispensable pour obtenir ce résultat.

Le rôle du commutateur K_2 n'a pas encore été expliqué. Dans la position où le représente la figure 2, ce commutateur transmet, sur la base de T_6 , les impulsions répétitives prélevées aux bornes de R_{10} . Dans son autre position, il reçoit les impulsions manuelles, comme nous le verrons plus loin.

Le générateur d'impulsions « manuelles »

Pour certains contrôles, il peut être commode d'envoyer une par une, au rythme choisi par l'opérateur, les impulsions positives applicables sur telle ou telle entrée du circuit testé. La première méthode qui vient à l'esprit, repose sur l'utilisation, immédiate, d'un interrupteur ou d'un poussoir, relié d'une part au + de l'alimentation, d'autre part à l'entrée qu'on veut commander.

Les propriétés mécaniques des interrupteurs, interdisent cependant cette solution simple. En effet, les rebondissements, même brefs, qui accompagnent chaque manœuvre, font qu'au lieu d'une impulsion unique, on obtiendrait un train de plusieurs impulsions, en nombre d'ailleurs mal défini.

Une solution à ce problème, repose sur l'utilisation du circuit de la figure 3, dans lequel on reconnaît un monostable. Au repos, le transistor T_8 est bloqué, tandis que T_9 travaille à la saturation. Pressons alors le poussoir K_3 : une (ou plusieurs) impulsions négatives, de 5 volts d'amplitude, apparaissent aux bornes de R_{17} . La première de ces impulsions, transmise par C_7 et la diode D_1 , fait basculer le monostable ; à partir de cet instant, les impulsions parasites qui suivent n'ont plus aucun effet, tant que la bascule n'est pas revenue à l'état de repos. Il suffit donc de choisir sa période, proportionnelle à la constante de temps $C_8 R_{20}$, suffisamment longue pour qu'elle englobe la durée totale de tout le train d'impulsions délivré par K_3 . Ce résultat est largement

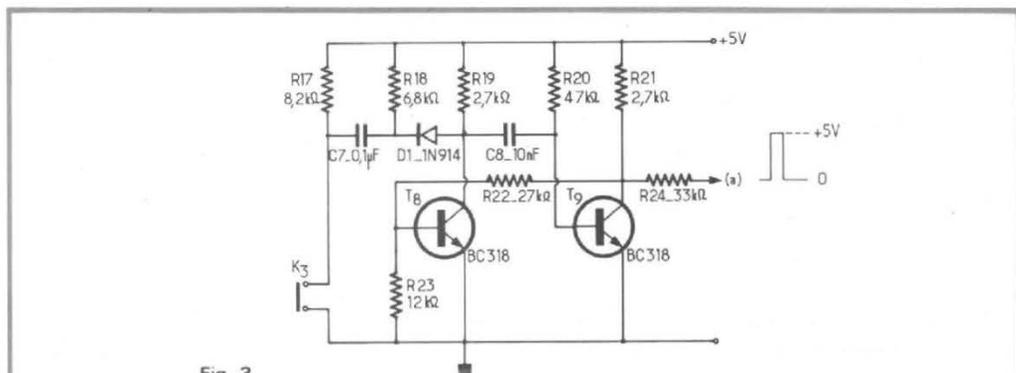


Fig. 3

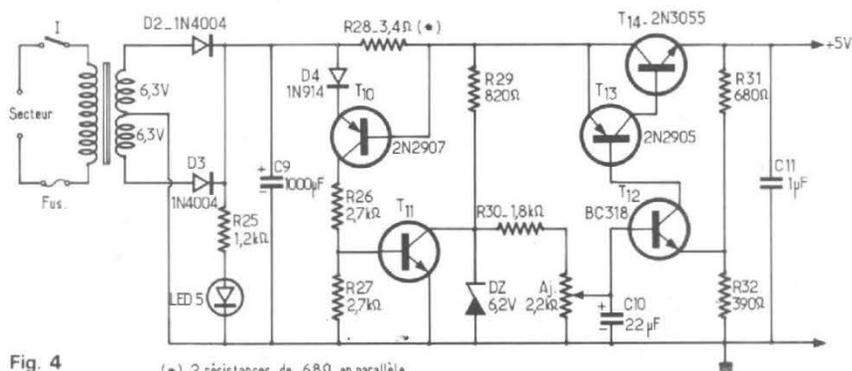


Fig. 4

(*) 2 résistances de 6,8Ω en parallèle.

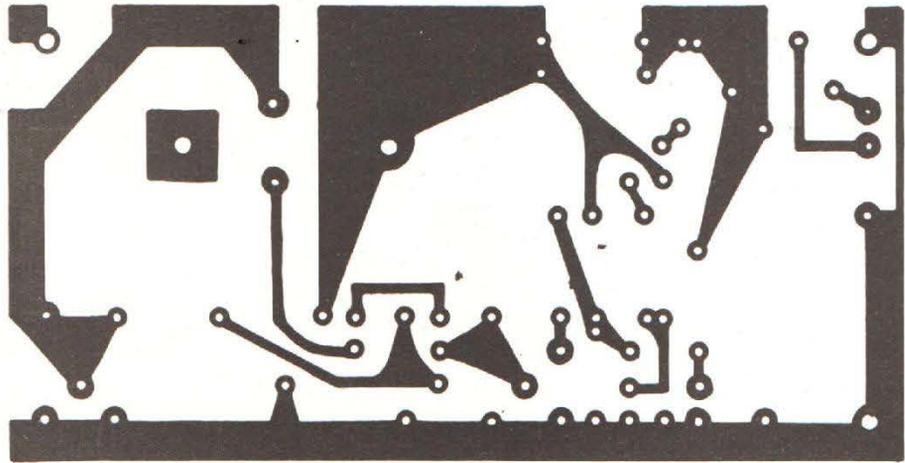


Fig. 5

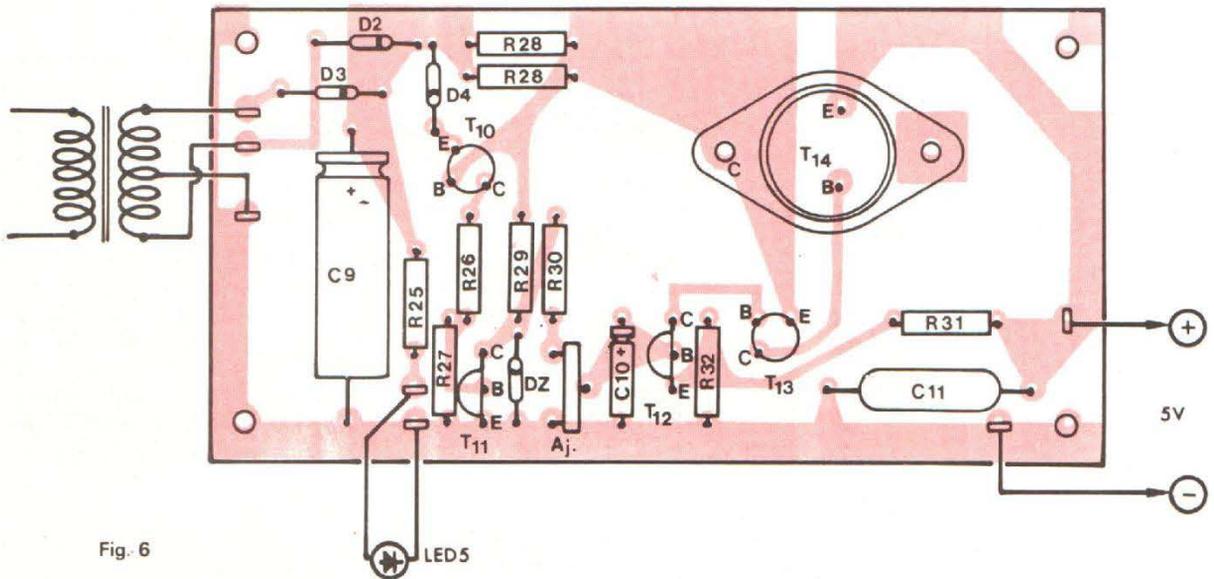


Fig. 6

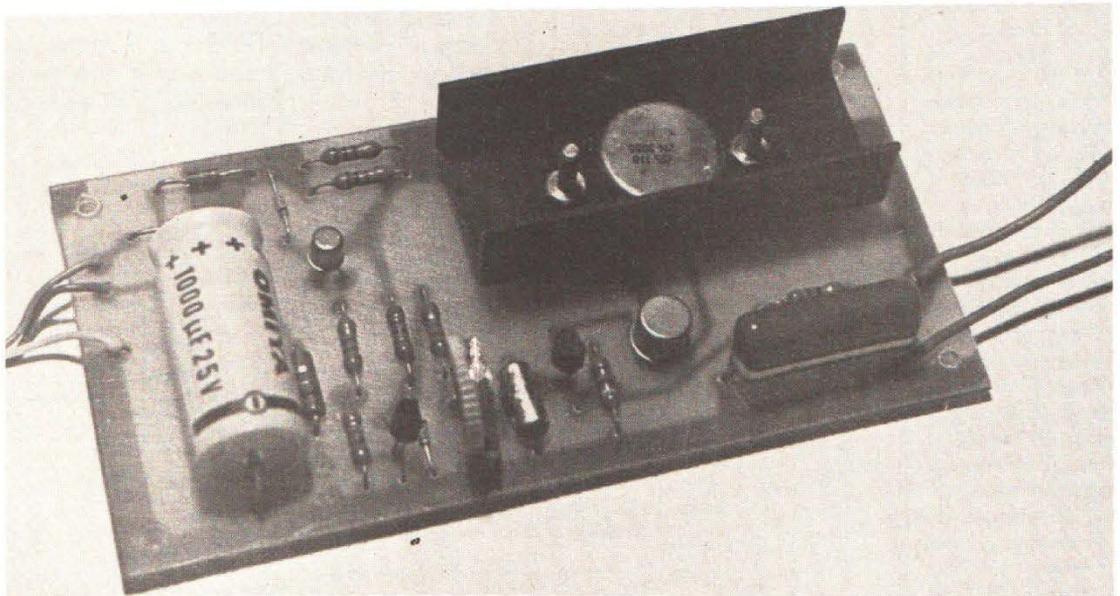


Fig. 7

obtenue avec une constante de temps de 10 ms environ, correspondant au cas de la figure 3.

A la sortie du monostable, donc sur le collecteur de T_2 , on dispose, à chaque manœuvre du poussoir K_3 , d'un créneau en lancée positive. Celui-ci, par l'intermédiaire de l'inverseur K_2 de la figure 2, et à travers la résistance R_{24} , peut être appliqué sur la base de T_6 . Ainsi on dispose simultanément sur les deux sorties, comme dans le cas des impulsions répétitives, de signaux complémentaires.

L'alimentation stabilisée

Une simple pile de 4,5 volts, pour lampe de poche, suffirait à assurer, pour quelques dizaines d'heures, le fonctionnement de l'ensemble des circuits décrits dans les figures 1 à 3. Toutefois, une alimentation stabilisée permet de disposer d'une autonomie infinie (nous exceptons les pannes), et délivre une intensité capable d'alimenter non seulement l'appareil lui-même, mais aussi les circuits testés.

Le schéma de celle que nous proposons, est indiqué à la figure 4. Le primaire du transformateur TR, sera éventuellement adapté aux 110 ou aux 220 volts du réseau dont on dispose. Dans le premier cas, on prendra un fusible de 200 mA, et de 100 mA dans le deuxième cas.

Le secondaire, à point milieu, délivre deux tensions efficaces de 6 à 6,5 volts, avec une puissance de 10 VA. Après redressement à double alternance par les diodes D_2 et D_3 , on opère un filtrage par le condensateur électrochimique C_9 , de 1 000 μ F. La diode électroluminescente LED 5, alimentée à travers R_{25} , sert de témoin de mise sous tension.

Comme dans toute alimentation destinée à travailler sur une table de mesures, il est indispensable de prévoir un circuit de protection contre les surintensités. Ce rôle est confié ici aux transistors T_{10} et T_{11} . En effet, quand l'intensité du courant débité par l'alimenta-

tion, et qui traverse R_{28} , atteint environ 600 mA, T_{10} commence à conduire, ce qui entraîne très vite la saturation de T_{11} , et court-circuite la diode zéner DZ , fournissant la tension de référence de 6,2 volts: la tension de sortie de toute l'alimentation tombe alors à zéro, jusqu'à ce que cesse la cause de la surintensité.

En fonctionnement normal, une fraction de la tension de référence de D 2 est prélevée sur le curseur de la résistance ajustable AJ, et filtrée à nouveau par le condensateur C_{10} . Travaillant en comparateur, le transistor T_{12} reçoit sur sa base cette tension de référence, et, sur son émetteur,

une fraction de la tension de sortie, déterminée par le diviseur R_{31} R_{32} . Le courant de collecteur de T_{12} pilote le ballast, formé par le groupement complémentaire des transistors T_{13} (PNP de type 2 N 2905) et T_{14} (NPN de type 2 N 3055).

Les circuits imprimés et leur câblage

Commençons par le circuit de l'alimentation, bien qu'il s'agisse là de la partie facultative de l'appareil. Son dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du support, est donné

dans la figure 5. La figure 6 précise le schéma d'implantation des composants, du côté de la face isolante. Elle est complétée par la photographie de la figure 7. Comme on le voit, un petit radiateur en U suffit au refroidissement du transistor de puissance, à condition de ne jamais prolonger excessivement un éventuel court-circuit de la sortie.

Tout le reste du montage (témoins logiques, générateurs d'impulsions) est groupé sur un deuxième circuit imprimé. On en trouvera le dessin, par la face cuivrée, à la figure 8, et le schéma d'implantation à la figure 9. La photographie de la figure 10 complète ces indications.

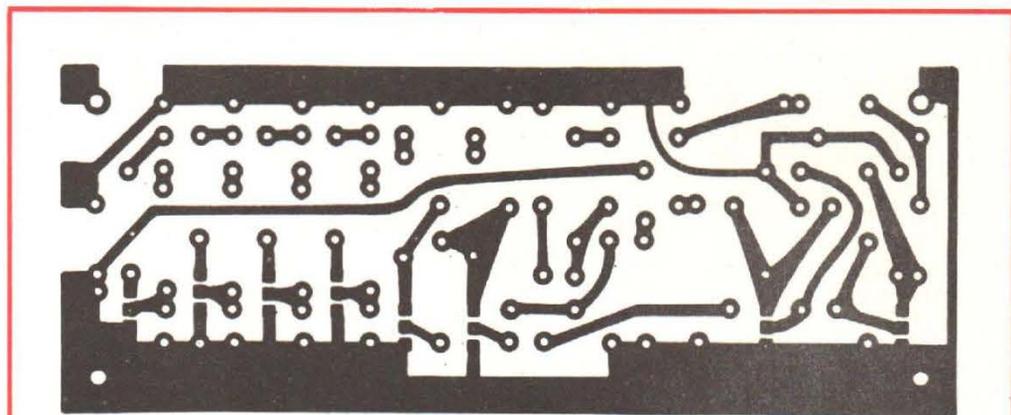


Fig. 8

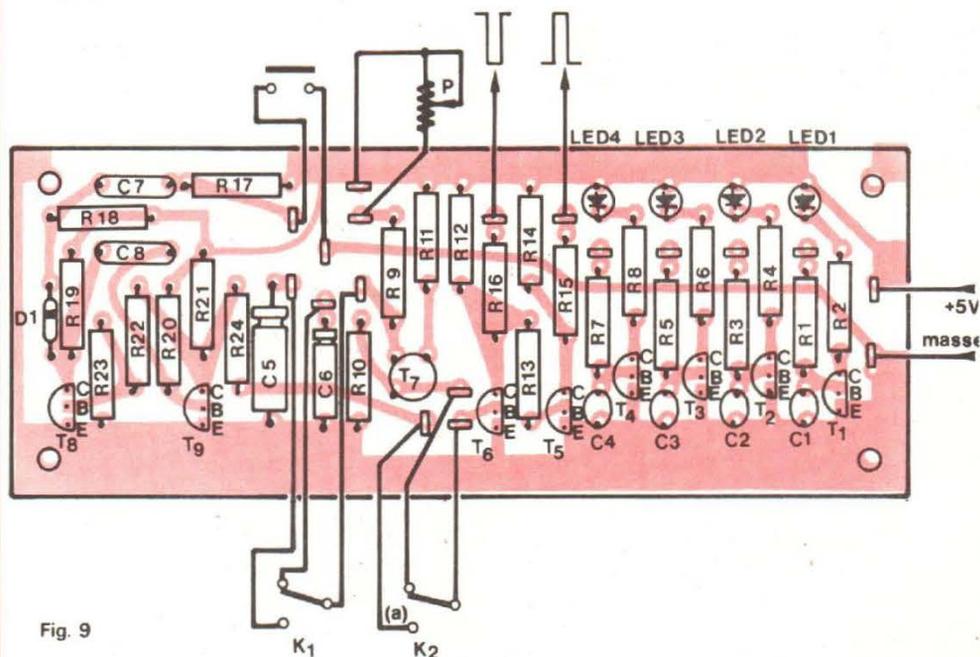
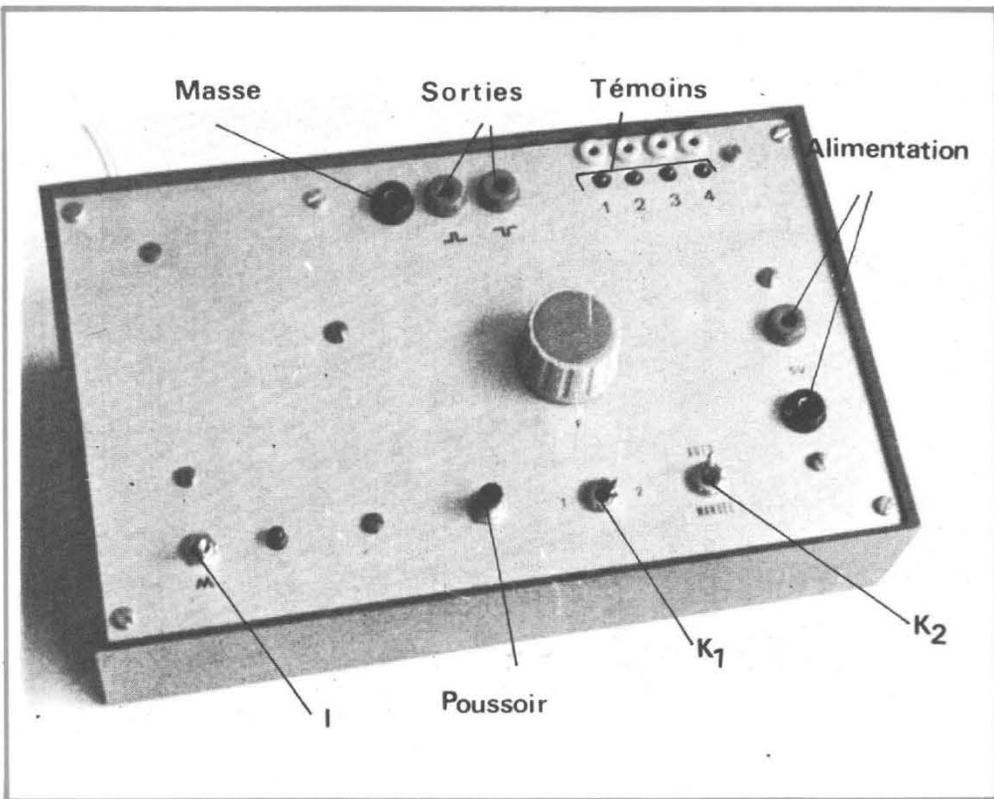


Fig. 9



sants externes de temporisation (résistance R et condensateur C), sont indiqués à la figure 17. On dispose de deux sorties complémentaires, Q et \bar{Q} , qui seront reliées à deux témoins logiques du générateur. Le monostable est déclenché manuellement, en

appliquant une impulsion négative sur les entrées A₁ et A₂. On peut alors contrôler le fonctionnement, et mesurer la période, grâce aux témoins logiques.

Rappelons que la période, en secondes, est donnée par la relation :

$$T = C (R + R_i) \log_e 2$$

où C est exprimée en Farad, et R et R_i en ohms. R_i est la résistance interne au circuit, et vaut à peu près 2 kΩ.

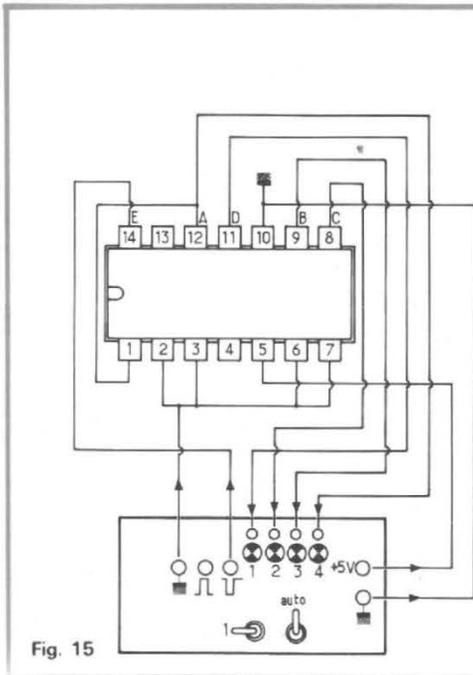


Fig. 15

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. 16

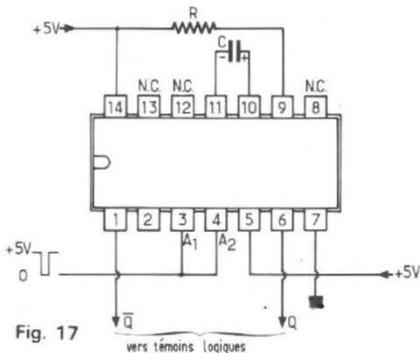


Fig. 17

Liste des composants

Transistors :

- T₁, T₂, T₃, T₄, T₆, T₇, T₈, T₉, T₁₁, T₁₂ : BC 317 ou BC 318.
- T₅ : 2 N 2 646
- T₁₀ : 2 N 2 907
- T₁₃ : 2 N 2 905
- T₁₄ : 2 N 3 055

Diodes :

- D₁, D₄ : 1 N 914
- D₂, D₃ : 1 N 4 004
- DZ : zéner 6,2 V (400 mW)

Condensateurs film plastique :

- C₁, C₂, C₃, C₄ : 4 700 pF
- C₇ : 100 nF
- C₈ : 10 nF
- C₁₁ : 1 μF.

Condensateurs électrochimiques (tension de service 15 à 25 volts) :

- C₅ : 22 μF
- C₆ : 2,2 μF
- C₉ : 1 000 μF
- C₁₀ : 22 μF

Résistances (1/2 watt, 5 %) :

- R₁, R₃, R₅, R₇ : 10 kΩ
- R₂, R₄, R₆, R₈ : 270 Ω
- R₉ : 4,7 kΩ
- R₁₀ : 150 Ω
- R₁₁ : 270 Ω
- R₁₂, R₁₄ : 3,3 kΩ
- R₁₃ : 33 kΩ
- R₁₅, R₁₆ : 100 Ω
- R₁₇ : 8,2 kΩ
- R₁₈ : 6,8 kΩ
- R₁₉, R₂₁ : 2,7 kΩ
- R₂₀ : 47 kΩ
- R₂₂ : 27 kΩ
- R₂₃ : 12 kΩ
- R₂₄ : 33 kΩ
- R₂₅ : 1,2 kΩ
- R₂₆, R₂₇ : 2,7 kΩ
- R₂₈ : 2 résistances de 6,8 Ω en parallèle
- R₂₉ : 820 Ω
- R₃₀ : 1,8 kΩ
- R₃₁ : 680 Ω
- R₃₂ : 390 Ω.

Résistance ajustable :

- Aj : 2,2 kΩ.

Potentiomètre linéaire :

- P : 47 kΩ

Transformateur :

- secondaire 6,3 V x 2
- Puissance 10 VA.



Kits Wharfedale XP.

pour enceintes acoustiques

DENTON	2 XP KIT	25 Watts	Prix : 350,00 F t.t.c
LINTON	3 XP KIT	30 Watts	Prix : 652,00 F t.t.c
GLENDALE	3 XP KIT	40 Watts	Prix : 798,00 F t.t.c
Prix à la paire			



Demandez les "Wharfedale Kits" chez votre spécialiste.

NOUVEAUX CIRCUITS MOS

POUR TÉLÉCOMMANDE

DES RÉCEPTEURS TVC MODERNES

LE NOUVEAU CONCEPT

Les exigences du marché ont amené les ingénieurs d'INTERMETALL à développer un nouveau concept, permettant de commander sans interface les tuners digitalisés à mémoire de programme électronique, ainsi qu'un dispositif d'affichage du numéro de programme, d'une échelle représentant la tension d'accord du tuner ou de l'heure sous forme digitale.

Tous ces circuits sont réalisés en technologie MOS. Les principales fonctions transmises par ultra-sons sont les suivantes :

- marche/arrêt
- sélection du programme (jusqu'à 16 canaux)
- affichage du numéro de programme
- contrôle de la tension d'accord
- réglage du volume
- suppression et rétablissement du son
- commande de normalisation pour les chrominances et la luminosité
- 5 fonctions au choix.

CET article présente une série de CI MOS qui permettent de réaliser une télécommande sûre pour les récepteurs TV-C, combinée avec un contrôle automatique du tuner et l'affichage sur écran du numéro du programme.

L'avantage d'une télécommande pour téléviseur est particulièrement évident dans le cas du réglage de la couleur, qui ne peut être apprécié qu'à distance. Des systèmes pour le noir et blanc existent depuis une quinzaine d'années, dont la transmission s'effectuait par câble et qui de ce fait n'eurent que peu de succès. La télécommande sans fil s'imposait donc !

En 1973, INTERMETALL proposa le premier jeu de circuits MOS permettant de réaliser une télécommande à transmission ultrasonore. Celle-ci possédait 15 canaux, permettant de transmettre 8 commandes de programme plus les réglages de chrominance, de volume et les commandes marche/arrêt. Ce système fut remplacé par un jeu plus performant, composé des circuits SAA 1024 et SAA 1025, permettant de transmettre 30 commandes différentes. Ces circuits sont actuellement produits au rythme de un million de pièces par an !

Les fréquences ultrasonores des 30 canaux sont situées entre la première et la deuxième onde supérieure de la fréquence ligne. Ces dernières surviennent dans le récepteur sous forme électrique et ultrasonore : il a donc fallu prévoir une immunité suffisante à ce bruit.

Le schéma synoptique de la figure 1 présente le montage des différents circuits.

LES CIRCUITS MOS UN PAR UN

L'émetteur ultrasonore

Le SAA 1024 est essentiellement composé d'un oscillateur (fig. 2), suivi d'un bistable d'un diviseur ajustable et d'un diviseur fixe. Le diviseur ajustable est commandé à travers un décodeur et un dispositif de

protection contre les fausses manœuvres. Les 30 fréquences ultrasonores sont comprises entre 34 et 44 kHz, avec un intervalle de 346,4 Hz. Elles sont obtenues par un système de marquage à partir d'une fréquence quartz (sous-porteuse couleur) : cette fréquence de 4,433 MHz est divisée par deux au moyen d'un bistable. Sur 128 impulsions de la fréquence 2,2168 MHz, 1 à 30 impulsions sont masquées. Le résultat est encore divisé par 50 par le diviseur fixe, afin d'éliminer le « jitter » causé par le masquage.

La figure 3 montre le montage relativement simple de l'émetteur. En actionnant une des 30 touches, on attaque deux entrées de contrôle parmi a... e et f... l. Le décodeur intégré transforme ce signal en mot de 5 bits qui commande le diviseur ajustable qui à son tour détermine par division la fréquence requise. Tous les signaux qui n'attaquent pas simultanément une des entrées a... e et une des entrées f... l sont reconnus comme fausses manœuvres. L'oscillateur reste en ce cas hors ser-

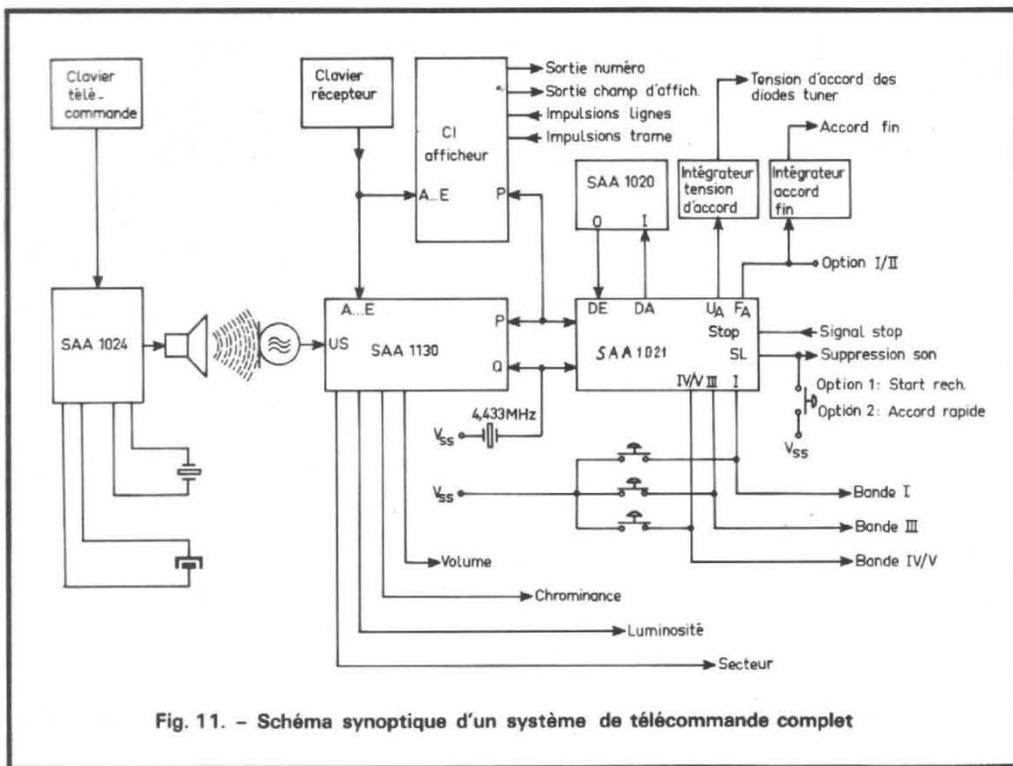


Fig. 11. - Schéma synoptique d'un système de télécommande complet

vice. La consommation au repos n'est que de $10\mu A$ et reste donc inférieure à l'auto-décharge d'une pile. Il est inutile de prévoir un interrupteur.

Le récepteur ultrasonore

Le SAA 1130 est une amélioration du SAA 1025. Il peut également recevoir 30 commandes, mais dispose en outre d'une commande supplémentaire, disposée sur le récepteur, et permettant de commander les 16 programmes sous forme sérielle. Il dispose également de sorties pouvant commander directement un circuit afficheur. Autre différence : les commandes analogiques (son,

luminosité, chrominance) peuvent être réglées sur 62 valeurs différentes au lieu de 30. L'oscillateur d'horloge est intégré, de sorte que seul un quartz de 4,43 MHz est nécessaire. La figure 5 présente le schéma synoptique interne du circuit, grâce auquel nous allons décrire le mode de fonctionnement.

L'oscillateur de 4,43 MHz commande un générateur d'horloge composé essentiellement de 2 diviseurs 2 : 1 et d'un diviseur 8 : 1 et délivrant une horloge à deux phases de 1,1 MHz et de 277 kHz. L'horloge lente a un taux d'impulsion de 3/5 et sert à pulser

tout le circuit, en dehors du convertisseur D/A et de la mesure de la durée cyclique (mesure des signaux ultrasonores reçus).

Le diviseur 6 400 : 1 produit l'impulsion de déclenchement pour le contrôle de processus. Cette unité contrôle l'ensemble des processus dans le circuit. Elle détermine les temps de mesure et le déroulement temporel des commandes.

Le signal reçu par le microphone est transmis à la broche 15 après amplification, puis synchronisé avec la fréquence de travail. La mesure de la durée cyclique est effectuée par mise à zéro d'un compteur

pulsé à 1,1 MHz. Lorsque celui-ci est remis à zéro avant d'avoir atteint une certaine valeur, la fréquence ultrasonore était trop élevée. S'il atteint sa valeur maximale, la fréquence était trop basse. Dans les deux cas, le signal est immédiatement stoppé, et l'étape de mesure recommence depuis le début.

Le signal ultrasonore synchronisé passe ensuite par le diviseur 8 : 1. L'intervalle de 364,4 Hz entre les différents canaux est déterminé par ce diviseur. Sur celui-ci sont branchés un compteur de 5 bits et un compteur de 2 bits. Ce dernier contrôle que les mesures sont effectuées 3 fois de suite par le compteur de 5 bits, avant que le résultat soit valorisé. Le résultat du premier comptage est mis en mémoire, puis comparé avec le résultat du deuxième comptage. La commande n'est transmise qu'en cas d'égalité.

Dans ce cas, la commande est codée par le contrôle entrée/sortie et délivrée sous forme d'impulsions aux sorties A... 5. Ces sorties peuvent également servir d'entrées pour les commandes situées directement sur le poste.

La mémoire de programme est un compteur binaire de bits qui stocke l'information programme et la délivre sous forme statique et codée aux sorties PA... PD. Le décodeur de commande convertit le mot binaire des commandes analogiques (luminosité, chrominance, volume) en signal pour le convertisseur D/A. Il contrôle également la commande du secteur et de sup-

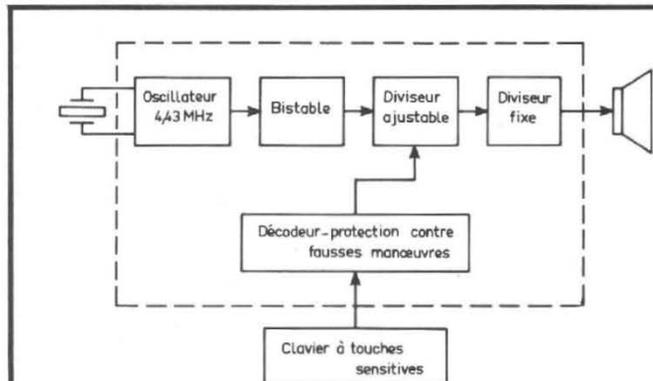


Fig. 2. - Schéma synoptique du SAA 1024.

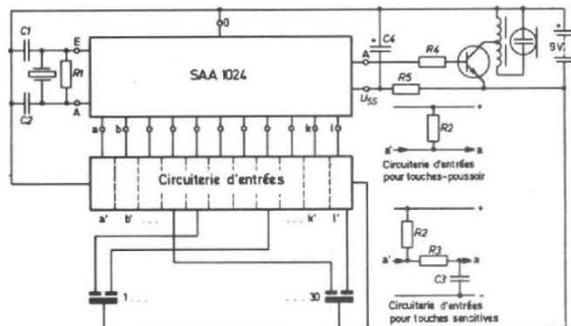


Fig. 3. - Schéma d'un émetteur ultrasonore.

TABLEAU DES FREQUENCES D'ENTREE
U.S. POUR $f_t = 4,4336$ MHz

N. du canal u.s.	fréquence moyenne	commande
1	33 944,89	exploration séquent.
2	34 291,21	coupure secteur
3	34 637,65	coupure son
4	34 984,02	chrominance +
5	35 330,40	normalisation
6	35 676,78	chrominance -
7	36 023,15	commande suppl. 1
8	36 369,53	luminosité +
9	36 715,91	commande suppl. 2
10	37 062,28	luminosité -
11	37 408,66	commande suppl. 3
12	37 755,03	volume +
13	38 101,41	commande suppl. 4
14	38 447,49	volume - commande suppl. 5

N. du canal	Fréquence moyenne	Commande
15	38 794,16	programme 1
16	39 140,54	programme 2
17	39 486,92	programme 3
18	39 833,29	programme 4
19	40 179,67	programme 5
20	40 526,05	programme 6
21	40 872,42	programme 7
22	41 218,80	programme 8
23	41 565,18	programme 9
24	41 911,55	programme 10
25	42 257,93	programme 11
26	42 604,31	programme 12
27	42 950,68	programme 13
28	43 w97,06	programme 14
29	43 643,43	programme 15
30	43 989,81	programme 16

Fig. 4. - Tableau des commandes transmises par ultrasons, avec les fréquences ultrasonores correspondantes.

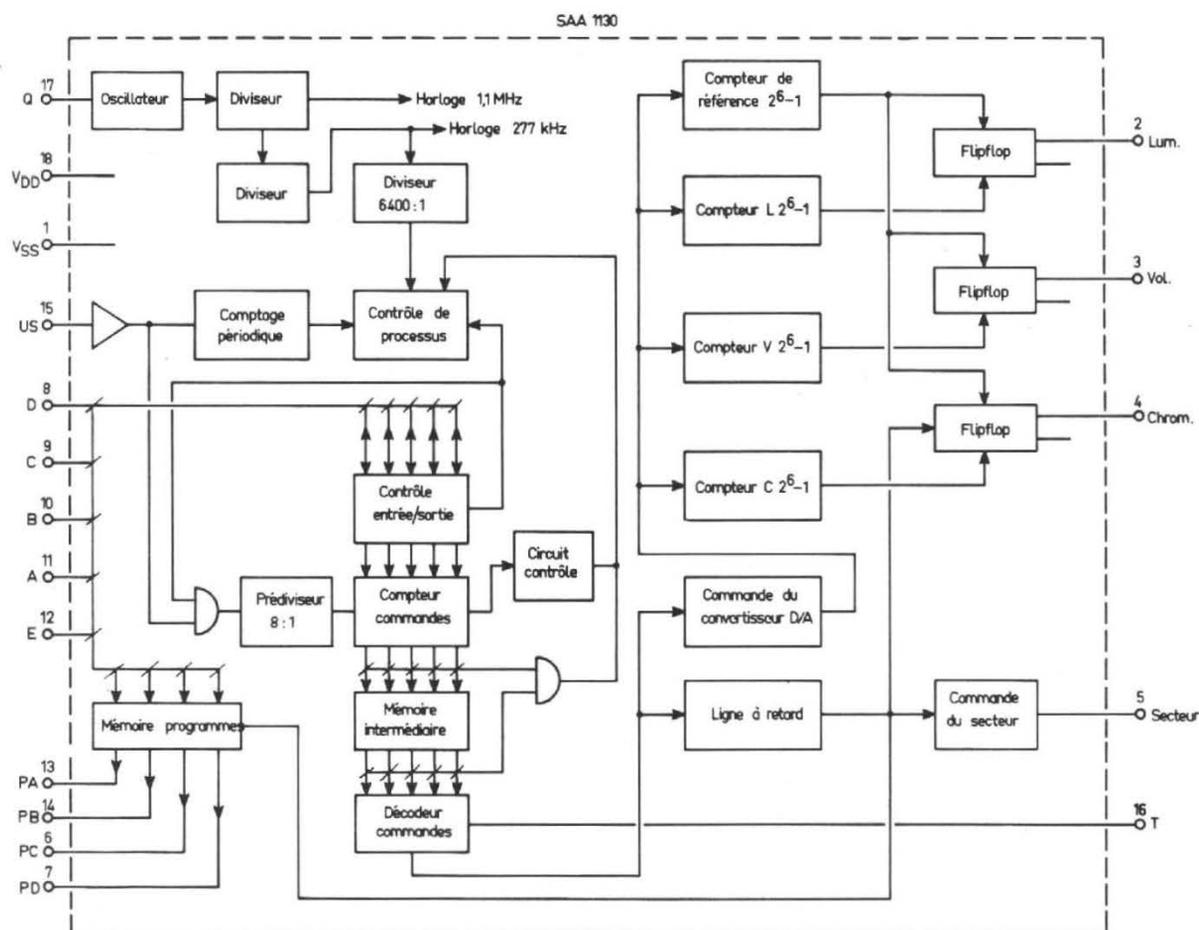


Fig. 5. - Schéma synoptique du récepteur SAA 1130.

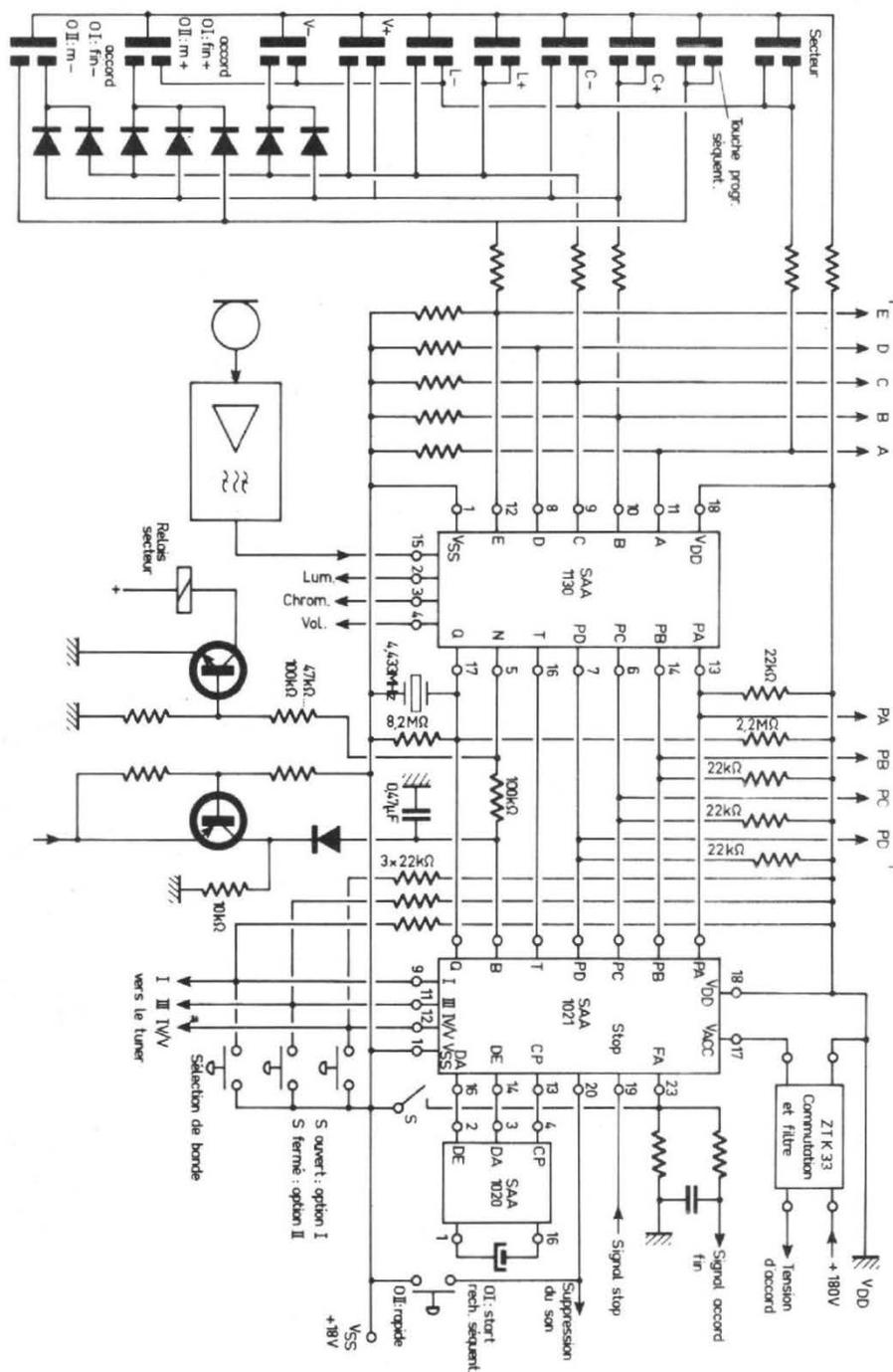


Fig. 6. - Schéma de la partie commande/programmation complète.

pression/rétablissement du son.

Le convertisseur D/A est un modulateur de durée d'impulsion, composé de compteurs en chaîne et de bistables. La fréquence d'horloge de 1,1 MHz est divisée par 63. On obtient ainsi 62 différents taux d'impulsion pour les signaux de sorties carrés de 17,5 kHz. Les signaux sont aplanis par un réseau RC. La tension moyenne obtenue détermine le niveau de la valeur analogique. Le SAA 1130 est alimenté en permanence, même lorsque le poste est éteint, par une tension de -18 V, afin que la commande « marche » puisse être effectuée. La plupart des récepteurs couleur modernes étant chauffés en permanence, cela ne pose pas de problème. La consommation est insignifiante.

Le tableau ci-dessous donne les 30 fréquences ultrasonores pouvant être élaborées par le circuit : (tableau fig. 4)

Le récepteur est allumé lorsqu'on manipule une des 16 touches de programme. Le programme est affiché soit par LED, soit par lampes, soit par un display sur l'écran. Les valeurs analogiques peuvent être mises sur une valeur moyenne au moyen d'une touche « grand-mère ». Les commandes supplémentaires peuvent être utilisées à loisir par le fabricant pour différentes fonctions, tel l'affichage de l'heure digitalisé sur l'écran.

Le contrôle automatique du tuner

Des récepteurs conventionnels, équipés de diodes à capacité variable, disposent d'un potentiomètre ajustable et d'un commutateur de bande pour chaque programme. Dans la solution électronique proposée par INTERMETALL, tous ces composants mécaniques sont remplacés par deux circuits intégrés, SAA 1020 et SAA 1021.

Le SAA 1020 est un registre à décalage statique de 288 bits en CMOS, pouvant stocker toutes les informations de 16 canaux. Lorsque le poste est éteint, l'information est retenue au moyen d'une pile minia-

ture de 1,5 V. Le SAA 1021 est un processeur, effectuant tout le traitement des données. Le montage fonctionne suivant le principe de la synthèse de tension.

Deux options - I et II - sont laissées au choix du concepteur, en fonction du montage à la br. 23. Par l'option I, le récepteur TV est programmé pour une recherche automatique de station. Le signal stoppant la recherche est par exemple le détecteur de ration de l'AFC. Il est possible d'effectuer un réglage fin sur 7 valeurs, au moyen de la télécommande. L'utilisateur peut par conséquent soit modifier la netteté des contours, soit supprimer des parasites en cas d'émission lointaine.

Avec l'option II, le récepteur est programmé par une recherche manuelle, effectuée à deux vitesses et par pas-à-pas. La vitesse lente et le réglage pas-à-pas sont également commandés à distance.

Toutes les informations nécessaires à l'accord d'un canal sont contenues dans un mot de 18 bits. 3 bits sont nécessaires pour la bande, 12 autres pour produire la tension d'accord et 3 pour le réglage fin. La mémoire peut stocker 16 mots de 18 bits, qui sont lus à volonté en code binaire, au moyen de connexions.

L'élaboration de la tension d'accord à partir de l'information de 12 bits est effectuée selon le procédé de modulation de la largeur d'impulsion. Le signal de sortie de fréquence 558,67 Hz (période 1,8 ms) peut être pulsé sur 3968 pas de durée 0,46 μ s. Un signal commençant à 0 est formé par un suite de 62 impulsions de 0,46 μ s. Dans la demi-période suivante suit un deuxième train d'impulsions et ainsi de suite. Le signal de sortie est donc composé de n paquets d'impulsions, dont n-1 sont complets alors que l'un est incomplet. Le signal passe par un étage de stabilisation de haute précision et un réseau RC pour être intégré. On dispose alors de la tension d'accord.

La programmation d'un nouveau canal commence par la détermination du numéro de

ce canal au moyen d'un mot de 4 bits appliqué à l'entrée programme. On fixe ensuite la bande au moyen des touches adéquates. A ce moment commence l'exploration séquentielle de la bande sélectionnée, la tension d'accord étant produite de la manière décrite ci-dessus. Lorsque l'accord est fait avec un émetteur de qualité suffisante, le détecteur de ratio délivre un signal stop. En réalité ce signal est délivré avec un léger retard, dû à la constante de temps du filtre intégrateur. Pour cette raison, l'exploration automatique revient en arrière à une vitesse 20 fois inférieure jusqu'à ce que l'accord soit sur la position idéale. L'utilisateur peut cependant modifier cet accord à son gré, pour modifier la netteté des contours. Les trois informations « bande », tension d'accord » et « accord fin » sont codés ensemble dans un mot de 18 bits.

La figure 6 présente le schéma complet de la fonction télécommande, touches sensibles, programmation et permet de constater la faible quantité de composants nécessaire. Les entrées et sorties des circuits intégrés sont entièrement compatibles, sans interfaces. Le quartz délivre à la fois la fréquence de mesure pour la réception ultrasonore et la fréquence d'horloge pour le traitement des données dans le SAA 1130.

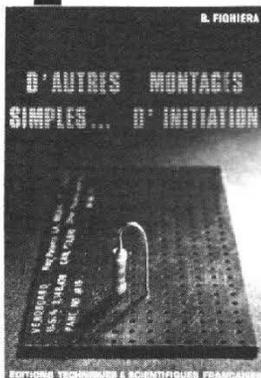
A. VEITH

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. Flamm : télécommande ultrasonore pour TV, « Toute l'Electronique » N° 402, sept 75, pages 45 à 52.
- [2] M. Lorkovic : MOS technology brings fun and games to TV sets Electronics, mai 1976, pages 87 à 92.
- [3] Databook Intermetall : Integrated Circuits for Consumer Applications. (Service de documentation ITT Semiconducteurs, 16, rue Emile-Schwoerer, 68000 Colmar).

ESF

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



D'AUTRES MONTAGES SIMPLES... d'INITIATION

par B. FIGHIERA

2^e EDITION

Un ouvrage qui s'adresse à tous, un support de montage révolutionnaire, des réalisations entièrement détaillées (plans de câblage, photographies, listes des composants). Des listes d'adresses pour l'achat des composants et, une plaquette, gratuite, M. Board M 19 (95 x 50 mm bakélite, cuivrée et percée) est encartée dans cet ouvrage.

Un ouvrage broché, format 15 x 21
Couverture quadrichromie
136 pages, 128 figures (32 photos)
Prix : 29 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)

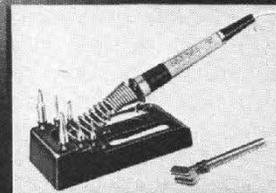
LES ELECTRONICIENS préfèrent le FER A SOUDER X 25...

FER A SOUDER DE PRECISION MINIATURE POUR CIRCUITS INTEGRES, MICROSOUDURES.
PANNES LONGUE DUREE :
Ø : 2,4 - 3,2 - 4,7 mm
PANNES SPECIALES POUR DESSOUDAGE DE CIRCUITS INTEGRES
PUISSANCE : 25 W
TENSIONS A LA DEMANDE : 120 - 220-240 V
EN VENTE CHEZ LES REVENDEURS ET GROSSISTES.

Le très faible courant de fuite du X 25 évite d'endommager, en cours de soudage, les composants délicats tels que les MOS, MOSTET, etc...
Le fer est muni de 3 conducteurs dont un à la masse.

ANTEX

agents généraux pour la France
Ets. V. KLIATCHKO
6bis, rue Auguste Vitu
75015 PARIS
Tel : 577 84-46



demande de documentation
FRIME ou NOM
ADRESSE

CIRCUITS DE BASE

EN analogique comme en numérique, il est fréquent de faire appel à des circuits qui divisent la fréquence. Citons les exemples concrets des générateurs-synthétiseurs, des standards de fréquence utilisés dans les émetteurs, les compteurs, les fréquences-mètres, les voltmètres numériques, etc. Tous ces équipements comportent une association de circuits dont le nombre dépend de l'ampleur de la division; sauf de rares exceptions, la base de la division présente un caractère binaire; l'élément fondamental est donc une **basculé bistable**. Quelle que soit la forme terminale du signal fourni après division, celle-ci se pratique généralement en « tout ou rien » c'est-à-dire que l'on traite des impulsions préalablement mises en forme dans un étage « reformeur » qui ne conserve du signal à diviser que la période de récurrence: voir figure 1. Dans cette chaîne, considérons le bloc diviseur; sa caractéristique essentielle est évidemment le diviseur « N » et, comme cette opération s'effectue à partir d'une numérotation binaire, on définit la division à partir de $N = 2^n$, « n » étant un nombre entier compris dans les réels. Il s'agit aussi du nombre de bascules bistables à associer en chaîne pour assurer la division.

BASCULE BISTABLE

Un exemple de bascule nous est donné figure 2; pour en expliquer le fonctionnement, nous partons du postulat suivant: les deux transistors étant bouclés sur eux-mêmes, l'un d'entre eux se

trouve saturé tandis que l'autre est bloqué. Ceci peut se vérifier en considérant le schéma équivalent de la figure 3. Pour un état stable donné, supposons que T_2 se trouve bloqué. Son collecteur se voit donc porté au même potentiel que la tension d'alimentation entre t_0 et t_1 et $V_{C2} \neq V_{alim.}$ Par l'intermédiaire

du pont diviseur R_{B1}/R_{A2} qui limite le courant i_{B1} à des grandeurs raisonnables, le transistor T_1 se trouve fortement saturé, ce qui réduit à presque rien la tension collecteur V_{C1} . Pour simplifier, on admet que cette tension est nulle et que le collecteur est à la masse: c'est la caractéristique essentielle d'un amplificateur inverseur

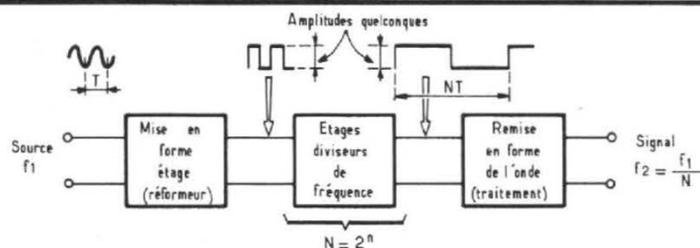


Fig. 1. - Schéma de principe d'une chaîne de division.

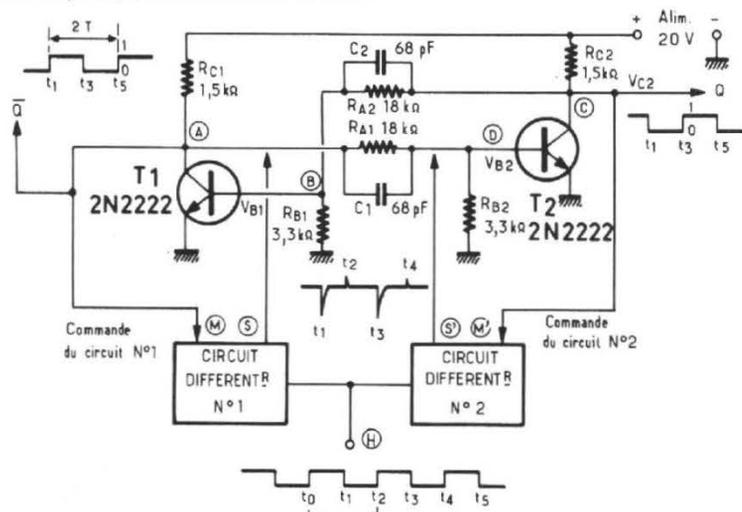


Fig. 2. - Montage basculeur à deux états stables.

saturable ; on a donc constamment, pour le montage de la figure 2 :

$$A = \overline{B}$$

$$\text{et } C = \overline{D}$$

en ce qui concerne les états logiques.

Par voie de conséquence et étant donné le postulat initial, on a aussi : $A = \overline{C}$. En revenant donc au montage de la figure 3, B est à 1 tandis que $C = 0$. Le circuit différentiateur présente son point M à la masse, permettant la fonction dérivatrice, lorsque l'entrée H (l'horloge) se trouve attaquée par une séquence rectangulaire périodique T.

En effet, la constante de temps $\theta = RC_3$ étant faible devant T, au point E, il apparaît des pointes orientées négativement puisque la diode D_2 court-circuite celles positives. La diode D_1 permet le transfert des pointes négatives vers la base B qui touche à zéro au temps t_1 . Malgré la brièveté de cette intervention le transistor T_1 se trouve suf-

fisamment bloqué pour que le point A voit son potentiel monter à celui de la tension d'alimentation. Grâce au pont de résistances R_{A1}/R_{B2} , le potentiel sur la base de T_2 remonte et débloque le transistor. Son collecteur tombe à zéro ce qui confirme l'état initial de la base de T_1 : l'inversion des états a eu lieu, T_1 reste bloqué, T_2 saturé. Pour revenir à l'état initial, il faut attendre qu'un nouveau front de descente apparaisse sur H. Toutefois, c'est le circuit différentiateur N° 2 qui va agir sur la base de T_2 puisque le point D est, alors, à un potentiel positif. On peut conclure en soulignant qu'il faut deux impulsions d'« horloge » pour rétablir le même état. Si l'on observe les séquences apparaissant en A et C, on remarquera que les périodes — complémentaires — sont deux fois plus longues que celles de l'horloge. La fréquence est bien divisée par deux.

Le processus d'inversion précédent n'est pas instan-

tané. Pour accélérer la transition, on place des condensateurs de quelques dizaines de pF aux bornes R_{A1} et R_{A2} ; leur valeur dépend des transistors et de la tension commutée (environ : V_{alim}). Le phénomène de stockage interne à la base, sa capacité d'entrée entrent en ligne de compte. En fait, c'est l'expérience qui fournit le compromis.

PORTE LOGIQUE

En considérant le montage de la figure 3, l'étage inverseur saturable n'est qu'un système de base possédant des défauts puisque lent. Pour faciliter une franche transition de 0 à 1 et de 1 à 0, les sorties A et C de la bascule bistable doivent être commutées rapidement. On peut avoir recours non pas à un transistor saturé — donc comportant un temps de stockage important — mais à un micro-circuit qui reflète la

même fonction. C'est le cas du circuit NAND (qui doit être appelé désormais « ET-NON » ou « ON ») de la figure 4.

Laissées en l'air ou ramenées à un potentiel logique 1 (+5 V), les entrées A et B bloquent T_1 , la base de T_2 reçoit donc un potentiel positif qui sature ce transistor.

La faible tension qui subsiste sur l'émetteur de T_2 reste suffisante pour saturer T_4 . Par contre, la tension existant sur le collecteur de T_2 n'est pas suffisante pour faire conduire T_3 qui se trouve bloqué. Les deux conditions cumulatives : T_3 bloqué, T_4 saturé, font que la sortie Y reste bien à zéro. On a :

$$Y = \overline{A \cdot B}$$

Si une des entrées A et B retourne à la masse, T_2 se retrouve bloqué puisque T_1 se sature. Dans ces conditions, T_3 voit sa base monter à 1 immédiatement. L'association cumulative des effets bloquants et conducteurs de T_3 et T_4 permet de rapides transitions. Le montage est appelé « TOTEM-PÔLE ». La loi de Morgan nous permet de dire aussi que :

$$Y = \overline{A} + \overline{B}$$

\overline{A} ou \overline{B} représente bien une absence de tension logique appliquée sur les entrées. Contrairement au cas ci-dessus, la simultanéité des états logiques n'est pas indispensable pour ramener Y à 1. On a le tableau de vérité fondamental suivant :

A	B	Y
1	1	0
0	1	1
1	0	1
0	0	1

BASCULES LOGIQUES

Un montage bascule peut découler de la combinaison de deux circuits « ON » bouclés

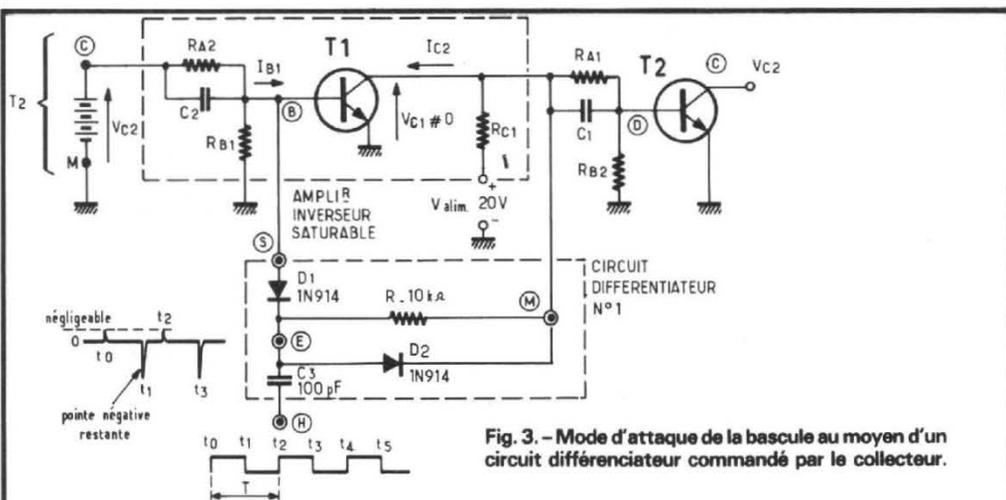


Fig. 3. - Mode d'attaque de la bascule au moyen d'un circuit différentiateur commandé par le collecteur.

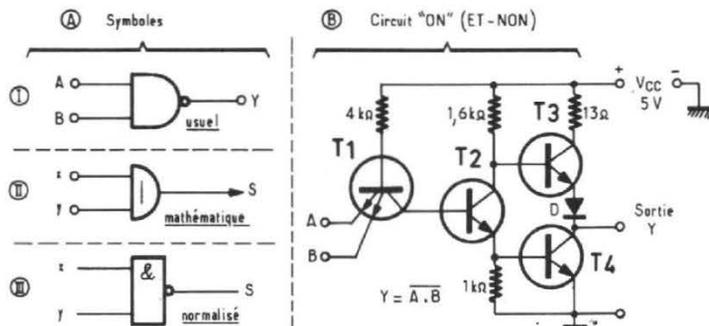


Fig. 4. - Exemple de porte NAND pouvant servir d'inverseur (SN 7400 Texas).

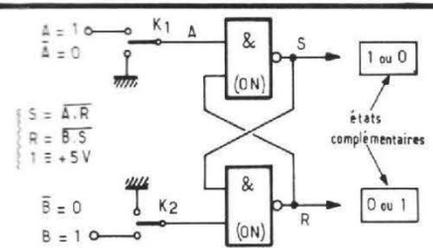


Fig. 5. - Bascule à commandes séparées des entrées de deux circuits NAND (ou circuits « ON »).

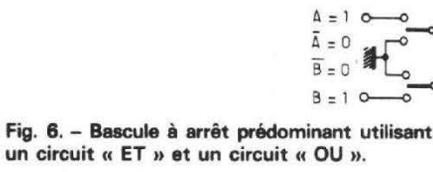


Fig. 6. - Bascule à arrêt prédominant utilisant un circuit « ET » et un circuit « OU ».

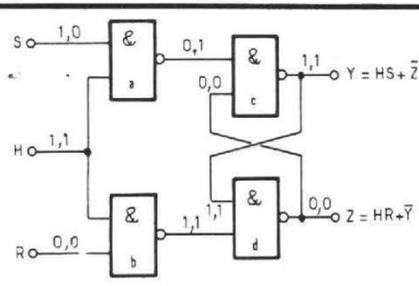
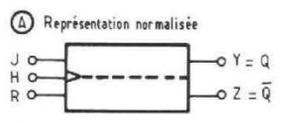


Fig. 7. - Schéma de montage de la bascule « esclave » (type RS).



B) TABLEAU DE VERITE

H	R	S	Y	Z	Remarques
0	0	0	Q	Q-bar	état stable
1	1	1	1	1	état à exclure
1	1	0	0	1	remise à zéro de Y
1	0	1	1	0	remise à 1 de Y
1	0	0	1	0	état mémoire
0	0	0	1	0	état stable

Fig. 8. - Bascule esclave vue sous son aspect logique.

comme l'indique la figure 5. Cette représentation fait état, par ailleurs, d'une normalisation nouvelle, seule autorisée, désormais, en France. Une réserve doit être formulée en ce qui concerne le fonctionnement : l'analyse étant purement combinatoire, l'effet diviseur n'apparaît pas clairement. Sa compréhension s'avère toutefois nécessaire pour aborder, ensuite, une structure séquentielle plus élaborée. Notamment, il est bon de montrer que certaines attaques sont sans effet sur l'état logique des sorties ; il s'agit d'un phénomène de « mémoire » et c'est précisément cet aspect qu'on met en pratique dans les diviseurs.

Considérons l'attaque des portes effectuée au moyen d'inverseurs séparés (Fig. 4). Pour satisfaire aux conditions de la Table de vérité du circuit ON, nous avons, évidemment : S = 0 et R = 1 pour A = 1 et B = 0. Si l'on inverse K₂ de B = 0 à B = 1, S étant déjà à 0, rien ne se passe en R, qui reste sur 1.

Malgré l'inversion de B, les sorties conservent en mémoire l'état précédent. Par contre, si l'on retourne l'inverse K₁ (A = 0), on assiste à une inversion des états des sorties puisque S = 1 ; R = 0, par voie de conséquence.

En ramenant A sur 1, S reste sur 1 puisque R se trouve sur 0. Un état stable est encore conservé (mémoire).

Enfin si l'on place A et B à zéro, S et R passent à 1 tous les deux. Le cas n'est pas intéressant puisqu'on ne respecte pas la complémentarité des états logiques de la bascule. Cet état stable, paradoxal, est à proscrire dans les possibilités d'attaque.

Par contre, on retiendra de la méthode que le cas A = B = 1 n'inverse pas l'état antérieur de la bascule ; il faut une intervention supplémentaire pour inverser le système.

Il nous reste à imaginer un cas concret d'attaque et à exclure le cas A = B = 0. Ce dernier cas sera vu plus loin.

A signaler, également, qu'il existe d'autres solutions de bascules. Celle de la figure 6 utilise une porte ET et une porte OU. Il est facile de montrer que l'équation logique de la sortie S se définit par :

$$S = A(B + S)$$

Si A est sur 0 quel que soit l'état de B, S reste à 0.

Si K₁ place A sur 1, l'état de S dépend de celui de B ou de l'état initial de S.

Supposons, en effet, le processus privilégié suivant : A et B, placés sur 1, imposent l'état stable : S = 1(1 + 0) = 1. C'est le temps t₀ (notons que 0 = 1 ou 0). Au temps t₁, B passe à 0 ; rien ne change sur S qui reste sur 1. la séquence suivante place A sur 0 : S tombe à 0.

On a B et S = 0 ; si A revient à 1, S ne bouge pas et reste sur

0. Il faut placer B sur 1 pour que S inverse.

On remarque, là encore, que deux interventions s'avèrent nécessaires pour ramener l'état de la sortie à 1. Par ailleurs, A reste la borne d'entrée essentielle pour remettre à zéro la sortie S (arrêt prédominant).

BASCULE « ESCLAVE »

Les bascules précédentes présentent des états gênants ; de plus, il est courant d'identifier l'entrée A avec la remise à 1 (SET) de l'étage ; par opposition, l'entrée B est une remise à zéro (RESET). La bascule « esclave » (c'est-à-dire « asservie » ou conditionnée extérieurement) s'agrémente donc de portes supplémentaires destinées à l'inversion des sorties et au conditionnement des états préférentiels. Le montage de la figure 7 répond, en partie, à ces exigences et sa représentation normalisée est indiquée, figure 8, en regard de sa table de vérité. Cette dernière est riche d'enseignements puisqu'elle résume tous les états possibles répondant à la fonction logique Y = HS + Z-bar.

Un premier examen nous informe que les états ne peuvent changer si H = 0, ce, quel

que soit le niveau logique de S ou de R. Quand H = 1, d'après la formule, le niveau Y sera égal à 1 quand S = 1. Toutefois, il reste à 1 lorsque S repasse à 0, ce qui se voit aisément dans la formule car elle admet le préalable de la complémentarité entre les sorties Y et Z : si Y = 1, Z = 0 donc Z-bar = 1 qui définit l'état stable de Y, quel que soit l'état ultérieur de H ou de S.

Pour basculer l'état de Y et de Z, il faut agir sur R et lui imprimer le niveau haut « 1 », auquel cas : Z = HR + Y-bar = 1 et Y = HS + Z-bar = 0, car S = 0.

Si l'on combine judicieusement les états de R et de S avec des inversions périodiques de l'horloge (fonctionnement séquentiel), on peut obtenir un diviseur par deux entre les signaux Y, Z et ceux de H. Le chronogramme de la figure 9 en donne un exemple précis que nous allons commenter : de t₀ à t₁, H étant à zéro, l'état de Y n'est pas connu.

A t₁, R étant disposé sur 1, Y se place à l'état haut et Z à l'état complémentaire bas. Il suffit que R se maintienne pendant une faible durée « ε » (figure 9, signal R) pour que les états soient stabilisés ; en effet, Y reste à 1. H revient à zéro et l'état précédent reste stable, même si S passe à 1 (t₂). Il faut attendre que H repasse à 1 pour que Y tombe à 0. S peut revenir aussi à zéro (après un laps de temps ε sui-

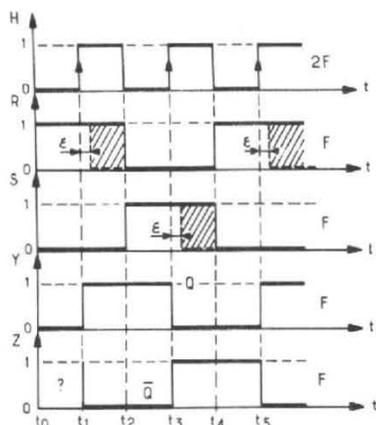


Fig. 9. - Exemple de chronogramme montrant en séquentiel l'inversion possible des états des sorties Y et Z.

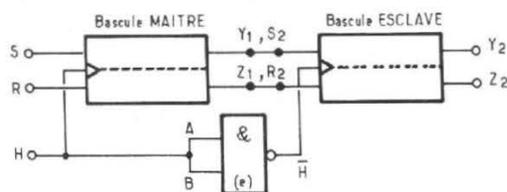


Fig. 10. - Bascule RS « maître-esclave ».

Ⓐ Modifications nécessaires pour créer une bascule JK

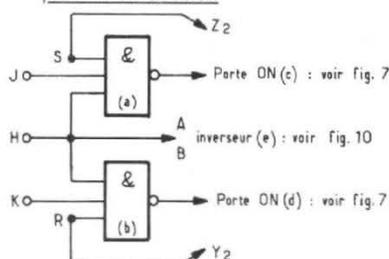
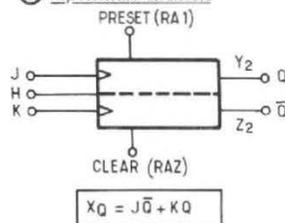


Fig. 11. - Bascule JK synchrone.

Ⓑ Représentation normalisée



Ⓒ Table de vérité

J	K	Q _n	Q _{n+1}	X ₀
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1

vant t_3) sans qu'il y ait une quelconque modification.

Rien ne se passe au temps t_4 mais pour le front de montée d'horloge qui apparaît à t_5 , Y prend en consigne le fait que $R = 1$ et passe à l'état haut.

Deux constatations s'imposent :

a) la période du signal de Y et de Z est moitié de celle de l'horloge (il y a bien division par 2 de la fréquence) ;

b) R et S ne sont jamais ensemble égales à 1 dans notre chronogramme, ce qui suppose une circuiterie appropriée pour ordonnancer au mieux les signaux logiques appliqués à ces bornes.

BASCULE « MAITRE-ESCLAVE »

Une solution consiste à faire suivre deux bascules du type de la figure 8 : voir figure 10.

La première impose sur les entrées R et S de la seconde des états privilégiés. Pour permettre les inversions, les entrées d'horloge sont complémentées entre elles ; on procède par insertion d'un inverseur (porte ON dont les entrées sont connectées).

Admettons qu'un état anté-

rieur nous ait placé Y_2 sur 0 et Z_2 sur 1.

En disposant S à 1 et R à 0, la bascule est disponible pour une inversion dès le premier front de montée de l'horloge : Y_1 passe alors à 1 et Z_1 à 0. Pendant ce temps H est à l'état bas ce qui ne modifie en rien le niveau des sorties Y_2 et Z_2 .

Quand l'horloge retombe à zéro, Y_1 et Z_1 ne bougent pas et maintiennent leur état sur les broches R_2 et S_2 de la bascule « esclave ». A ce moment, H monte à 1 ce qui oblige cette dernière à basculer de telle sorte que $Y_2 = 1$ et $Z_2 = 0$.

La séquence suivante, H tombe à zéro ce qui ne change rien aux sorties Y_2 et Z_2 ; mais, si H passe dans le même temps à 1, les sorties Y_1 et Z_1 de la première bascule vont se stabiliser aux niveaux que vont lui dicter les états de R et de S. Si $R = 1$, rien ne change. Par contre, si $S = 1$, la première bascule s'inversera, ce qui conditionnera la seconde pour une remise à zéro sur Y_2 , quand H retombera à zéro et H montera à 1.

Une telle bascule fonctionne sensiblement comme le préconise le chronogramme de la figure 9 mais à condition, toutefois, de pratiquer les inversions d'état requises sur les broches R et S.

BASCULE J.K.

La bascule RS fonctionne selon les critères de l'analyse combinatoire : il faut prédisposer les entrées sur des états précis pour que l'horloge puisse inverser les niveaux de sortie.

Pour un fonctionnement séquentiel, on a plutôt recours à une bascule « maître-esclave » modifiée par l'apport d'une entrée supplémentaire sur chacune des portes ON (a et b, figure 11) qui débute le montage. Les entrées R et S sont, par ailleurs, bouclées aux sorties complémentaires correspondantes, savoir : S sur Z_2 et R sur Y_2 .

Le cas indésirable $R = S = 1$ est automatiquement supprimé puisque les états de R et de S s'inversent à chaque séquence de H.

Quant aux entrées supplémentaires, J et K, elles permettent la libre inversion de la bascule ou son arrêt. En effet, on voit immédiatement, sur la figure 11A, que la porte a ne peut transmettre un zéro que si Z_2 , J et H sont à 1 en même temps. Il en est de même pour l'ensemble H, K et Y_2 . Ceci suppose donc au préalable de synchroniser les états de Z_2 et de l'horloge, J pouvant être

toujours ramené à 1 ; même raisonnement pour Y_2 avec K et H, lors d'une séquence différente. On dit que cette bascule est **synchrone**. Néanmoins, une opération de remise à 1 ou à 0 de Y_2 doit s'avérer nécessaire au début de l'inversion si l'on veut relever le tableau de vérité. Des entrées supplémentaires sont agencées, pour ce faire, au niveau des portes ON de la bascule « esclave » ; l'entrée « preset » ramenée **temporairement** à zéro, impose un 1 à la sortie $Q = Y_2$; par contre, l'entrée « clear » est une remise à zéro de Q , dont une remise à 1 de $Z_2 = \bar{Q}$. Les bornes sont des entrées qui **gèlent** l'état des sorties ; en conséquence, leur manipulation ne peut être que fugitive.

La représentation normalisée est indiquée figure 11B. Un exemple de schéma interne très simplifié (cas de la bascule SFC 323) nous est donné figure 12 : R_{R1} et T'_{R1} , de même que T_{R2} et T'_{R2} , constituent des montages Darlington classiques ; les portes sont constituées par des associations de diodes (technique DTL aujourd'hui dépassée...). La forme générale rappelle celle du montage de base de la figure 2. Les versions plus récentes comportent des associations de

« totem-pôles » et des transistors analogues à ceux de T_1 dans la figure 4B, en guise de portes (commande par émetteurs).

LOGIQUE SYNCHRONE

Pour prévoir l'inversion des niveaux de sortie Q et \bar{Q} , il convient de définir une fonction supplémentaire, X_Q . Cette expression peut prendre les valeurs suivantes :

$X_Q = 1$ si la bascule peut s'inverser,

$X_Q = 0$ si aucun changement n'apparaît quand le signal d'horloge présente son premier front de montée.

On peut alors comprendre le tableau de vérité de la figure 11C.

Supposons $Q = 0$ au temps t_n . Le temps $T_n = 1$, correspondant à l'arrivée d'un front de montée du signal d'horloge H ; dans ce cas, la sortie Y_2 prend l'état Q_{n+1} différent de Q_n si les états de J et de K le permettent. Tant que J et K sont à zéro, les états de Q_n ne peuvent changer puisque les sorties des portes « ON » a et b restent gelées à 1. Dans ce cas, la prévision X_Q reste à 0, ce qui veut dire que : $Q_{n+1} = Q_n = 0$ ou 1.

En plaçant K sur 1, la sortie Z_2 va dépendre de l'état initial de Y_2 . Ainsi, si $Q_n = 0$, la porte b ne peut donner 0 : rien ne change et $Q_{n+1} = 0$. Par contre, si $Q_n = 1$, la porte b fournit un 0 quand $H = 1$ et la sortie \bar{Q} passe à 1 ; ceci impli-

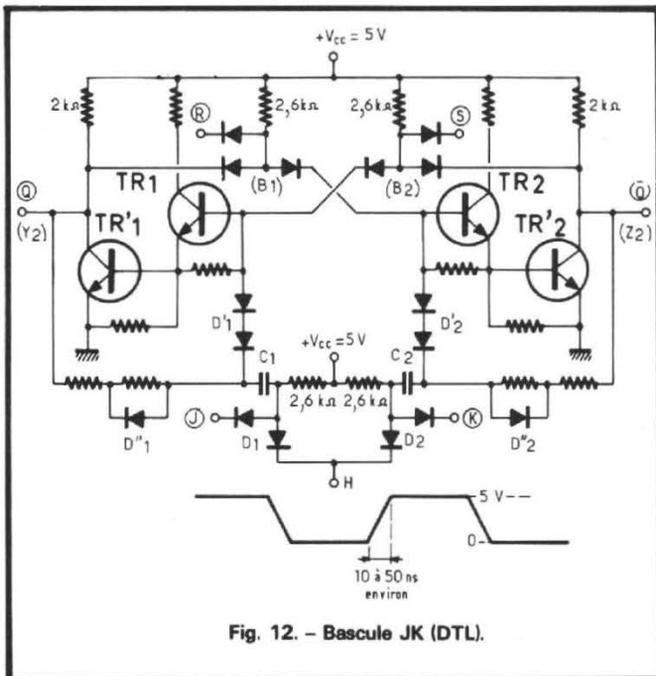


Fig. 12. - Bascule JK (DTL).

que $Q_{n+1} = 0$ et un changement d'état d'où $X_Q = 1$.

Un raisonnement similaire peut s'établir au niveau de J quand $K = 0$; Q_{n+1} ne peut passer à 1 que si, au préalable, $Q_n = 0$ donc $X_Q = 1$.

Enfin, quand $J = K = 1$, une inversion s'opère à chaque front de montée du signal d'horloge et nous avons $X_Q = 1$ en permanence. Quand on regroupe les conditions logiques pour obtenir $X_Q = 1$, il vient :

$$X_Q = \bar{J} \cdot K \cdot Q_n + J \cdot \bar{K} \cdot \bar{Q}_n + J \cdot K \cdot \bar{Q}_n + J \cdot K \cdot Q_n$$

ou après simplification :

$$X_Q = J \bar{Q}_n + K Q_n$$

Cette équation montre que X_Q reste toujours égal à 1 dès lors que $J = K = 1$.

APPLICATIONS

D'après l'exposé précédent, on remarque qu'il faut deux fronts de montée de l'horloge pour retrouver le même état sur une sortie Q . La bascule J.K. divise bien par deux l'information appliquée sur H . Les applications d'un tel système sont multiples, notamment dans le domaine des compteurs, fréquencesmètres, voltmètres numériques. Quel que soit le cas, la fonction directe ou indirecte est celle d'un diviseur et le code opératoire dépend de l'ampleur de cette division. On peut ainsi compter par décade, par douzaine ou par un multiple de 2.

Dans ce dernier cas, donnons l'exemple d'un montage

utilisé dans les montres mécaniques à quartz : voir figure 13.

L'organigramme met en évidence un oscillateur à quartz dont l'accrochage est obtenu par le trimmer T ; le quartz oscille sur $f_0 = 2^{17} = 131,072$ kHz; la configuration du schéma s'apparente à un π placé entre l'entrée et la sortie d'un inverseur. « R_0 » est ajoutée pour rendre l'oscillation indépendante des variations de tension d'alimentation. « C_{in} » est dosée par le constructeur du microcircuit (Motorola, circuit C.MOS-MTD 181 F) pour rendre moins rapides les transitions du signal qui est mis en forme dans l'étage séparateur A suivant l'oscillateur. Pour justifier cette précaution, il faut rappeler que les inversions des bascules « maître-esclaves » se font en niveau ; un certain délai se crée entre la mise en consigne d'un 1 sur le maître et le seuil d'ouverture de l'esclave ; il est donc nécessaire de ne pas trop réduire les temps de transition : 10 à 50 ns convient pour les bascules usuelles (1). Les diviseurs successifs sont constitués de 18 bascules placées en série. Partant de $f_0 = 2^{17}$ Hz la division fournit une séquence de 0,5 Hz. Une suite d'inverseurs, en nombre différent, permet d'apporter un décalage dans les impulsions fournies sur les sorties 5 et 6. Le moteur d'entraînement des aiguilles est placé entre ces bornes et le décalage Δt

(1) On peut les qualifier de « lentes » par rapport à certaines bascules rapides.

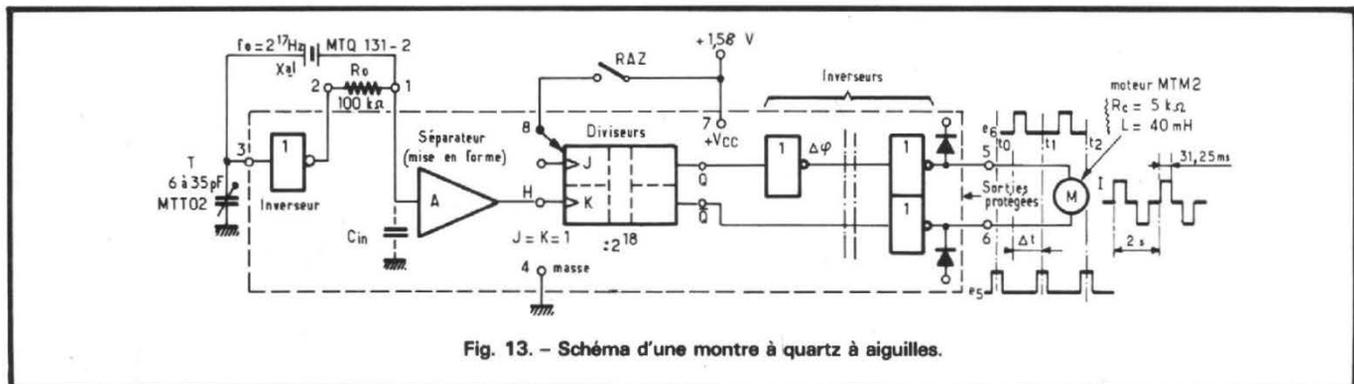


Fig. 13. - Schéma d'une montre à quartz à aiguilles.

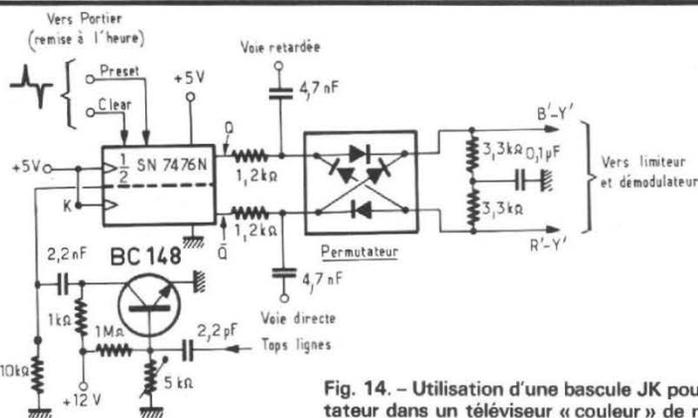


Fig. 14. - Utilisation d'une bascule JK pour commande le permutateur dans un téléviseur « couleur » de normes Secam.

Les entrées « préset » et « clear » permettent la remise à l'heure de la permutation, au cas où le portier fournit un top de rattrapage. Cette attaque se fait brièvement, sur l'une ou l'autre des entrées, selon l'erreur constatée dans le cheminement des signaux chroma. Cette technique peut être également intégrée avec le permutateur dans un seul micro-circuit.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'ECE

assure le calage des impulsions négatives à mi-chemin entre les tops positifs.

Les alternances positives et négatives des impulsions résultent du branchement bipolaire du moteur sur les sorties 5 et 6. Le courant reconstitue très approximativement un signal sinusoïdal et le moteur synchrone répond à ces impulsions par un avancement pas à pas de l'aiguille. Il est prévu des échelons de 31,25 ms.

Quant au moteur lui-même,

la rotation devant s'effectuer à raison de 1 tour par minute, le nombre de paires de pôles résulte de la relation $N = f / p$ (t/s) soit $p = 30$ paires puisque $N = 1/60$ de t/m et $f = 0,5$ Hz. Ce genre de moteur est remarquable de finesse et de précision.

Un artifice permet de ramener à zéro la sortie Q par application du + 1,58 V sur une entrée « clear » ; on peut ainsi ramener à l'heure la montre à l'heure de son choix.

Autre application assez

répandue dans le domaine de la télévision : l'inversion du permutateur, dans le décodeur SECAM (Fig. 14). La bascule JK divise ici par 2 la fréquence ligne. L'impulsion de retour ligne est traitée par le transistor BC 148 avant d'être appliquée sur l'entrée d'horloge. Les signaux Q et \bar{Q} débloquent alternativement pendant une ligne les voies directe et retardée. Le potentiomètre P permet de limiter l'amplitude au niveau TTL de 5 V.

Bibliographie :

- Mac-MOS Hand-Book (Motorola)
- Circuits monolithiques de M. Fagot (SEE)
- Manipulations de logique séquentielle de M. H. Muriot (ECE)
- Normes NF C 95-821 et C 03-108
- Automatique-Algèbre de Boole de F. Degoulange et R. Clément.

Toujours une longueur d'avance: Le nouveau MULTIMETRE SIMPSON 461

**Portatif ! Compact !
Performant !
870 F h.t. ***

complet avec batterie rechargeable cadmium nickel, chargeur, cordons de mesure, et notice détaillée.

* Prix avril 1977



8, rue Sainte Lucie 75015 PARIS
Tél.: 577.95.70 - 577.77.16 - Télex: 260.073

Performant :

- précision 0,5 % en tension continue
- un seul circuit LSI contient tous les circuits de conversion A/N pour plus de fiabilité en boîtier compact
- polarité et zéro automatique
- haute impédance d'entrée : 10 M Ω
- résolution : 100 μ V, 0,1 Ω , 100 nA

Pratique :

- affichage 2000 points par LED de 8 mm
- jacks de sécurité parfaitement isolés
- protections : 1100 V en V = 650 V en V \sim 250 V en Ω par fusible en I par fusible en I
- 5 gammes V = jusqu'à 1 kV
- 5 gammes V \sim jusqu'à 600 V
- 6 gammes Ω jusqu'à 20 M Ω
- 5 gammes I = jusqu'à 2 A
- 5 gammes I \sim jusqu'à 2 A



SELECTION DE CHAINES HIFI

CHAINES MARANTZ

CHAINES MARANTZ 140

Cette chaîne comprend :
- Un amplificateur **MARANTZ 140**.
- Un préamplificateur **MARANTZ 3200**.
- Une table de lecture **TECHNICS SL1800**.
- Deux enceintes acoustiques **JBL-L36**.

L'amplificateur MARANTZ 140

Puissance : 2 x 75 W.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,1 %
Sensibilité d'entrée : 1 V/30 k Ω

Le préamplificateur MARANTZ 3200

Rapport signal/bruit : 100 dB.
Sensibilité phono : 1,8 mV/47 k Ω .
Entrée haut-niveau : 180 mV/47 k Ω .
Niveau de sortie : 3 V/600 Ω .
Distorsion harmonique : 0,05 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,5 %.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz \pm 0,5 dB.

La table de lecture TECHNICS SL1800

Platine à entraînement direct.
Plateau en aluminium moulé de 33 cm.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
moteur à courant continu sans balai.
Réglage de vitesse : 10 %.
Pleurage et scintillement 0,025 %.
Ronronnement : - 73 dB

L'enceinte acoustique JB LANSING L36

Puissance : 50 W
Impédance : 8 Ω .
Fréquences de raccordement 1 500 et 6 000 Hz.
Equipement : HP basses : 25 cm - médium : 13 cm tweeter 3,6 cm.

CHAINE MARANTZ 2250

Cette chaîne comprend :
- Un tuner-amplificateur **MARANTZ 2250**
- Une table de lecture **TECHNICS SL2000**.
- Deux enceintes acoustiques **3A ADAGIO INFINIE**.

Le tuner-amplificateur MARANTZ 2250

Partie tuner :
Gammes : PO-FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.
Sélectivité : 65 dB.
Sensibilité AM : 20 μ V.
Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 50 W.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,25 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,25 %.
Entrée phono : 1,8 mV/47 k Ω .
Entrée haut niveau : 180 mV/100 k Ω .

La table de lecture TECHNICS SL 2000.

Platine à entraînement direct, plateau en aluminium moulé sous pression de 30 cm - Moteur à courant continu.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.

Gamme de réglage de vitesse : 10 %.
Pleurage et scintillement : 0,045 %.
Ronronnement : - 70 dB.

L'enceinte acoustique 3A ADAGIO INFINIE

Puissance max. : 80 W.
Bande passante : 35 à 30 000 Hz \pm 3 dB.
Distorsion : < 0,9 %.
Réglage séparé du médium.
Impédance : 8 Ω .

CHAINE MARANTZ 2235

Cette chaîne comprend :
- Un tuner-amplificateur **MARANTZ 2235**.
- Un platine **THORENS TD 166 MK II**.
- Deux enceintes acoustiques **3A APOGEE**.

Le tuner-amplificateur MARANTZ 2235

Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.
Sélectivité : 65 dB.
Sensibilité AM : 20 μ V.
Partie amplificateur :
Puissance : 2 x 35 W.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,25 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,25 %.
Entrée phono : 1,8 mV/47 k Ω .
Entrée haute impédance : 180 mV/100 k Ω .

La platine THORENS TD 166 MKII.

Platine à entraînement par courroie, moteur synchrone 16 pôles.

Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : < 0,06 %.
Rumble : - 65 dB.

L'enceinte acoustique 3A APOGEE

Puissance max. : 40 W.
Bande passante : 30 à 35 000 Hz.
Distorsion : < 2 %.

CHAINE MARANTZ 2275

Cette chaîne comprend :
- Un tuner-amplificateur **MARANTZ 2275**.
- Une table de lecture **TECHNICS SL 1700**.
- Deux enceintes acoustiques **JB LANSING L36**.

Le tuner amplificateur MARANTZ 2275.

Partie tuner :
Gammes : PO - FM.
Sensibilité FM : 1,9 μ V.
Sélectivité : 80 dB.
Sensibilité AM : 20 μ V.

Partie amplificateur.

Puissance : 2 x 75 W.
Bande passante : 20 à 20 000 Hz.
Distorsion harmonique : 0,2 %.
Distorsion d'intermodulation : 0,2 %.
Sensibilité phono : 1,8 mV/47 k Ω ,
Sensibilité haut niveau : 180 mV/85 k Ω .

L'enceinte acoustique **JB LANSING L36**
(voir chaîne MARANTZ 140).



CHAINES PIONEER

CHAINE PIONEER 7500

Cette chaîne comprend :

- Un amplificateur **PIONEER SA7500**.
- Une table de lecture **AKAI AP 001**.
- Deux enceintes acoustiques **3 A APOGEE**.

L'amplificateur PIONEER SA7500.

Puissance : 2 x 35 W.
 Distorsion harmonique : < 0,3 %.
 Distorsion d'intermodulation : < 0,3 %.
 Courbe de réponse : 10 à 50 000 Hz + 0, - 1 dB.
 Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.
 Sensibilité haut niveau : 150 mV/50 kΩ.

La table de lecture AKAI AP001.

Platine à entraînement par courroie-moteur synchrone 4 pôles.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Pleurage et scintillement : < 0,09 %.
 Rapport signal/bruit : 47 dB.

L'enceinte acoustique 3A APOGEE

(voir chaîne MARANTZ 2235).

CHAINE PIONEER SX650

Cette chaîne comprend :

- Un tuner amplificateur **PIONEER SX650**.
- Une table de lecture **PIONEER PL115D**.
- Deux enceintes acoustiques **3A APOGEE**.

Le tuner-amplificateur PIONEER SX650.

Partie amplificateur.
 Puissance : 2 x 35 W.
 Distorsion harmonique : < 0,1 %.
 Courbe de réponse : 10 à 50 000 Hz (+ 0, - 1 dB).
 Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.
 Sensibilité haut niveau : 150 mV/50 kΩ.

Partie tuner.

Gammes : PO - FM
 Sensibilité FM : 1,7 μV.
 Sélectivité : 60 dB.
 Sensibilité AM : 15 μV.

La table de lecture PIONEER PL115D

Platine à entraînement par courroie-moteur synchrone 4 pôles.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Ronnement : > 63 dB.
 Pleurage et scintillement : 0,1 %.

L'enceinte acoustique 3A APOGEE

(Voir Chaîne MARANTZ 2235)

CHAINE PIONEER 5530

Cette chaîne comprend :

- Un tuner amplificateur **PIONEER 5530**.
- Une table de lecture **AKAI AP001**.
- Deux enceintes acoustiques **SIARE CX32**.

Le tuner amplificateur PIONEER SX 5530.

Partie tuner :
 Gammes : PO - FM.
 Sensibilité FM : 1,0 μV.
 Sensibilité AM : 15 μV.

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 22 W.
 Distorsion harmonique : < 0,8 %.
 Distorsion d'intermodulation : < 0,8 %.
 Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.
 Sensibilité haut niveau : 150 mV/75 kΩ.

La table de lecture AKAI AP001

(voir chaîne PIONEER SA 7500).

L'enceinte acoustique SIARE CX32.

Puissance max. : 50 W.
 Bande passante : 30 à 22 000 Hz.
 Impédance : 4-8 Ω.

CHAINE PIONEER SA 5300

Cette chaîne comprend :

- Un amplificateur **PIONEER SA 5300**.
- Une table de lecture **TECHNICS SL20**.
- Deux enceintes acoustiques **BST XL200**.

L'amplificateur PIONEER SA 5300.

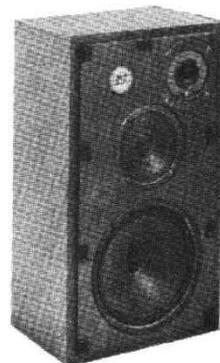
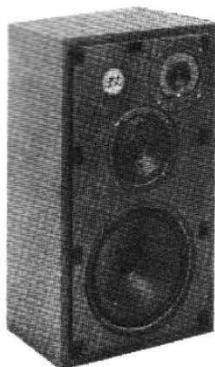
Puissance : 2 x 10 W.
 Distorsion harmonique : < 0,8 %.
 Distorsion d'intermodulation : < 0,8 %.
 Courbe de réponse : 20 à 30 000 Hz (+ 0,5, - 1 dB).
 Sensibilité phono : 2,5 mV/50 kΩ.
 Sensibilité haut-niveau : 150 mV/50 kΩ.

La table de lecture TECHNICS SL20

Platine à entraînement par courroie.
 Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
 Gamme de réglage de vitesse : 6 %.
 Pleurage et scintillement : 0,05 %.
 Ronnement : - 65 dB.

L'enceinte acoustique BST XL200.

Enceinte 2 voies.
 Puissance maxi : 20 W.
 Impédance : 8 Ω.



CHAÎNE MONARCH 88

Cette chaîne comprend :
– Un amplificateur **MONARCH 88**.
– Une table de lecture **AKAI AP001**.
– Deux enceintes acoustiques **BST XL200**

L'amplificateur MONARCH 88

Puissance : 2 x 24 W.
Distorsion harmonique : < 0,4 %.
Réponse en fréquence : 20 à 40 000 Hz.
Sensibilité phono : 2,5 mV.
Sensibilité haute impédance : 150 mV.

La table de lecture AKAI AP001
(voir chaîne PIONEER 7500)

L'enceinte acoustique BST XL200.
(voir chaîne PIONEER 5300).

CHAÎNE MONARCH 808H

Cette chaîne comprend :
– Un amplificateur **MONARCH 808H**.
– Une table de lecture **PIONEER PL 112D**.
– Deux enceintes acoustiques **PHONIA BR250**.

L'amplificateur MONARCH 808H.

Puissance : 2 x 40 W.
Distorsion harmonique : < 0,4 %.
Distorsion d'intermodulation : < 0,4 %.
Bande passante : 10 à 50 000 Hz.
Sensibilité phono : 2,5 mV.
Sensibilité haut niveau : 150 mV.

La table de lecture PIONEER PL112D

Platine à entraînement par courroie, moteur synchrone à 4 pôles.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Ronronnement : > 63 dB.
Pleurage et scintillement : 0,1 %.

L'enceinte acoustique PHONIA BR250.

Enceinte à 2 voies.
Bande passante : 45 à 16 000 Hz.
Puissance : 40 W.
Impédance : 8 Ω.

CHAÎNE AKAI 1020L

Cette chaîne comprend :
– Un tuner amplificateur **AKAI 1020L**.
– Une table de lecture **TECHNICS SL20**.
– Deux enceintes acoustiques **BST XL300**.

Le tuner amplificateur AKAI 1020L

Partie tuner

Gammes : PO – GO – FM.
Sensibilité FM : 2 μV.
Sensibilité AM : 5 μV.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W.
Bande passante : 10 à 50 000 Hz.
Sensibilité entrée phono : 3 mV / 50 kΩ.
Sensibilité haut niveau : 150 mV / 80 kΩ.
Rapport signal/bruit – Phono : > 80 dB.

La table de lecture TECHNICS SL20.

(voir chaîne PIONEER 5300).

L'enceinte acoustique BST XL300

Enceinte 3 voies.
Puissance max. : 27 W.
Impédance : 8 Ω.

CHAÎNE AKAI 1030L

Cette chaîne comprend :
– Un tuner amplificateur **AKAI 1030L**.
– Une table de lecture **TECHNICS SL20**.
– Deux enceintes acoustiques **PHONIA BR250**.

Le tuner amplificateur AKAI 1030L

Partie tuner :

Gammes : PO – GO – FM.
Sensibilité FM : 1,9 μV.
Sensibilité AM : 5 μV.

Partie amplificateur

Puissance : 2 x 30 W.
Bande passante : 10 à 60 000 Hz.
Sensibilité phono : 3 mV / 50 kΩ.
Sensibilité haut niveau : 150 mV / 80 kΩ.
Rapport signal/bruit : > 80 dB.

La table de lecture TECHNICS SL20.

(voir chaîne PIONEER SA 5300).

L'enceinte acoustique PHONIA BR250

(voir chaîne MONARCH 808).

SONDAGE "77"

Amis lecteurs,

Périodiquement, nous vous mettons à contribution et vous demandons votre aide pour réaliser notre sondage. D'abord, nous devons vous remercier vivement de l'enthousiasme avec lequel vous répondez toujours à nos appels. La rédaction vous en est reconnaissant. Ce sondage est divisé en deux parties principales. La première partie pour mieux vous connaître : formation, catégorie professionnelle, âge... La seconde, plus importante, en faveur des thèmes nouveaux que nous aimerions développer dans nos colonnes avec votre collaboration.

En effet, nous pensons qu'une revue (surtout d'électronique), est le support d'un dialogue entre ses lecteurs et la rédaction. Ce dialogue permet de mieux vous aider et vous renseigner. Il est un élément précieux destiné à déterminer les axes principaux de notre politique rédactionnelle.

C'est pourquoi, amis lecteurs, nous souhaitons que vous répondiez nombreux à ce questionnaire et que vous n'hésitez pas à nous faire part dans l'avenir des idées et suggestions qui vous paraissent intéressantes.

Prochainement, si vous le désirez, de nouvelles rubriques vont apparaître dans nos colonnes. Nous espérons qu'elles vous apporteront de meilleures informations, de nouveaux services, et un intérêt encore plus vif à nous lire.

Répondre aux nombreuses questions qui se posent journallement aux rédacteurs est le but de cette enquête.

Un problème important dans une revue d'électronique de vulgarisation est la définition du niveau technique des articles.

D'aucuns souhaitent des montages simples, d'autres des réalisations complexes, certains aimeraient trouver davantage d'explications ou de renseignements sur les applications que nous proposons.

D'autre part, peut-être aimeriez-vous des réalisations plus nombreuses, des articles de synthèse ou de fond, des bases technologiques ou des caractéristiques du constructeur : aidez-nous à définir ce qu'aujourd'hui la majorité d'entre vous espère. Soyez convaincus que nous apporterons toute notre attention à vos souhaits.

Le monde de l'électronique est en perpétuel développement. Depuis quelques mois déjà nous avons publié de nombreux articles d'initiation aux microprocesseurs. Voulez-vous qu'ensemble nous allions encore plus loin ou que nous détaillons un peu plus ces nouveaux composants.

Un journal dynamique se doit d'apporter sans cesse de nouveaux services, de nouvelles rubriques à ses lecteurs.

Nous vous demandons une attention toute particulière à la question « création de nouvelles rubriques ». Peut-être avez-vous des idées personnelles que vous voudrez bien nous communiquer. Vous pouvez bien entendu joindre une lettre à ce questionnaire et formuler ainsi vos critiques et observations. Cette lettre peut être anonyme si bon vous semble.

Vous êtes sans doute aussi intéressé que nous par les résultats de cette enquête. Dès que vos réponses seront parvenues et dépouillées par nos services, nous nous ferons un plaisir de les publier dans ces colonnes.

Amis lecteurs, donnez-nous vos sentiments en répondant très nombreux.

Toute la rédaction vous remercie très sincèrement.

Bien amicalement
La Rédaction

Adresse :

HAUT PARLEUR
Service enquête
2 à 12, rue de Bellevue
75019 P ARIS

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

RR - 07.26: M. Pierre DOSSON, 76 Rouen nous demande conseil pour la réalisation de filtres de voies.

1°) Il faut utiliser des condensateurs au papier ou des condensateurs électrochimiques non polarisés.

2°) Concernant la réalisation des bobinages, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article publié dans le N° 1433, page 228 (en fin d'article). Toutes indications sont données en ce qui concerne les dimensions, nombres de tours, diamètre du fil, pour la confection des bobinages selon le coefficient de self-induction à obtenir.

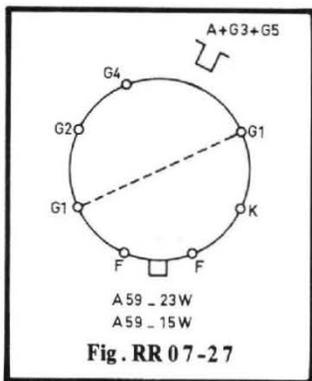
3°) Le diamètre du fil proposé convient aisément pour des puissances de crête de 40 à 50 W.

4°) Pour les filtres de voies, les bobinages à employer doivent être du type « sur air » (c'est-à-dire sans noyau magnétique).

RR - 07.27-F: M. Bernard COLLIAT, 95 Gonesse désire connaître les caractéristiques et le brochage des tubes cathodiques A 59 - 15 W et A 59 - 23 W.

1°) Tube cathodique TV type A 59 - 23 W.

Chauffage 6,3 V 0,3 A ; magnétique double ; aluminisé ; col court ; sans piège à ions ; 110° ; $V_a + g_5 = 20 \text{ kV}$;



$V_{g4} = 0 \text{ à } 400 \text{ V}$; $V_{g2} = 500 \text{ V}$; $V_k = 50 \text{ à } 93 \text{ V}$. Écran en verre teinté, transmission 45 %

2°) Tube cathodique TV type A 59 - 15 W.

Chauffage 6,3 V 0,3 A ; caractéristiques générales semblables au type précédent ; écran à transmission 47 % . $V_a + g_3 + g_5 = 18 \text{ kV}$; $V_{g4} = 0 \text{ à } 400 \text{ V}$; $V_{g2} = 400 \text{ à } 500 \text{ V}$; $V_k = 40 \text{ à } 77 \text{ V}$.

Ces deux tubes cathodiques présentent le même brochage ; il est indiqué sur la figure RR-07.27.

RR - 07.28: M. Jean CHORAIN, 44 St Nazaire nous demande ce qu'est et à quoi sert un transformateur d'isolement de rapport 1/1 recommandé pour l'alimentation de certains montages ou lors de la réparation de certains appareils (dépannage de certains téléviseurs notamment).

Si vous êtes un peu électricien, vous devez savoir que tout réseau de distribution électrique a l'un de ses pôles (le neutre) relié à la terre. En conséquence, tout contact humain avec l'autre pôle (la phase) se traduit par un choc désagréable du fait de l'écoulement électrique à la terre par l'intermédiaire du corps.

Certains montages, certains appareils, ne comportent pas de transformateur d'alimentation ; il est alors bien évident que sans transformateur d'isolement, la phase se promène un peu partout dans le montage et que tout contact intempestif avec un élément ou un fil du circuit peut être dangereux pour l'utilisateur ou le dépanneur.

Un transformateur d'isolement comporte donc un primaire et un secondaire sans liaison électrique directe, de rapport 1/1 afin de ne pas modifier la valeur de la tension d'alimentation appliquée.

Les transformateurs d'isolement de rapport 1/1 pour 220 V sont très courants dans le commerce. A toutes fins utiles, voici l'adresse d'un constructeur :

Établissements MILLE-RIOUX (S.T.S.) 187 à 197, route de Noisy le Sec 93230 Romainville.

RR - 07.29: M. Raymond DANIÈRE, 45 Montargis nous demande des précisions

concernant l'équalizer à 7 plages de fréquences décrit dans le N° 1513.

1°) La valeur de la résistance R17 est de 1 k Ω .

2°) Dans la nomenclature des éléments, page 75, il faut lire :

C 13 = 2 x 68 nF

C 7 = 2 x 1 μ F.

Page 77 : il faut inverser les valeurs données pour C 22 et C 23.

RR - 07.30: M. Paul BLANC, 45 Orléans nous demande conseil pour la mise au point d'un préamplificateur BF qu'il vient de construire.

Il nous est très difficile de prendre position de façon catégorique, à distance, faute de pouvoir examiner votre montage.

Il vous faut procéder par élimination, c'est-à-dire étage par étage, afin de déterminer le circuit ou l'étage en défaut.

Toutes les connexions « chaudes » (ou sensibles) doivent être réalisées en fil blindé (blindage relié à la masse), notamment les connexions aboutissant au commutateur d'entrée. D'autre part, l'ensemble constituant le préamplificateur doit être monté à l'intérieur d'un boîtier métallique (blindage) relié à la masse générale de l'installation.

Lorsque le gain est important, il est généralement

nécessaire de prévoir une cellule RC de découplage pour l'alimentation de chaque étage.

RR — 07.31 : M. Raoul CHERPIN, 95 Presles nous soumet, pour appréciation, le schéma d'un temporisateur qu'il vient de concevoir.

Le schéma de principe et la conception de votre temporisateur nous semblent valables. Bien sûr, il peut y avoir des surprises lors des essais pratiques ; et puis il y a les valeurs exactes des résistances et condensateurs qui ne peuvent guère être déterminées avec précision que sur maquette réelle.

Vous pouvez donc envisager la construction du temporisateur projeté, avec les valeurs de départ indiquées, valeurs que vous pourriez ensuite retoucher pour l'obtention du fonctionnement optimum.

RR — 07.32 : M. Claude CLAIR, 09 Tarascon Sur Ariège nous demande les caractéristiques du redresseur en pont type GEW 01 et où se procurer un tel pont (pour dépannage).

Le pont redresseur type GEW 01 ne figure sur aucune de nos documentations. Mais il est certainement possible de le remplacer, soit par un autre pont de diodes de fabrication actuelle, soit par 4 diodes redresseuses classiques connectées en pont. Pour que nous puissions vous conseiller, il faudrait cependant nous indiquer les conditions de fonctionnement du pont d'origine dans le montage considéré (tension alternative appliquée et intensité redressée à fournir).

RR — 07.33 : M. Michel VOLLE, 10 Romilly Sur Seine aimerait construire un oscilloscope à l'aide d'un

tube cathodique OE - 407 - PAV qu'il possède et pour lequel il nous demande les caractéristiques.

Les caractéristiques du tube cathodique OE - 407 - PAV ont été publiées dans notre N° 1103 (page 122) auquel vous pourriez vous reporter.

Mais en aucun cas, ce tube cathodique peut remplacer un DG7-32. En effet, le tube OE 407 PAV fonctionne sous 1 500 V et, de plus, possède une électrode de post-accélération exigeant une tension de 3 000 V.

Nous ne possédons aucun schéma d'oscilloscope réalisable par l'amateur et utilisant ce tube, précisément parce qu'il se prête assez mal à une telle construction du fait de ses caractéristiques propres.

RR — 07.34 : M. Claude ETAIX, 22 Lannion sollicite des renseignements relatifs à divers appareils de mesure.

1°) Un ensemble « signal tracer » se compose de deux appareils : un générateur multivibrateur et un amplificateur BF précédé d'un détecteur, ces deux appareils pouvant être utilisés simultanément, ou soit l'un, ou soit l'autre, selon la méthode de recherche mise en œuvre.

Tout ceci est exposé dans notre ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris) ; des schémas d'appareils sont également proposés.

En ce qui concerne l'amplificateur BF précédé d'un détecteur, on peut désormais concevoir cet amplificateur sous forme d'un simple circuit intégré ; il en existe des quantités pouvant convenir.

2°) Des schémas pour la réalisation moderne (à transistors) des circuits et étages d'un oscilloscope ont fait l'objet d'articles publiés dans nos numéros suivants : 1396, 1405, 1410, 1416, 1420 et 1429.

RR — 07.35 : M. Louis DUVERGER, 16 Cognac nous demande conseil pour la modernisation et la remise en état d'un téléviseur.

1°) Il est effectivement possible de remplacer le tuner UHF à lampes par un tuner UHF à transistors, mais il est impératif d'utiliser un tuner qui « sorte » des valeurs MF « son » et MF « vision » conformes à celles prévues sur le téléviseur. L'ennui est que nous ignorons ces valeurs... Si vous avez le schéma de cet appareil, cela est très probablement indiqué. Dans le cas contraire, il faut vous informer auprès d'un radioélectricien de votre région, dépositaire de la marque de votre téléviseur ; mais il doit sans doute s'agir des valeurs normalisées actuelles.

2°) A l'origine, le rotacteur VHF devait être utilisé comme rétrécisseur de bande (pour UHF) avec la barrette spéciale. Présentement, dans la plupart des tuners UHF, le rétrécisseur de bande (circuit réjecteur) s'y trouve incorporé ; cela permet d'attaquer directement l'entrée des étages MF.

3°) La diode à vide EY 88 est la récupératrice (ou booster) ; vous pouvez la remplacer par une diode au silicium type BYX 10. Prévoir une résistance de protection de l'ordre de 470Ω montée en série avec la diode.

RR — 07.36 : M. Marc PIERON, 22 Dinan nous demande :

1°) conseil pour l'alimentation d'un amplificateur BF ;

2°) les connexions normalisées pour les fiches DIN.

1°) L'alimentation que vous projetez d'utiliser ne convient absolument pas :

— d'abord parce que nous pensons qu'elle ne pourra pas délivrer l'intensité maximale exigée par l'amplificateur.

— ensuite, parce que sa tension de sortie est trop élevée.

Vous suggérez l'intercalation d'une résistance pour réduire la tension délivrée. Cette solution est inacceptable ; en effet, l'intensité consommée par l'amplificateur n'est pas constante, mais varie avec la modulation. En conséquence, la chute de tension dans la résistance serait également très variable, et la tension d'alimentation appliquée à l'amplificateur serait à son tour très instable.

2°) Le branchement normalisé des fiches DIN a fait l'objet d'un article publié dans notre N° 1598 (page 139).

RR — 07.37-F : M. Raymond GRANGER, 01 Yonnax souhaiterait utiliser le temporisateur d'essuie-glace décrit dans le N° 1414 (montage prévu pour 6 V) sur une voiture actuelle avec accumulateur de 12 V.

Concernant ce temporisateur, nous vous rappelons qu'un rectificateur a fait l'objet de la réponse RR-9.01-F publiée à la page 349 du N° 1429.

Le condensateur C4 présente une capacité de 100 μF et il est connecté entre la ligne + 6 V de l'appareil et la masse.

Pour l'alimentation sur 12 V, il suffit d'intercaler une

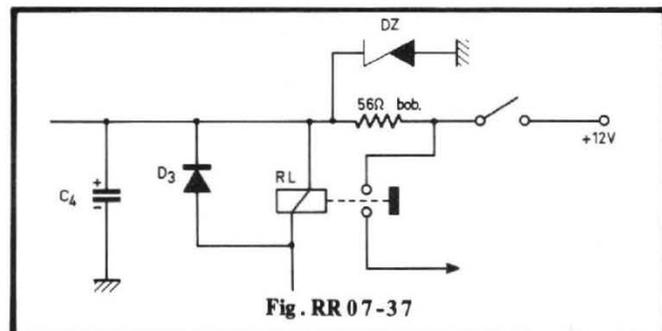


Fig. RR 07-37

résistance et une diode Zener DZ (type BZY 96/C6 V2 ou similaire) comme indiqué sur la figure RR-07.37 ; le reste du schéma demeure inchangé.

RR — 07.38 : M. Gérard TRIOLEYRE, 81 Albi sollicite notre aide pour le dépannage de sa chaîne BF.

Le genre de défaut auquel on peut remédier par un « clic » ou par un « choc électrique » est généralement dû, soit à une mauvaise soudure, soit à une défectuosité d'un condensateur de liaison (rupture d'armatures internes).

Étant donné que le défaut ne se manifeste pas en radio, mais uniquement sur pick-up (sur un canal), c'est donc uniquement dans la partie préamplificatrice-correctrice « phono » qu'il convient de rechercher la défectuosité (circuits ou composants comme indiqué précédemment).

La perte de puissance en audition des disques peut provenir de la cellule lectrice du pick-up, mais aussi du défaut précédent.

RR — 07.39 : M. Jean-Pierre CHARRONDIÈRE, 95 Sannois a modifié le réglage d'un tuner FM afin de pouvoir recevoir les émissions du trafic « pompiers » et « police » vers 85 MHz ; notre correspondant nous demande conseil pour l'amélioration éventuelle de ces réceptions.

Le noyau que vous avez tourné sur votre tuner FM est celui de la bobine oscillatrice. C'est bien celui qui permet de décaler la gamme de réception vers 85 MHz.

Mais pour réaliser un réglage complet de l'appareil, il faut maintenant ajuster le ou les noyaux du circuit d'accord pour l'obtention de la déviation maximale de l'indicateur d'accord du tuner. Ce réglage complémentaire peut se faire, soit durant la réception d'une

émission de la bande considérée, soit sur un signal issu d'un générateur VHF réglé vers 85 MHz.

RR — 07.40 : M. Roger JACQUETIN, 93 Drancy sollicite divers renseignements auxquels nous répondons ci-dessous.

1°) Il est normal qu'un oscillateur HF perturbe les téléviseurs voisins (ou récepteurs FM), soit par son rayonnement fondamental, soit par le rayonnement de ses harmoniques.

2°) Dans le cas particulier du récepteur FM, la puissante oscillation du générateur HF supplante celle de l'oscillateur local, d'où réception sur toute l'étendue de la gamme de réglage (l'oscillateur local devenant alors sans effet).

3°) Caractéristiques des semiconducteurs suivants : **11 J 2 et 12 J 2** : diodes redresseuses ; tension inverse max = 300 V ; intensité redressée max = 1 A.

BY 127 et BY 227 : diodes redresseuses ; tension inverse max = 800 V ; intensité redressée max = 1 A.
2N 43 : transistor PNP germanium ; $V_{cb} = 45$ V ; $V_{ce} = 30$ V ; $P_d = 240$ mW ; $h_{fe} = 34$ pour $I_c = 20$ mA.

4°) Un contrôleur universel ne permet pas d'étalonner un oscillateur HF... Le procédé le plus simple consiste à opérer par comparaison et battement avec un autre oscillateur étalon ou avec des stations de radiodiffusion dont la fréquence est connue.

5°) Les constructeurs ne délivrent généralement pas leurs schémas directement aux particuliers. En conséquence, pour vous procurer le schéma du téléviseur qui vous intéresse, il faut vous adresser à un revendeur radioélectricien de votre ville, dépositaire de la marque.

6°) On ne peut pas déterminer la tension inverse d'une diode avec un contrôleur universel ; la tension est une

caractéristique de claquage spécifiée par le constructeur.

Ou bien, il faudrait soumettre la diode à une caractéristique inverse croissante (mesurée par le contrôleur) jusqu'à ce qu'elle claque.

RR — 07.41 : M. Raymond COUDOUR, 89 Sens vient d'installer un auto-radio sur sa voiture et nous demande conseil pour déparasiter très efficacement le véhicule.

D'après vos explications, le déparasitage du moteur semble bien avoir été effectué convenablement. Par contre, toujours d'après vos explications, nous avons la très nette impression que les parasites dont vous êtes victime sont très probablement d'origine « électricité statique » ; c'est un phénomène que l'on rencontre quelquefois, mais dont la génération est souvent difficile à localiser. Il peut s'agir de la texture des pneus, des garnitures de freins, de la texture de la courroie du ventilateur, etc.

Des améliorations sont parfois obtenues par le montage de ressorts antistatiques (en forme d'étoile) de mise à la masse à l'intérieur des moyeux de roues. Parfois, également, on obtient des résultats par le montage d'une tresse de mise à la terre pendant à l'arrière du véhicule (?).

Toute la technique du déparasitage des véhicules automobiles est développée dans l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radiorécepteurs » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

RR — 07.42 : M. Henri MATHIEU, 81 Mazamet a quelques ennuis avec son téléviseur à la suite d'un déménagement.

Concernant votre téléviseur, il y a deux choses à considérer :

1°) Les canaux TV suscep-

tibles d'être reçus à Mazamet ne sont certainement pas les mêmes que ceux reçus à Clermont-Ferrand ; en conséquence, le sélecteur VHF et le tuner UHF de votre téléviseur doivent être re-réglés sur ces nouveaux canaux.

2°) Vu à distance, la disjonction du compteur électrique ne peut être provoquée que par le claquage du ou des condensateurs d'isolement électrique du câble de sortie d'antenne. Exemple : le claquage d'un tel condensateur peut réunir la gaine du câble coaxial au châssis du téléviseur, et si l'alimentation comporte un pôle du secteur au châssis, il peut y avoir court-circuit partiel lors du branchement de l'antenne, par fuite à la terre (les nouveaux disjoncteurs différentiels installés par EDF sont excessivement sensibles).

RR — 07.43 : M. Jacques JOASSON, 10 Mailly Le Camp nous fait part d'une observation qu'il a faite sur le convertisseur d'alimentation « continu/alternatif » paru dans le N° 1152 (page 128).

Concernant ce convertisseur d'alimentation, l'observation oscilloscopique que vous avez faite relative au point de raccordement des deux demi-sinusoides est sans doute exacte, mais absolument sans importance. En effet, il ne s'agit pas de signaux d'audiofréquence, mais simplement d'un courant alternatif d'alimentation.

Si vous recherchez la perfection, il faudrait notamment modifier le point de fonctionnement en classe B des deux transistors de sortie 2N 3055 par une polarisation convenable appliquée sur la base de ces transistors, c'est-à-dire sur le point milieu du secondaire du transformateur TRS 101 (polarisation à ajuster avec la paire de transistors 2N 3055 que vous utilisez). Mais cela n'en vaut vraiment pas la peine !

RR — 07.44 : M. Jean GUYOT, 08 Revin nous soumet un schéma de montage qu'il se propose de modifier.

Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma, il n'est pas possible de supprimer le transformateur d'adaptation d'impédance type TRSS 20 pour haut-parleur lorsqu'on emploie un modèle de 8Ω . Pour supprimer ce transformateur, il faudrait utiliser un haut-parleur spécial dont la bobine mobile présenterait une impédance d'au moins 25Ω . Notez que de tels modèles existent dans le commerce.

RR — 07.45 : M. Gérard VALLETTE, 15 Aurillac vient de terminer deux montages et sollicite notre aide pour leur mise au point.

Les schémas que vous avez utilisés (issus de notre revue et

de Radio-Plans) ne comportent pas d'erreurs.

Malheureusement, d'après les seules indications contenues dans votre lettre, il ne nous est pas possible de déterminer l'origine de vos difficultés.

Une remarque cependant concernant l'alimentation ; il aurait été plus logique de placer le circuit de régulation dès la sortie du redresseur et de le faire suivre par le circuit de disjonction.

D'autre part, afin de nous permettre d'être plus efficace, il faudrait nous indiquer avec précision les diverses tensions aux électrodes des transistors (relevées au voltmètre électronique) lors des différentes conditions de fonctionnement.

La consommation moyenne d'un moteur de magnétophone minicassette est assez variable et peut se situer entre 200 et 500 mA.

RR — 07.46 : M. Charles PANNET, 34 Béziers nous demande :

1°) le schéma d'une alimentation pour un réveil électrique ;

2°) les caractéristiques et correspondances de différents transistors équipant un amplificateur BF d'origine russe.

1°) Nous ne disposons pas de schéma de montage se substituant au secteur en vue de l'alimentation d'un réveil électrique (nous supposons qu'il s'agit d'un réveil avec moteur électrique synchrone).

Il faudrait donc concevoir un générateur fournissant, à partir d'une pile ou d'un accumulateur, un courant alternatif de 110 ou de 220 V, et surtout présentant une fréquence rigoureusement constante de 50 Hz.

2°) Nous regrettons, mais nous ne possédons absolument aucune documentation (caractéristiques ou correspondances) se rapportant aux transistors russes.

RR — 07.47-F : M. Michel ARCHER, 05 Gap nous demande :

1°) conseil au sujet d'un ensemble BF ;

2°) une précision au sujet des diodes Zener présentées en boîtier DO - 1.

1°) Concernant votre amplificateur BF, nous ne pouvons pas vous conseiller quoi que ce soit ainsi. Il faudrait au moins nous indiquer ce qui ne va pas ou ce qui est médiocre... Quels sont vos griefs ? Vos montages sont achevés, mais en avez-vous effectué une mise au point correcte ?

Un montage est ce qu'il est, et un montage simple n'est généralement pas transformable pour le rendre plus performant ; il est alors beaucoup plus sage, plus commode aussi, de construire un tout autre montage, plus récent, plus élaboré, et ayant fait ses preuves. Mais dans tous les cas, il est bien rare qu'à l'achèvement de sa construction, un

montage ne nécessite pas une certaine mise au point afin d'en obtenir le maximum de satisfaction.

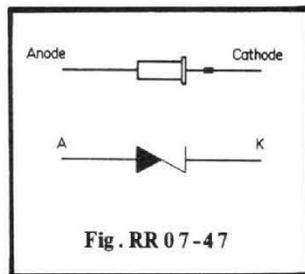


Fig. RR 07-47

2°) La figure RR-07.47 représente la correspondance du branchement des diodes Zener en boîtier DO - 1 par rapport au symbole employé dans les schémas.

RR — 07.48 : M. Philippe CORNET, 74 Annecy :

1°) quelles sont les conditions de fonctionnement d'un push-pull ultra-linéaire équipé de 2 tubes EL 84 ?

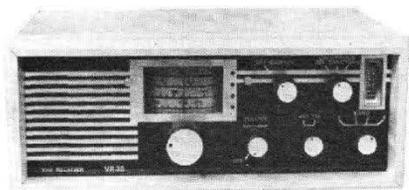
2°) que faire pour relier la sortie d'un préamplificateur BF dont l'impédance est de $30\text{ k}\Omega$ à l'entrée d'un amplificateur dont l'impédance est de $500\text{ k}\Omega$.

1°) Conditions de fonctionnement d'un push-pull ultra-linéaire pour 2 tubes EL 84 : $V_a = 300\text{ V}$; $V_{g2} = 300\text{ V}$ (prises d'écrans sur le primaire du transformateur de sortie) ; résistance de cathode = 130Ω ; impédance de plaque à plaque = $8\text{ k}\Omega$; tension d'entrée max = 10 V eff. ; $I_a = 2 \times 46\text{ mA crête}$; $I_{g2} = 2 \times 11\text{ mA crête}$; puissance de sortie maximale = 17 W .

2°) Si l'impédance de sortie du préamplificateur est de $30\text{ k}\Omega$ et si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est de $470\text{ k}\Omega$, il est absolument inutile de réaliser un adaptateur d'impédance. En effet, en BF, il n'est pas mauvais de faire débiter une « source » d'impédance donnée sur une entrée d'impédance beaucoup plus élevée (alors que l'inverse serait totalement à rejeter).

Avec le nouveau récepteur VR-35...

les bandes AVIATION - MARINE (VHF) - MOBILES chez vous !



TECHNIQUE DE POINTE :

- Têtes HF séparées : pas d'ennuis de contacteurs.
- Accord par diodes Varicap : insensible aux chocs et vibrations.
- Calage de veille précis : Calibrateur 5 et 1 MHz.
- Ecoute sans fatigue : squelch à seuil réglable.
- Alimentation secteur ou 12 V, HP, S-mètre.

LE SEUL RECEPTEUR VHF 4 GAMMES SUR LE MARCHÉ
(31-41 MHz - 67-88 MHz - 108-140 MHz - 140-175 MHz)

Documentation sur demande (joindre 2 timbres) :

Ets P. MICHEL - 20 bis, avenue des Clairions
89000 AUXERRE - Tél. : (86) 52.38.51

DEMANDE DE DOCUMENTATION sur VR-35

NOM : _____

ADRESSE : _____

SÉRIE B

CHEZ REVOX

C'EST au Salon de la Radio et de la Télévision de Berlin que la société Revox a présenté pour la première fois au grand public sa nouvelle gamme d'appareils haute fidélité baptisée série B.

Comme le montre notre photographie cette nouvelle gamme conserve extérieurement un petit air de famille avec les appareils précédents ; techniquement conçus pour fonctionner ensemble ils présentent une unité de ligne et une même élégante sobriété.

La série B Revox compte sept nouveaux appareils dont les plus marquants pour la marque sont : un tourne-disque à bras tangentiel, des enceintes acoustiques à correction de phase, un amplificateur compact et un combiné amplificateur-préampli de forte puissance.

C'est cependant par le nouveau **magnétophone B 77** que nous débiterons cette présentation. C'est un magnétophone à bande équipé de trois moteurs dont celui de cabestan (entraînement direct) est asservi électroniquement. Les vitesses de défilement sont de 9,5 et 19 cm/s. Les différentes fonctions sont obtenues par touches sensibles qui commandent la logique intégrée du mécanisme, une électronique sophistiquée permet le passage rapide d'une fonction à une autre. L'utilisation est facilitée par deux grands voyants équipés d'indicateurs de pointe luminescents. Comme pour les autres appareils de cette gamme un circuit de silence coupe tous les bruits parasites dus aux commutations.

Le B 77 ne remplace cependant pas le célèbre A 77 qui



continue sa brillante carrière dans ses différentes versions.

La table de lecture B 790 est vraiment la grande nouveauté Revox. C'est une platine à entraînement direct avec générateur tachymétrique, circuit d'asservissement PLL et régulation par quartz. Le constructeur semble avoir misé sur la simplicité et la sécurité d'emploi. La vitesse du plateau est indiquée par un affichage digital, vitesse réglable dans une marge de $\pm 7\%$. Toutes les commandes se font par pression de touches à faible course qui commandent à leur tour une logique intégrée. Le bras tangentiel est à asservissement électronique, sa masse est infime et sa longueur de seulement 40 mm ; il est maintenu en position verticale grâce à un champ magnétique. Une sécurité empêche la pointe de lecture de se poser

sur le plateau en absence de disque.

Le tuner digital B 760. Conçu pour des pays plus riches en FM que la France il permet de sélectionner quinze programmes. La fréquence de l'émission choisie est indiquée en cinq chiffres par diodes LED de même que le numéro de la touche sélectionnée (en deux chiffres).

Ce tuner utilise une technologie moderne, la programmation des stations s'effectue par des circuits CMOS. La précision de la fréquence de la station recherchée est obtenue à l'aide d'un synthétiseur à quartz. Un jeu de piles permet de conserver la programmation en cas de coupure du secteur pendant des durées bien supérieures à celles des vacances (plus d'un an avec des piles de bonne marque !).

L'amplificateur B 750 est un préamplificateur amplificateur de 2 x 75 W. Ces deux parties étant facilement déconnectables il est possible de les utiliser séparément notamment avec un égaliseur. Une des entrées phono est munie d'un sélecteur d'impédance à trois positions. Un commutateur permet de déconnecter les réglages de tonalité à crans pour une écoute linéaire.

Les enceintes acoustiques BX 230, 350, 4100. Cette nouvelle série d'enceintes acoustiques se caractérise par une disposition particulière des haut-parleurs qui permet d'obtenir une linéarité de phase.

Nous espérons avoir prochainement l'occasion de vous présenter au banc d'essai l'un de ces nouveaux appareils.

UN DIP-MÈTRE

SIMPLE ET EFFICACE

VOILÀ un appareil bien utile, sinon indispensable, pour qui veut construire et mettre au point simplement. De nombreuses formules ont été proposées jusque-là, tant dans la presse spécialisée que sur le marché du matériel professionnel. Toutes les solutions ne sont pas bonnes et les deux reproches communément adressés au grid-dip courant sont le manque de sensibilité et les faux « dips ». C'est la recherche d'une solution meilleure qui a présidé à la naissance de la réalisation transistorisée dont la description va suivre et qui s'inspire d'ailleurs de très près d'une version à lampe 6 C4, présentée il y a quelque vingt ans dans le « Handbook » de l'ARRL. Le circuit est très sim-

ple et ce n'est pas la moindre de ses qualités et le prix de revient du montage terminé est vraiment très bas. Comment pourrait-il en être autrement ? Un condensateur variable, un transistor, un micro-ampèremètre et quelques composants courants et bon marché suffisent pour réaliser l'appareil proposé, qui ne comporte pas autre chose qu'un oscillateur Hartley dont le courant de la gate – puisqu'il s'agit d'un transistor à effet de champ – est mesuré de manière permanente. Mais voyons, dans la pratique, comment tout cela s'articule. Le cœur du montage, le transistor-oscillateur est un Silicoin 2N 5398, mais le MPF 107 (2N 5486) convient également, mais peut être le

2N 4416 donnerait-il des résultats très voisins. Le choix final du transistor le mieux adapté se portera sur celui qui présente le courant de gate le plus élevé au repos. Si l'appareil doit limiter son application à 100 MHz, les TIS 34, TIS 88 ou MPF 102 constituent une solution à la fois suffisante et plus économique encore.

CONSTRUCTION

Il s'agit de traduire dans les faits le schéma de la figure 1, et rien n'est plus commode que d'utiliser, pour ce faire, un circuit imprimé élémentaire constitué par une plaque carrée de

verre époxy, métallisé sur une seule face, de 24 mm de côté, divisée, comme le montre la figure 2 en neuf carrés de 8 mm de côté au moyen d'une lame de scie fine prenant appui sur une règle ou d'un instrument de métal dur quelconque détruisant complètement le cuivre sur une largeur de quelques dixièmes de millimètre de large.

Bien entendu, on pourrait utiliser la technique du perchlore de fer, familière aux réalisateurs de circuits imprimés beaucoup plus complexes. Les carrés numérotés 1 et 7, sur la figure, sont inutilisés. Les carrés 6 et 8 sont réunis par un strap et figurent la masse, à la fois de l'interrupteur de la batterie d'alimentation, du microampèremètre, de la

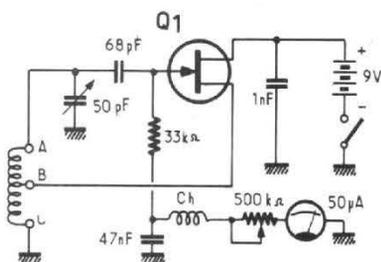


Fig. 1

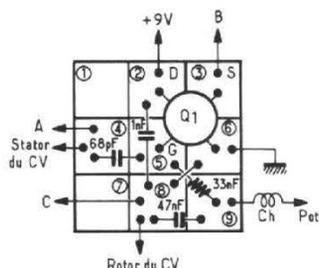


Fig. 2

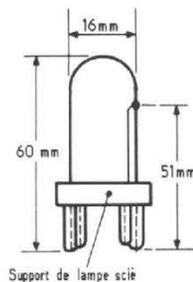


Fig. 3

bobine en service (C), du rotor du condensateur variable, des découpages et du boîtier métallique du transistor. En 2, nous trouvons le drain, son alimentation (+ 9V) et son découplage ; en 3, la source et la prise intermédiaire B de la bobine en service ; en 4, la connexion directe au stator du condensateur qui sert de support, le point chaud A de la bobine et le condensateur de liaison à la gate qui aboutit au carré 5 dont la résistance de fuite (33 kΩ) aboutit au carré 9 d'où part en même temps un découplage à la masse et une bobine de choc de 1 mH qui se termine sur le circuit de mesure.

Le condensateur variable est un modèle miniature de 50 pF (ou un peu moins) qui permet un recouvrement de gamme légèrement supérieur à 2. C'est ainsi que, si la fréquence basse d'une gamme est 5 MHz, la fréquence atteinte la plus haute se situera un peu au-dessus de 10 MHz et pour couvrir de 2 à 150 MHz, il faudra 6 bobines de dimensions critiques, convenablement échelonnées pour éviter une solution de continuité dans les fréquences couvertes. Il est évident qu'avec un condensateur variable de plus forte capacité, on pourrait facilement obtenir un recouvrement de 3 et réduire ainsi le nombre des bobines à quatre. Mais nous ne conseillons pas cette simplification mineure qui se traduit par des difficultés d'un autre ordre : en effet la posi-

Bande de fréquences (MHz)	Nombre de tours	Fil (Ø mm)	Longueur de l'enroulement (mm)	Prise (B - C)	Diamètre de la bobine (mm)
1 1,8 - 3,8	82	émailé 4/10	40	12	32
2 3,6 - 7,3	29	émailé 4/10	15	5	32
3 7,3 - 14,4	18	émailé 6/10	19	3	25
4 14,4 - 32	7	émailé 6/10	13	2	25
5 29 - 64	3 1/2	étamé 10/10	19	1	25
6 61 - 150 : Epingle à cheveux de fil 12/10 mm - longueur totale 60 mm - largeur 16 mm - Prise à 51 mm (voir fig. 3).					

tion de la prise intermédiaire qui détermine la réaction devient plus critique à mesure que la fréquence s'élève et les bobines VHF sont particulièrement critiques de ce point de vue, en particulier celle qui couvre la gamme haute. Mais sa forme en épingle à cheveux rend la modification de la prise, jusqu'au point optimum, des plus faciles. Un circuit LC, résonnant aux environs de 100 MHz, sert aux essais de « dip » jusqu'à obtenir l'absorption la plus large possible.

Les bobines sont réalisées sur du tube de 25 mm de diamètre muni de culot à 4 broches. Les culots d'anciens tubes du genre 80 (américain) ou 5Y3 (octal) proprement détachés de l'ampoule de verre et débarrassés de la cire de fixation conviennent tout à fait bien et sont d'un prix imbattable. Ils viennent naturellement s'enficher dans un support correspondant, fixé au boîtier de l'appareil et le plus près possible du transistor. Le montage

mécanique est ainsi très stable et le changement de bobine parfaitement sûr avec des contacts francs.

Les bobines à réaliser, en partant du matériau ci-dessus, se répartissent comme suit :

Rien n'oblige à utiliser des supports d'un diamètre proposé ci-dessus. Il est évident que le nombre de tours sera à déterminer expérimentalement. On se souviendra simplement que l'inductance d'une bobine varie comme le carré du nombre de tours.

ÉTALONNAGE

Le moyen privilégié est bien entendu le fréquencemètre digital convenablement couplé mais un récepteur ou un autre dip-mètre peuvent être utilisés aussi bien dans la mesure où leur propre étalonnage est sûr.

Un mot de l'appareil de mesure : c'est un microampèremètre (0 à 50 μA) et le courant y est limité par un potentiomètre-série de 500 kΩ qui sert de réglage de zéro. L'ensemble est à disposer dans une boîte métallique du type Mimbox qui permet de réaliser un appareil vraiment compact et de dimensions réduites ce qui permet de travailler d'une seule main. Sur la plupart des bandes de dip fait tomber le courant aux environs de 20 μA pour un circuit accordé distant de 25 mm de la bobine de l'appareil, ce qui traduit une excellente sensibilité.

D'après Ham-Radio 6-77

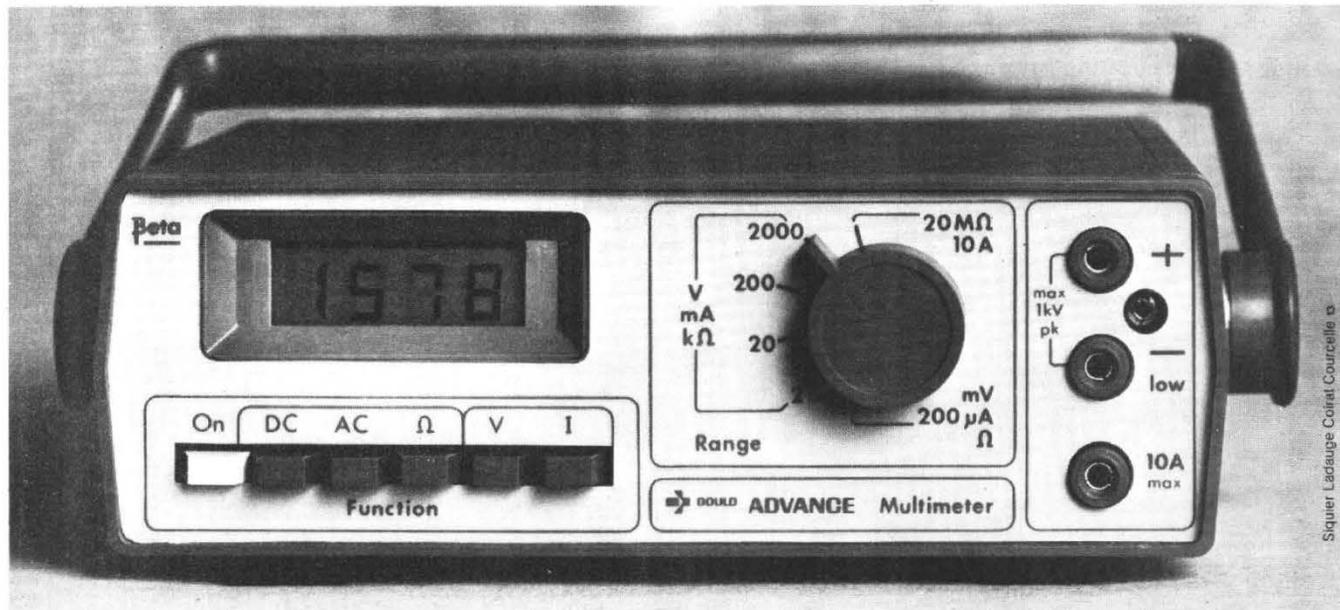
Robert PIAT

Beta : un nouvel Advance à cristaux liquides. 300 heures d'autonomie.

2.000 points - 6 fonctions.
DC : 0,1 mV à 1 kV - 0,1 μ A à 10 A.
AC : 0,1 mV à 750 V - 0,1 μ A à 10 A.
Résistance : 0,1 Ω à 20 M Ω .

Température : avec sonde, - 20 °C à 120 °C.
Sonde HT en option.
GOULD ALLCO B.P. 31 - 91160 Longjumeau
France - Télex 600824 - Tél. 934.10.67.

GOULD

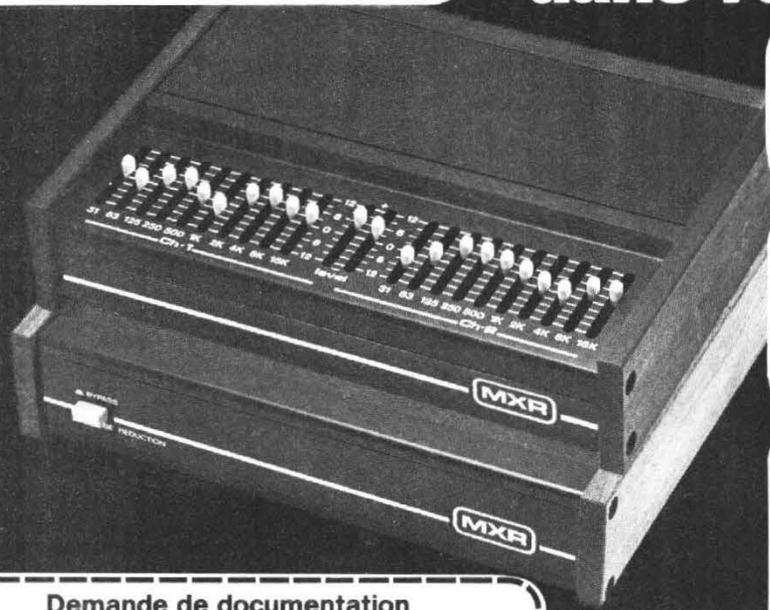


Siquier Ladauge Coriat Courcelle

MXR Consumer Products Group

Une révolution dans l'acoustique

NOUVEAU
Made in USA



MXR equalizer
10 fréquences par canal \pm 12 db.
Bruits de fond -95 db. Dynamic 110 db.
Prix de lancement 1990F.

MXR compresseur extenseur
donne à votre magnétophone ou à votre lecteur de K7 une réduction de 25 db. du bruit de fond.
Expansion de la dynamique de 1 à 2.
Bruits de fond 88 db. Dynamic 100 db.
Prix incroyable de lancement 1590F.

MXR extenseur et anti-bruit
1) donne la qualité dynamique des enregistrements de studio à votre chaîne Haute Fidélité.
2) le système Anti-Bruit supprime les craquements parasites de vos disques.
Prix de lancement 2250F.

Demande de documentation

Nom _____ Prénom _____
Adresse _____

Je désire recevoir une documentation sur les caractéristiques du MXR _____

Vente et démonstration

hiFi 2000

LE PRESTIGE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ
78, avenue des Ternes - 75017 PARIS
Tél. : 754.60.04 - 754.78.95

Si la première chaîne ne vous plaît pas, passez sur la deuxième.



Au programme de la 1^{re} chaîne, tout d'abord l'amplificateur TA 1630, qui dégage une puissance de 2 x 22 watts de 20 à 20.000 Hz., distorsion inférieure à 0,5 %.

Ensuite la platine PS 1700 à entraînement par courroie, bras de lecture en S, système automatique de retour du bras, et rapport signal/bruit de seulement 63 dB. Son pleurage et scintillement n'est que de 0,06 % WRMS.

En vedette, le tuner ST 2950F. Avec 4 gammes d'ondes : FM, PO, OC et GO. Avec une sensibilité de 1,7 μ V.

Avec une touche "muting" qui permet de passer d'une station FM à une autre sans bruit de fond.

Et enfin, pour terminer, 2 enceintes SS 2030. Enceintes à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN : 50 watts.

Si cette chaîne ne vous plaît pas, vous avez la ressource de tourner la page pour lire le programme de la 2^e chaîne.

SONY®

Cette chaîne est en démonstration permanente au Salon SONY, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359 06 64 et 06 58.

Si la deuxième chaîne ne vous plaît pas, passez sur la troisième.



Programme intéressant sur la 2^e chaîne.

Un ampli TA 2650 d'un excellent rapport qualité/prix/puissance. Avec une puissance de 2 x 43 W de 20 Hz à 20.000 Hz, distorsion inférieure à 0,2 %, un atténuateur de 20 dB, placé à côté du contrôle de volume.

Un correcteur physiologique pour améliorer les conditions d'écoute à bas niveau. Une entrée frontale (Tape 2) pour la connexion d'une 2^e platine magnétophone.

Et un système pour le branchement de 2 paires d'enceintes.

Ensuite la platine PS 2700, entièrement automatique,

avec entraînement par courroie. Avec une commande unique pour mise en marche, arrêt et répétition. Avec un bras en S. Et un compensateur de force centripète. Son pleurage et scintillement n'est que de 0,06 % WRMS.

Au programme enfin, le tuner ST 2950, le même que sur la 1^{re} chaîne, et 2 enceintes SS 2050, à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN : 65 watts.

Si la 2^e chaîne ne vous plaît pas, il ne vous reste plus qu'à passer sur la 3^e chaîne. C'est votre dernière chance.

SONY®

Cette chaîne est en démonstration permanente au Salon SONY, 66 Champs-Élysées. Tél. : 359 06 64 et 06 58.

Si la troisième chaîne ne vous plaît pas, allumez la télévision.



Programme étoffé sur la 3^e chaîne.

L'ampli TA 3650 pour commencer. 2 x 55 watts de 20 à 20.000 Hz avec un taux de distorsion inférieur à 0,1 %. Un dispositif de duplication de bandes et une entrée frontale supplémentaire pour une deuxième platine magnétophone.

La platine PS 4300 est entièrement automatique avec commande par touches d'effleurement. Son rapport signal/bruit est de 70 dB DIN. Son pleurage et scintillement: 0,03 % WRMS.

Le tuner ST 3950. Deux gammes d'ondes: FM et PO. Une sensibilité de 1,5 μ V. Un rapport signal/bruit de 70 dB (stéréo). Une distorsion harmonique de 0,13 % à 1 kHz.

La platine à cassettes TC 206 SD, un chargement frontal et vertical, un système Dolby, une bande passante de 30 à 15.000 Hz DIN (FeCr), et un rapport signal/bruit de 50 dB DIN.

Au programme de la 3^e chaîne enfin, 2 enceintes SS 2070 à 3 voies et 3 HP. Puissance maximale DIN: 80 watts.

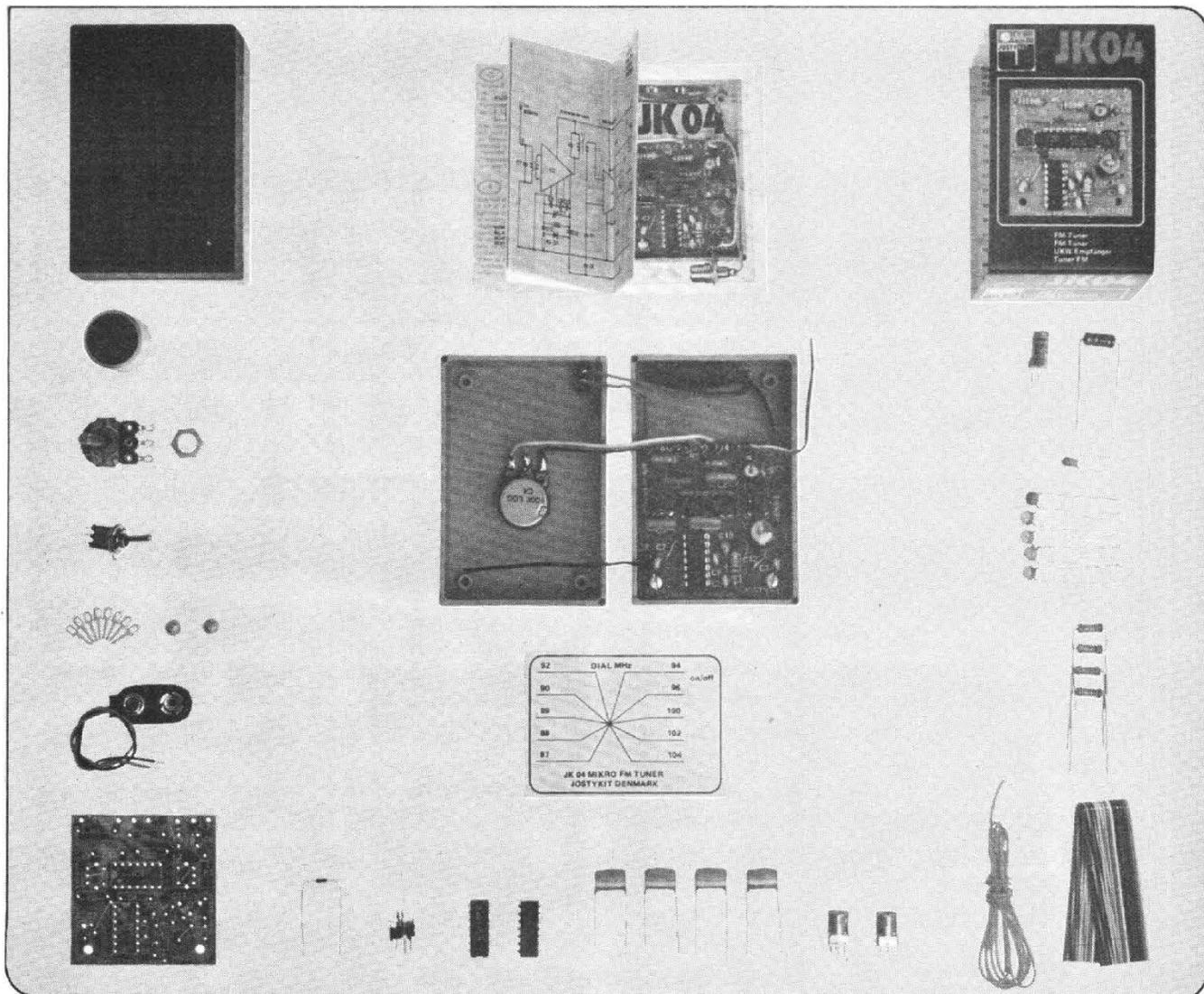
Si la 3^e chaîne, tout comme la 1^{re} et la 2^e, ne vous plaît pas, vous n'avez plus qu'à allumer votre télévision. Il y a plus d'images, mais un son moins beau.

SONY offre un choix de 40 systèmes différents avec meuble en option.

SONY®

JK HOBBY JOSTYKIT

Josty Kit lance une gamme de kits, JK Hobby, d'une conception entièrement nouvelle, particulièrement adaptée aux amateurs. Ces kits sont livrés avec boîtier, porte-piles, notice explicative en quatre langues et même un code des couleurs permettant une identification rapide des résistances et condensateurs. Ces kits s'utilisent seuls ou entre eux. Josty Kit propose dans l'immédiat, 10 modèles différents auxquels s'ajouteront des nouveautés et des applications originales. Consultez vos distributeurs Josty Kit, ils vous fourniront tous renseignements utiles.



La gamme 1977

JK 01 Amplificateur BF
JK 02 Préamplificateur
 Microphone
JK 03 Générateur B.F.
JK 04 Tuner FM
JK 05 Récepteur
 Télécommande
 27 MHz

JK 06 Emetteur
 Télécommande
 27 MHz
JK 07 Décodeur 27 MHz
 Télécommande
JK 08 Barrière de lumière
JK 09 Sirène
JK 10 Compte-pose



IMPORTÉ EN FRANCE PAR :

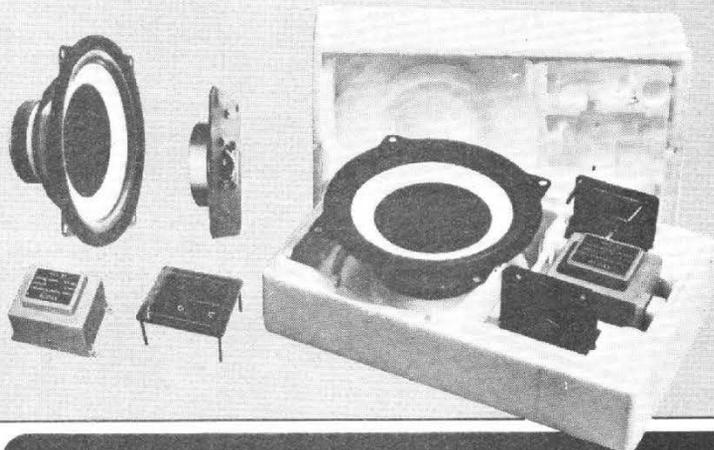
**+HOHL
 DANNER**

Z.I. Strasbourg-Mundolsheim
 67450 Mundolsheim - B.P. 11
 Tél. (88) 20.90.11 -
 Télex : Holda 890 245 f

KIT 31

30 WATTS

(8 ohms)
2 voies : 50 à 4000 Hz
et 4000 à 20.000 Hz



COMPOSITION

- Boomer HIF 20 JSM
- Tweeter HD 12-9 D25 à Dôme
- Filtre 2 voies - 12 dB/octave
- Bloc de sortie
- Cable de raccordement
- Cable de liaison extérieur
- Vis spéciales de fixation
- Notice explicative
- Plan de perçage

AUDAX

VOS ENCEINTES EN KIT...

FAITES-LES VOUS MEMES... AUDAX MET SA TECHNIQUE ENTRE VOS MAINS.

La certitude d'une totale réussite sans connaissances particulières.

Etudiés et mis au point dans les Laboratoires AUDAX
ces Ensembles bénéficient des techniques les plus avancées dans le domaine électro-acoustique.

*Boomers à elongation géante ● Médium à Dôme ● Tweeters à Dôme ● Inductances à air (sans saturation)
● Finition luxueuse en accord avec le style actuel ●*

KIT 51

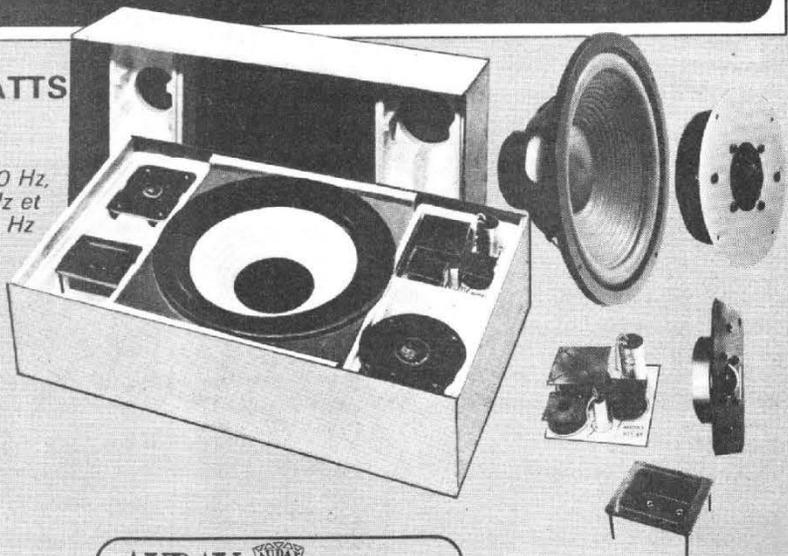
50 WATTS

(8 ohms)

3 voies :
30 à 1000 Hz,
1000 à 6000 Hz et
6000 à 20.000 Hz

COMPOSITION

- Boomer HD 30 HSMC
- Médium HD 13 D37 à Dôme
- Tweeter HD 12-9 D25 à Dôme
- Filtre 3 voies - 12 dB/octave
- Bloc de sortie
- Câble de liaison extérieur
- Notice explicative
- Plan de perçage



*EN VENTE CHEZ TOUS LES
REVENDEURS SPECIALISES*

AUDAX



45 avenue Pasteur - 93106 MONTREUIL
Tél. : 287.50.90 - Télex 2238ZF



L'enceinte **KOS** SUPRAVOX

LES 2 NOUVELLES VOIES DU SUCCES !

KOS la toute nouvelle enceinte à deux voies bénéficie de l'immense succès SUPRAVOX qui ne cesse de grandir depuis 40 ans. Oui, 40 années de recherches passionnées et de professionnalisme ont mondialement imposé la gamme d'enceintes à une voie dont la fabrication continue bien sûr.

La dernière née à deux voies hérite de la traditionnelle qualité SUPRAVOX.

KOS 2 voies est une création prestigieuse qui s'inscrit dans la légendaire production SUPRAVOX, symbole de progression et de continuité.

Les mélomanes les plus exigeants seront surpris par la KOS 2 voies qui concrétise un travail acharné et l'emploi d'un matériel de haute technicité de mesure (BRUEL et KJAER).

FICHE TECHNIQUE

Cette enceinte comprend :

- 1 HP (boomer) de 28 cm à aimant ticonal chargé de reproduire les basses et les médiums. Ce dernier se coupe de lui-même à 5000 Hz avec une pente de 16 dB/octave.

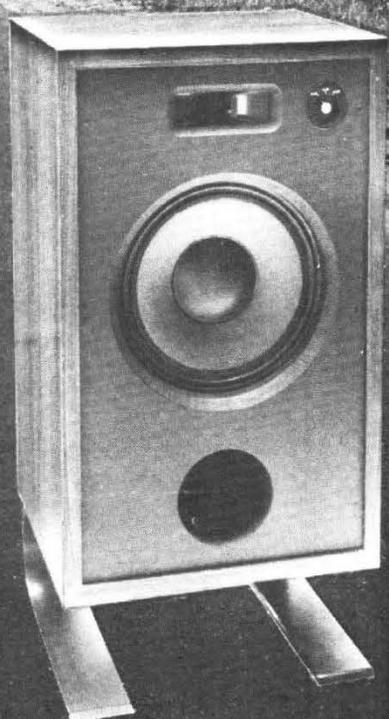
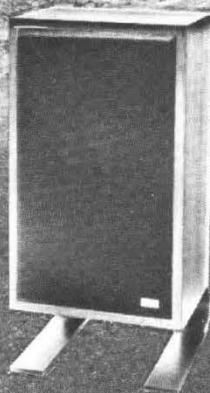
- 1 tweeter piezzo-électrique reprenant les aigus de 5000 Hz à 30000 Hz. L'absence de bobine mobile augmente la fiabilité et donne une meilleure réponse aux transitoires que celle obtenue avec un HP dynamique. C'est un circuit résonnant à haute impédance.

L'association de ces deux HP permet d'éliminer le classique filtre passif d'aiguillage qui, comme chacun sait, est un "consommateur de watts" et créateur de déphasages, le rendement est donc supérieur (95 dB à 1 Watt). Quant à la bande passante de notre enceinte qui confirme le succès de nos travaux, elle doit réussir à convaincre les plus difficiles.

L'ébénisterie est réalisée en latté de haute densité de 22 mm d'épaisseur. Afin d'éviter l'effet boomie, l'enceinte repose sur deux pieds en aluminium anodisé qui lui donnent une ligne sobre et élégante. Les dimensions en sont : H 60 - L 40 - P 35,5. Pied : 15 cm. Le poids est de 20 kg. La puissance : 50 W RM S.

L'impédance disponible est de 8 Ohms.

Ce matériel bénéficie d'une garantie totale de 5 ans.



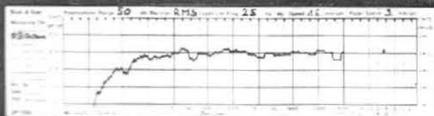
BON A DECOUPER

Veuillez m'adresser gratuitement
votre documentation technique.

Nom _____

Adresse _____

HP 15-10-77



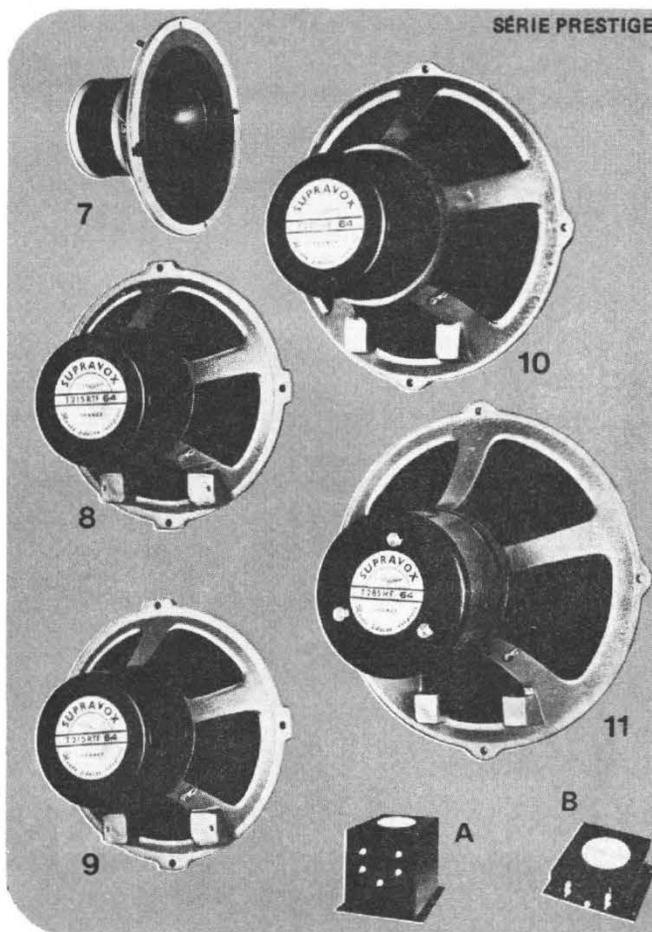
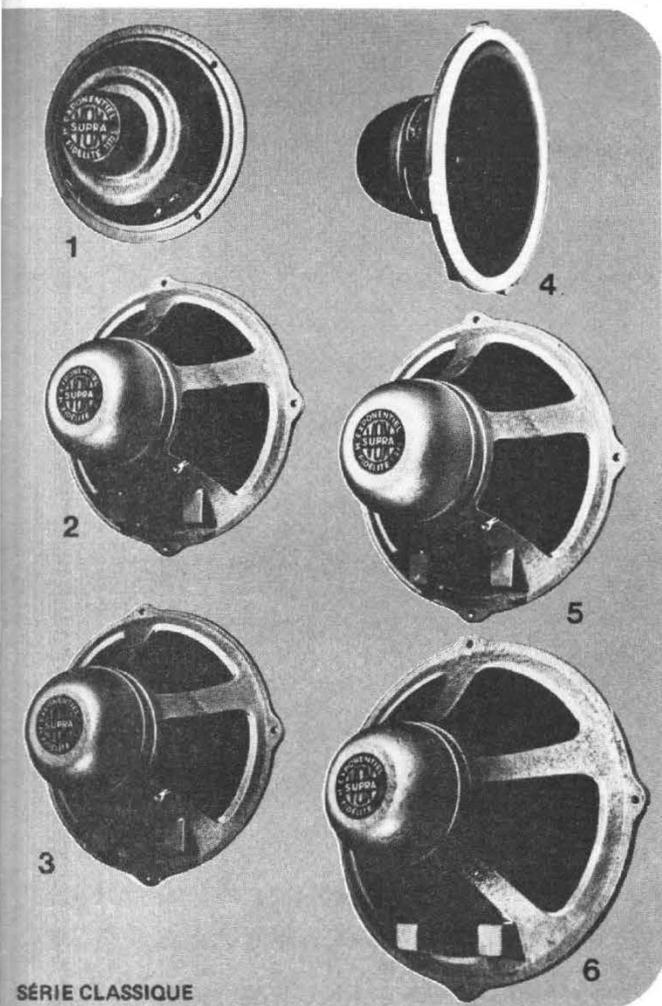
SUPRAVOX

46, rue Vitruve 75020 PARIS

☎ 371.34.48+

SUPRAVOX

N'HESITE PAS...
A VOUS MONTRER
SES HAUT-PARLEURS
NUS!



		∅	watts pointe	Bande passante Hz			∅	watts pointe	Bande passante Hz
1	T 175 S	17 cm	8	55 à 16.000	7	TWM 71 Tweeter Médium	17 cm	40	1.500 à 20.000
2	T 215	21 cm	10	40 à 16.000	8	T 215 RTF 64 Fréquences pures	21 cm	40	115 à 12.000
3	T 215 SRTF	21 cm	15	20 à 20.000	9	T 215 RTF 64	21 cm	40	16 à 20.000
4	T RTF 215 Médium	21 cm	20	140 à 10.000	10	T 245 HF 64	24 cm	55	20 à 18.000
5	T 245 Basses	24 cm	20	18 à 6.000	11	T 285 HF 64	28 cm	60	16 à 17.500
6	T 285 Basses	28 cm	28	15 à 6.000	A	FILTRE F 120	Filtre 2 voies Fréq. de coupure 1.400 Hz		Puiss. pte qsr 150 w Puiss. essais sinusoïdale 200 w
					B	FILTRE F 50	Mêmes caractéristiques Techniques que le F 120 mais prévu pour 100 w pointe.		

SUPRAVOX

46, RUE VITRUVÉ - 75020 PARIS.

Tél. : PARIS (1) 371.34.48

Autobus : 26. Metro : Maraichers, Alexandre-Dumas

BON A DECOUPER

H.P. 15-10-77

Veuillez m'adresser gratuitement la documentation
technique très détaillée sur toutes vos productions.

NOM _____

ADRESSE _____

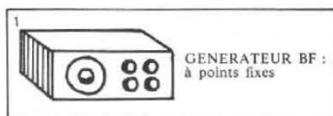
NOUVEAUTÉ

LES TABLES VOC



quand il est agréable de se pencher sur un plan de travail!

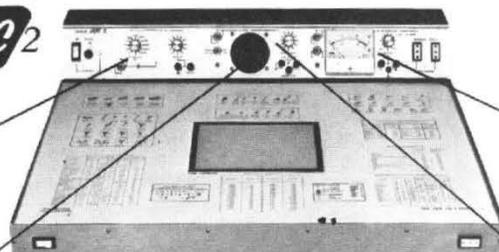
VOICI LA **VOC²**



GENERATEUR BF :
à points fixes



HAUT-PARLEUR :
entrée 4 ohms - 3 W



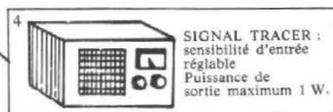
4 APPAREILS DE MESURE ET AUTRES ACCESSOIRES DANS UN SEUL APPAREIL !

C'est après une étude très complète et répondant à un marketing précis auprès de ses nombreux clients que VOC a mis au point cet étonnant plan de travail, véritable baie de mesure.

La Table VOC 2 est plus qu'un plan de travail c'est un laboratoire complet. Le générateur BF incorporé est accordé sur les fréquences musicales de base aux standards internationaux : multiples et sous-multiples de 435 Hz.

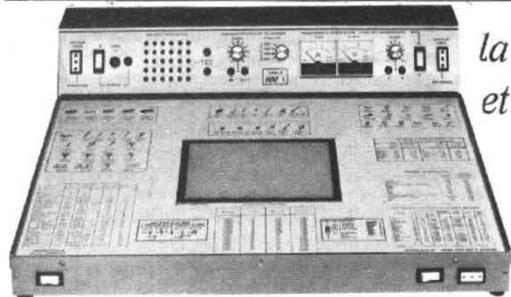


ALIMENTATION STABILISÉE :
de 3 à 30 V - 1,5 A
Lecture tension et courant sur galvanomètre commutable.



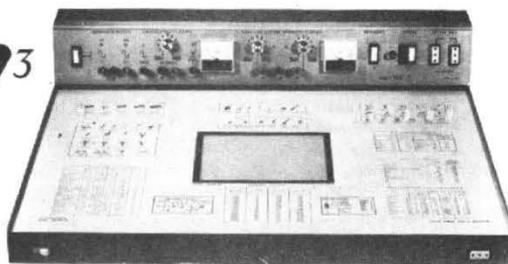
SIGNAL TRACER :
sensibilité d'entrée réglable
Puissance de sortie maximum 1 W.

* Alimentation secteur 220 V
Dimensions : 700 x 550 x 145 mm



la **VOC¹**
et la nouvelle **VOC³**

La Table VOC 1 a été conçue pour "les petits budgets". Elle comporte néanmoins tous les éléments de base indispensables. Ses dimensions réduites permettent de la "loger" même dans les plus petits ateliers.



La nouvelle table VOC 3 est plus spécialement destinée aux utilisateurs de montages à circuits intégrés logiques et opérationnels. Cette table comporte une alimentation différentielle + et - 5 à 20 volts 600 mA, une alimentation pour TTL 4,5 volts à 5,5 volts 2,5 A et 3 générateurs d'impulsion à fréquences fixes : 1 Hz, 10 Hz et 100 kHz. Elle comporte de plus, comme les tables VOC 1 et VOC 2, un dispositif d'éclairage par transparence pour les circuits imprimés.

encore un mot pour répondre à votre question : « Oui mais à quel prix ? »

alors voilà des prix qui vous rassureront et vous étonneront

LA VOC 1 710,00 F TTC **LA VOC 2** 1 295,00 F TTC **LA VOC 3** 1 295,00 F TTC

dès aujourd'hui allez commander votre plan de travail chez votre revendeur habituel et profitez des prix de lancement

VOC 031



DOSSIER HI-FI



Pour les lecteurs du Haut-Parleur, ODIOVOX ouvre un nouveau dossier Hi-Fi.

Devant le succès remporté auprès des amateurs ou professionnels de la Hi-Fi par l'édition dès ses premiers dossiers, ODIOVOX a décidé de réactualiser périodiquement ce "Tour d'horizon de la Hi-Fi pour les lecteurs du HAUT-PARLEUR". Détachez-le, conservez-le. Pour acheter votre chaîne ou conseiller vos amis qui vous savent passionné de Hi-Fi, il vous servira non seulement de guide mais de référence de base pour combiner entre eux, au mieux et selon les budgets, différents matériels actuellement sur le marché, testés et sélectionnés par notre ingénieur : Monsieur Pierre Covier.

Comme les précédents dossiers Hi-Fi, ces essais et cette sélection tiennent compte de la qualité des matériels, de leur prix et de leur compatibilité à fonctionner ensemble.

Département Hi-Fi.

ODIOVOX
/ / / / /



Technics



Ces essais ont été réalisés à partir des platines tourne-disque TECHNICS :

- SL 1600 : Entraînement direct. Automatique.
 - Taux pleurage 0,025 % W RMS.
 - Rapport signal/bruit 73 dB.
- SL 1900 : Entraînement direct. Automatique.
 - Taux pleurage 0,03 % W RMS.
 - Rapport signal/bruit 50 dB.
- SL 2000 : Entraînement direct. Manuelle.
 - Taux pleurage 0,045 % W RMS.
 - Rapport signal/bruit 70 dB.

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli PIONEER SA 5300 • 2 x 15 watts
2 enceintes SIARE CX 22
• 2 voies • 20 watts } **1800 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule SHURE V 15 III/E
1 ampli FRANK PRAM 235
• 2 x 25 watts
2 enceintes SIARE AXORD PR 5
• système "Pression-reflex" • 40 watts } **5200 F**

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli NIKKO TRM 230 • 2 x 16 watts
2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P
• 3 voies • 30 watts } **2300 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule SHURE V 15 III/E
1 tuner-amplificateur avec platine cassette Dolby incorporée TELETON SX 500
• 2 x 33 watts
• PO-GO-OC-FM
2 enceintes MARTIN GAMMA 310
• 3 voies • 50 watts } **5980 F**

1 platine TECHNICS SL 2000
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
• PO-GO-FM • 2 x 22 watts
2 enceintes MARTIN GAMMA 208
• 2 voies • 40 watts } **3280 F**

1 platine TECHNICS SL 1600
1 cellule Shure V 15 III/E
1 ampli FRANK PRAM 260
• 2 x 60 watts
2 enceintes MAGNAT MIG 08
• 3 voies • 120 watts } **7580 F**

1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
2 enceintes 3 A APOGÉE
• 2 voies • 50 watts } **3760 F**

1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts
2 enceintes TECHNICS SB 4500
• 2 voies Bass-Reflex • 75 watts } **3900 F**

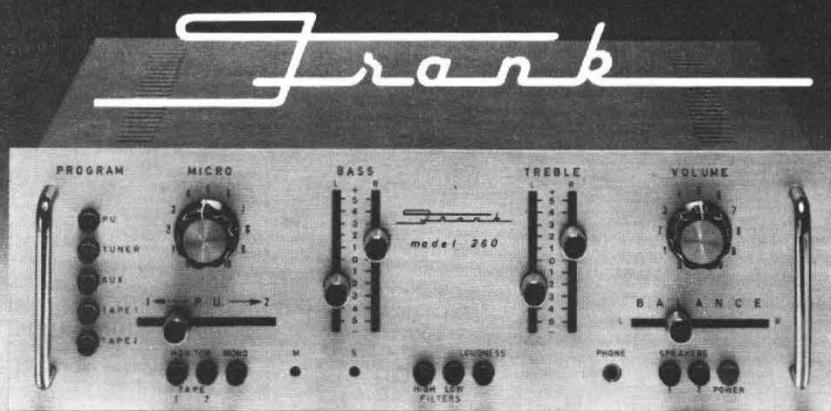
1 platine TECHNICS SL 1900
1 cellule SHURE M 91 ED
1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
• AM-FM • 2 x 30 watts
2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 16
• 2 voies • 35 watts } **4300 F**

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.



- 1 ampli FRANK PRAM 260
- (Descriptif ci-dessus)
- 1 platine TECHNICS SL 1700
 - entraînement direct ● automatique
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 2 enceintes MAGNAT MIG 05
- 3 voies ● 95 watts

} 6250F

Pierre Covier a choisi la marque FRANK, marque des professionnels enfin à la portée des exigeants de la HI-FI.

PRAM 260 : Ampli 2 x 60 watts RMS (8 ohms). Distorsion : 0,15 %.

Bande passante 20-60.000 Hz ± dB.

Possibilité de fondu sonore enchaîné PU 1 - PU 2. Micro mélangeable avec toutes les entrées permettant de superposer la parole sur la musique.

- 1 ampli FRANK PRAM 235
 - 2 x 25 watts ● distorsion 0,1 %
 - bande passante 20-20.000 Hz ± 1 dB
- 1 stéréo mixer FRANK T 570
 - Table de mixage adaptable sur tout modèle préampli-ampli
 - 5 entrées : 2 PU - 1 Aux - 1 tape - 1 micro avec possibilité de surimpression de la parole sur la musique.
 - Rapport signal/bruit : meilleur que - 60 dB
 - Distorsion : 0,1 %
- 1 platine SCOTT PS 76
 - entraînement direct ● manuelle
- 1 cellule SHURE M 91 ED
- 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630
 - chargement frontal ● Dolby NR
- 2 enceintes SIARE SL 200 ● 2 voies ● 30 watts

} 6960F

- 1 professional mixer monitor FRANK T 875 MK II
 - Table de mélange avec 4 entrées micro ayant chacune un contrôle basses et aiguës séparé,
 - 2 entrées PU,
 - 1 entrée tape, 1 entrée Aux.
 - Système de préécoute avec ampli, pour casque
 - Distorsion : moins de 0,1 %
 - Rapport signal/bruit : meilleur que - 60 dB
- 1 booster FRANK B 100
 - ampli de puissance : 2 x 50 watts RMS (8 ohms)
 - 2 Vu-mètres à sensibilités 1 W - 10 W - 50 W
- 1 platine TECHNICS SL 1900
 - entraînement direct ● automatique
- 1 cellule SHURE V 15 III/E
- 1 platine magnéto à bande AKAI GX 630 D
 - Dolby/4 pistes
- 2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 36
 - 3 voies ● 50 watts

} 14560F

- 1 stéréo mixer préamplificateur FRANK T 670
 - Mélangeur à 6 entrées :
 - 2 micros, 2 PU, 1 tape, 1 Aux
 - Préécoute avant et après mélange
 - Réglage basses et aiguës séparées par canal
 - Distorsion 0,1 %
 - Rapport signal/bruit : meilleur que 60 dB
- 1 booster FRANK B 100
 - ampli de puissance : 2 x 50 watts RMS (8 ohms)
 - 2 Vu-mètres à 3 sensibilités 1W - 10W - 50W
- 1 platine TECHNICS SL 2000
 - entraînement direct ● manuelle
- 1 cellule SHURE V 15 III / E
- 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630
 - chargement frontal ● Dolby NR
- 2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 - 3 voies ● 50 watts

} 9630F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

 **KENWOOD**



Ces essais ont été réalisés à partir des ampli-tuner KENWOOD
 KR 3600 L : 2 x 22 watts • PO-GO-FM • Cadre ferrite orientable incorporé • Distorsion harmonique totale stéréo 0,5%.
 KR 4600 : 2 x 30 watts • AM-FM • Distorsion harmonique totale stéréo 0,25%.
 KR 6600 : 2 x 60 watts • AM-FM • Distorsion harmonique totale stéréo 0,25%.

1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 1 platine AKAI AP 001
 • entraînement par courroie • manuelle
 2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P
 • 3 voies • 30 watts } **2950F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 1 platine TECHNICS SL 20
 • entraînement par courroie • manuelle
 2 enceintes SIARE SL 200
 • 2 voies • 30 watts } **3480F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
 1 platine TECHNICS SL 2000
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 • 2 voies • 40 watts } **3600F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
 1 platine AKAI AP 003
 • entraînement par courroie • semi-automatique
 2 enceintes JENSEN LS 2
 • 2 voies • 35 watts } **3860F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
 1 platine THORENS TD 145 MK II/M 75 - 6 S
 • entraînement par courroie • manuelle
 2 enceintes 3 A APOGÉE
 • 2 voies • 50 watts } **4050F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
 1 platine TECHNICS SL 1900
 • entraînement direct • semi-automatique
 1 cellule SHURE M 91 ED
 1 platine à cassette AKAI CS 34 D • stéréo Dolby
 2 enceintes KLH CB 630
 • 2 voies • 50 watts } **4690F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
 1 platine Lenco L 830
 • entraînement direct • manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes KLH CB 830
 • 2 voies • 110 watts } **5640F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
 1 platine TECHNICS SL 1700
 • entraînement direct
 • automatique
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes JENSEN LS 4
 • 3 voies • 60 watts } **6420F**

1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
 1 platine SONY PS 4300
 • entraînement direct
 • automatique
 1 cellule SHURE M 91 ED
 1 stéréo mixer FRANK T 570
 2 enceintes TECHNICS SB 4500
 • 2 voies Bass Reflex
 • 75 watts } **8280F**

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.
 Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.
 * dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

DOSSIER HI-FI

Continental Edison



La chaîne compacte
CONTINENTAL EDISON
a également été
sélectionnée par Pierre Covier

Combiné stéréophonique
quadrosound CT 9632

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec :

- Ampli 2 x 35 watts
- Tuner PO-GO-OC-FM avec 6 touches
sensitives pré-réglables, contrôle
automatique de fréquence en FM
- Platine magnéto cassette avec Dolby,
enregistrement réglable
et contrôlable par 2 vu-mètres
- Platine tourne-disque automatique,
entraînement par courroie, équipée
d'une cellule SHURE M 75 - 6 S

Vendue avec 2 enceintes
MARTIN GAMMA 310. 3 voies. 50 watts

- 1 pied MAJA 880 VRA

5300F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Bon de commande express par correspondance à envoyer à : ODIOVOX BP 45 - 94260 FRESNES

Nom - Prénom : _____
Adresse de livraison
de la chaîne : _____
Références de la chaîne : _____

Je paie comptant à crédit

Signature :

Je joins à ma commande mon versement légal, soit 20%.

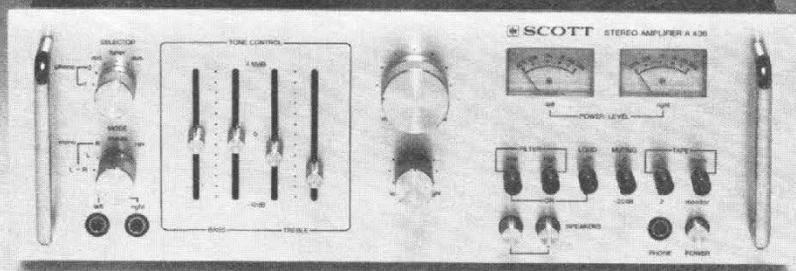
Je vous joins dans la même enveloppe Mandat-lettre CCP Chèque bancaire.

Envoi S.N.C.F. participation aux frais selon tarif S.N.C.F.

date

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

SCOTT



Ces essais ont été réalisés à partir de l'ampli SCOTT A 436 2 x 42 watts efficaces. Taux de distorsion harmonique totale 0,5%. Courbe de réponse en fréquence (± 1 dB 1 N) 15-35 000 Hz.

1 ampli SCOTT A 436 1 platine TECHNICS SL 20 • entraînement par courroie • manuelle 2 enceintes 3A APOGÉE • 2 voies • 50 watts	}	2840F	1 ampli SCOTT A 436 1 platine SONY PS 4300 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED 2 enceintes CABASSE SAMPAN LEGER 310 • 3 voies • 70 watts	}	6200F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine TECHNICS SL 23 • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes JENSEN LS 3 • 2 voies • 45 watts	}	3480F	1 ampli SCOTT A 436 1 stéréo mixer FRANK T 570 1 platine magnéto cassette TECHNICS RS 630 • chargement frontal • Dolby NR 1 platine TECHNICS SL 1900 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED 2 enceintes MARTIN GAMMA 310 • 3 voies • 50 watts	}	6980F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine PIONEER PL 112 D • entraînement par courroie • manuelle 1 cellule ORTOFON F 15 2 enceintes CELESTION DITTON 44 • 3 voies • 45 watts	}	3740F	1 ampli SCOTT A 436 1 platine magnétophone à bande REVOX A 77 1102 ou A 77 1104 NM • 3 moteurs • 3 têtes • bobine 26,5 1 platine LENCO L 833 • entraînement direct • semi-automatique 1 cellule SHURE V 15 III / E 2 enceintes J.B. LANSING DÉCADE L 36 • 3 voies • 50 watts	}	8480F
1 ampli SCOTT A 436 1 platine à cassette AKAI CS 34 D • stéréo • Dolby 1 platine THORENS TD 166 MK II/M 75 - 6 S • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes KLH CB 630 • 2 voies • 50 watts	}	4200F	1 ampli SCOTT A 436 1 tuner SCOTT T 526 L • FM-PO-GO 1 platine AKAI AP 003 • entraînement par courroie • semi-automatique 2 enceintes SIARE DL 200 • 3 voies • 50 watts	}	5420F
1 ampli SCOTT A 436 1 tuner SCOTT T 526 L • FM-PO-GO 1 platine HITACHI PS 38 • entraînement direct • manuelle 2 enceintes TECHNICS SB 4500 • 2 voies Bass Reflex • 75 watts	}	5800F	<div style="text-align: center;"> <h2 style="margin: 0;">ATTENTION</h2> <p style="margin: 0;">En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.</p> <p style="margin: 0;">Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.</p> <p style="margin: 0;">* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.</p> </div>		

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes KLH:

- CB 530: 2 voies
 - 40 watts
- Bande passante 45 à 18.000 Hz.
- CB 630: 2 voies
 - 50 watts
- Bande passante 50 à 18.000 Hz.
- CB 830: 2 voies
 - 110 watts
- Bande passante 40 à 18.000 Hz.

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli NIKKO TRM 230 • 2 x 16 watts
1 platine PIONEER PL 112 D
• entraînement par courroie • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15 } 2200F

2 enceintes KLH CB 830
1 ampli TECHNICS SU 8600 • 2 x 73 watts
1 platine AKAÏ AP 006
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 4800F

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine TECHNICS SL 20
• entraînement par courroie • manuelle } 2580F

2 enceintes KLH CB 830
1 préampli TECHNICS SU 9200
1 ampli de puissance TECHNICS SE 9200
• 2 x 76 watts
1 platine PIONEER PL 510 D
• entraînement direct • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15 } 5660F

2 enceintes KLH CB 530
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5160 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine THORENS TD 145 MK III/M 75 - 6 S
• entraînement par courroie • manuelle } 3340F

2 enceintes KLH CB 830
1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
• AM-FM • 2 x 60 watts
1 platine TECHNICS SL 1900
• entraînement direct
• automatique
1 cellule SHURE V 15 III/E } 6080F

2 enceintes KLH CB 630
1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
1 platine DUAL CS 1226
• entraînement par galet • automatique } 3500F

2 enceintes KLH CB 630
1 tuner-amplificateur avec
platine cassette Dolby incorporée
TELETON SX 500
• 2 x 33 watts • PO-GO-OC-FM } 3820F

2 enceintes KLH CB 630
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
• AM-FM • 2 x 38 watts
1 platine SCOTT PS 76
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE V 15 III/E } 4480F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.



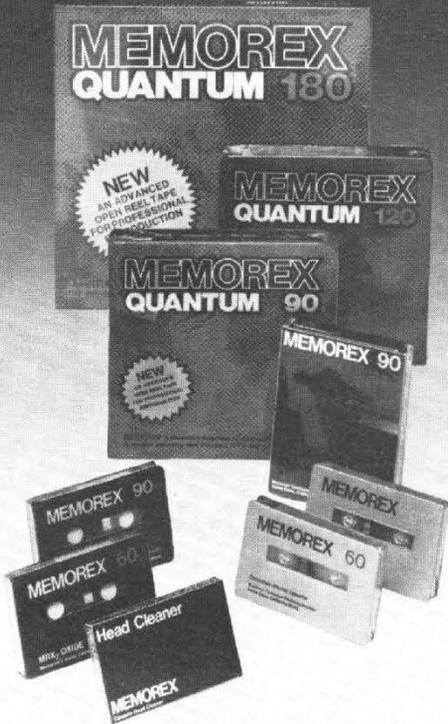
Sélection de matériel électronique.

- Colonne 3 voies - 3 lampes - ø 95 139 F
- Colonne 3 voies - 6 lampes - ø 95 231 F
- Panneau lumineux
36 lampes - 400 x 600 396 F
- Pince pour lampe 30 F
- Dalle Hélio 35 x 35 6,50 F
- Lampe couleur ø 95 - 75/100 W 14 F
- Modulateur 3 voies - 800 W 368 F
- 3 voies - 800 W (micro incorporé) 415 F
- Colonne avec modulateur 3 voies
- compact - 3 lampes - ø 95 358 F

MEMOREX



Ella Fitzgerald et ODIOVOX vous conseillent les cassettes MEMOREX.



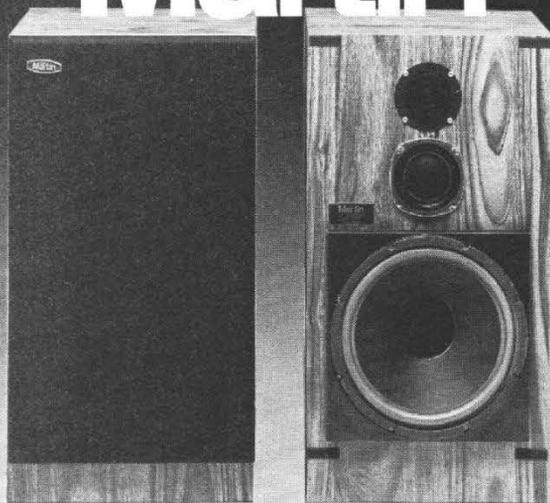
- Cassette MRX2 60' 18 F
- 90' 23 F
- Cassette CHROME 60' 24 F
- 90' 30 F
- Cassette NETTOYANTE 13 F
- Cartouche 90' 33 F
- Bandes QUANTUM
18 x 150 - 1800 92 F
- 18 x 730 - 2400 124 F
- 26 x 1080 - 3600 221 F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Martin



Ces essais ont été réalisés
à partir des enceintes MARTIN:
GAMMA 208: 2 voies • 40 watts •
Bande passante 40 Hz à 18 kHz.
GAMMA 310: 3 voies • 50 watts •
Bande passante 35 Hz à 18 kHz.
GAMMA 315: 3 voies • 60 watts •
Bande passante 26 Hz à 20 kHz.

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
1 ampli NIKKO TRM 230
• 2 x 16 watts
1 platine TECHNICS SL 20
• entraînement par courroie • manuelle. } 2360F

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine AKAI AP 001
• entraînement par courroie • manuelle. } 3200F

2 enceintes MARTIN GAMMA 208
1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
• PO-GO-FM • 2 x 22 watts
1 platine THORENS
TD 166 MK II/M 75 - 6 S
• entraînement par courroie
• semi-automatique. } 3460F

2 enceintes MARTIN GAMMA 310
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
• AM-FM • 2 x 38 watts
1 platine PIONEER PL 112 D
• entraînement par courroie • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15 } 3980F

2 enceintes MARTIN GAMMA 310
1 ampli FRANK PRAM 235 • 2 x 25 watts
1 platine TECHNICS SL 2000
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 4530F

2 enceintes MARTIN GAMMA 310
1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
1 platine SONY PS 4300
• entraînement direct • automatique
1 cellule SHURE V 15 III / E } 4890F

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
1 ampli NIKKO TRM 750
• 2 x 50 watts
1 platine TECHNICS SL 23
• entraînement par courroie
• semi-automatique. } 5200F

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600
• AM-FM
• 2 x 60 watts
1 platine Lenco L 830
• entraînement direct
• manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 6450F

2 enceintes MARTIN GAMMA 315
1 ampli FRANK PRAM 260
• 2 x 60 watts
1 platine THORENS
TD 145 MK II/M 75 - 6 S
• entraînement par courroie
• manuelle. } 6940F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

JENSEN



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes JENSEN
 LS 2 : 2 voies, 35 watts.
 Bande passante 35-20.000 Hz
 LS 3 : 2 voies, 45 watts
 Bande passante 32-20.000 Hz
 LS 4 : 3 voies, 60 watts.
 Bande passante 27-22.000 Hz

2 enceintes JENSEN LS 2 1 ampli-tuner TELETON T 3000 L ● PO-GO-FM ● 2 x 11 watts (8 ohms) 1 platine TECHNICS SL 20 ● entraînement par courroie ● manuelle	}	2330F
--	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 4 1 ampli NIKKO TRM 750 ● 2 x 50 watts 1 platine AKAI AP 006 ● entraînement direct ● manuelle 1 cellule SHURE V 15 III/E	}	5460F
--	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 2 1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L ● PO-GO-FM ● 2 x 22 watts 1 platine PIONEER PL 112 D ● entraînement par courroie ● manuelle 1 cellule ORTOFON F 15	}	3550F
---	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 4 1 ampli FRANK PRAM 260 ● 2 x 60 watts 1 platine THORENS TD 166 MK II/M 75 - 6 S ● entraînement par courroie ● semi-automatique	}	6290F
---	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 2 1 ampli-tuner NIKKO STA 5055 ● AM-FM ● 2 x 28 watts (8 ohms) 1 platine AKAI AP 006 ● entraînement direct ● manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	}	3740F
--	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 4 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600 ● AM-FM ● 2 x 60 watts 1 platine TECHNICS SL 1600 ● entraînement direct ● automatique 1 cellule SHURE V 15 III/E	}	7340F
---	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 3 1 ampli SCOTT A 436 ● 2 x 42 watts 1 platine TECHNICS SL 23 ● entraînement par courroie ● semi-automatique	}	3950F
--	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 3 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360 ● AM-FM ● 2 x 38 watts 1 platine Lenco L 830 ● entraînement direct ● manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	}	4300F
---	---	-------

2 enceintes JENSEN LS 3 1 tuner-amplificateur avec platine cassette Dolby incorporée TELETON SX 500 ● 2 x 33 watts ● PO-GO-OC-FM 1 platine TECHNICS SL 1900 ● entraînement direct ● automatique 1 cellule SHURE M 91 ED	}	4980F
---	---	-------

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.
 Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.
 * dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

SIARE



Ces essais ont été réalisés
à partir des enceintes SIARE
DL 200: 3 voies • 50 watts •
Bande passante 45 à 22.000 Hz
SL 200: 2 voies • 30 watts •
Bande passante 50 à 20.000 Hz
AXORD PR 5: Système
"Pression-reflex" • 40 watts
• Bande passante 55 à 22.000 Hz.

2 enceintes SIARE SL 200
1 ampli NIKKO TRM 230
• 2 x 16 watts
1 platine AKAI AP 001
• entraînement par courroie • manuelle. } 2580F

2 enceintes SIARE SL 200
1 ampli-tuner KENWOOD KR 3600 L
• PO-GO-FM • 2 x 22 watts
1 platine TECHNICS SL 20
• entraînement par courroie • manuelle. } 3200F

2 enceintes SIARE SL 200
1 ampli-tuner SANSUI 331 L
• PO-GO-FM • 2 x 15 watts
1 platine PIONEER PL 112 D
• entraînement par courroie • manuelle
1 cellule ORTOFON F 15 } 3600F

2 enceintes AXORD PR 5
1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L
• PO-GO-FM • 2 x 25 watts
1 platine TECHNICS SL 2000
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 3930F

2 enceintes AXORD PR 5
1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts
1 platine THORENS TD 145 MK II / M 75-6 S
• entraînement par courroie • manuelle. } 4200F

2 enceintes AXORD PR 5
1 ampli-tuner KENWOOD KR 4600
• AM-FM • 2 x 30 watts
1 platine cassette frontale HITACHI D 220
• Dolby-Cr02
1 platine AKAI AP 006
• entraînement direct • manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 4780F

2 enceintes SIARE DL 200
1 ampli NIKKO TRM 750
• 2 x 50 watts
1 platine SONY PS 4300
• entraînement direct
• automatique
1 cellule SHURE V 15 III / E } 4850F

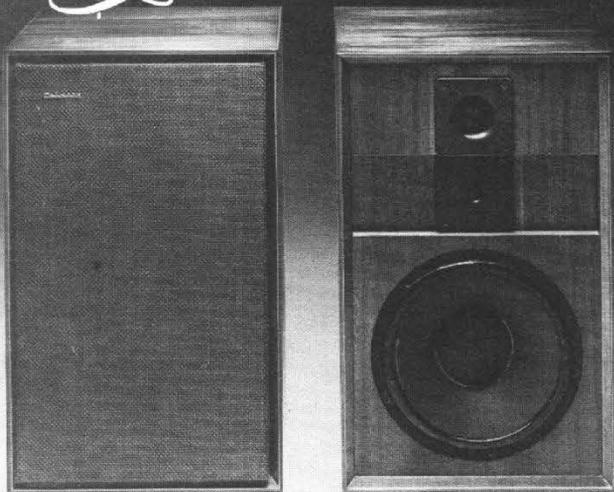
2 enceintes SIARE DL 200
1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360
• AM-FM
• 2 x 38 watts
1 platine TECHNICS SL 1600
• entraînement direct
• automatique
1 cellule SHURE M 91 ED } 5200F

2 enceintes SIARE DL 200
1 ampli FRANK PRAM 260
• 2 x 60 watts
1 platine PIONEER PL 510 D
• entraînement direct
• manuelle
1 cellule SHURE M 91 ED } 6600F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.
Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.
* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

Cabasse



Ces essais ont été réalisés à partir des enceintes CABASSE
 DINGHY II : 2 voies • 40 watts •
 Bande passante : 50 à 22.000 Hz
 SAMPAN LEGER 310 : 3 voies • 70 watts •
 Bande passante : 40 à 22.000 Hz
 SAMPAN LOURD 311 : 3 voies • 70 watts •
 Bande passante : 40 à 22.000 Hz.

2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli KENWOOD KA 3300 • 2 x 30 watts 1 platine TECHNICS SL 20 • entraînement par courroie • manuelle.	3680F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts 1 platine TECHNICS SL 1700 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE V 15 III/E	7980F
2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli-tuner HITACHI SR 503 L • PO-GO-FM • 2 x 25 watts 1 platine PIONEER PL 112 D • entraînement par courroie • manuelle 1 cellule ORTOFON F 15	4300F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli TECHNICS SU 8600 • 2 x 73 watts 1 platine Lenco L 830 • entraînement direct • manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	8200F
2 enceintes CABASSE DINGHY II 1 ampli SCOTT A 436 • 2 x 42 watts 1 platine TECHNICS SL 1700 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE M 91 ED	4700F	2 enceintes CABASSE SAMPAN LOURD 311 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600 • AM-FM • 2 x 60 watts 1 platine SONY PS 4300 • entraînement direct • automatique 1 cellule SHURE V 15 III/E	9730F
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli NIKKO TRM 750 • 2 x 50 watts 1 platine AKAI AP 003 • entraînement par courroie • semi-automatique.	5360F		
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli-tuner TECHNICS SA 5360 • AM-FM • 2 x 38 watts 1 platine PIONEER PL 510 D • entraînement direct • manuelle 1 cellule ORTOFON F 15	6200F		
2 enceintes CABASSE SAMPAN LÉGER 310 1 ampli-tuner KENWOOD KR 6600 • AM-FM • 2 x 60 watts 1 platine SCOTT PS 76 • entraînement direct • manuelle 1 cellule SHURE M 91 ED	7250F		

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

NIKKO



Ampli et Ampli-tuner NIKKO. TRM 230 : Ampli 2 x 16 watts. Distorsion harmonique totale 1 %. Courbe de réponse en fréquence 20-30.000 Hz
 TRM 750 : Ampli 2 x 50 watts (8 ohms). Rapport signal/bruit IHF : 72 dB, distorsion harmonique moins de 0,15 %
 STA 5055 : Ampli-tuner AM-FM. 2 x 28 watts (8 ohms). Rapport signal/bruit 65 dB. Distorsion harmonique moins de 0,5 %.
 Bande passante 20-20.000 Hz. Sensibilité tuner FM IHF : 2.0 µV.

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine AKAI AP 001
 ● entraînement par courroie ● manuelle
 2 enceintes WHARFEDALE DENTON 2 X P
 ● 2 voies ● 25 watts

1700F

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine TECHNICS SL 2000
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes SIARE CX 22
 ● 2 voies ● 20 watts

1900F

1 ampli NIKKO TRM 230
 1 platine PIONEER PL 112 D
 ● entraînement par courroie ● manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15
 2 enceintes MARTIN GAMMA 208
 ● 2 voies ● 40 watts

2200F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine DUAL CS 1226
 ● entraînement par galet ● automatique
 2 enceintes MARTIN GAMMA 310
 ● 3 voies ● 50 watts

3980F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine AKAI AP 006
 ● entraînement direct ● manuelle
 1 cellule SHURE V 15 III/E
 2 enceintes AXORD PR 5
 ● système "Pression-reflex". 40 watts.

4260F

1 ampli-tuner NIKKO STA 5055
 1 platine TECHNICS SL 1600
 ● entraînement direct ● automatique
 1 cellule SHURE V 15 III/E
 2 enceintes 3 A APOGÉE ● 2 voies ● 50 watts

4400 F

1 ampli NIKKO TRM 750
 1 platine TECHNICS SL 23
 ● entraînement par courroie
 ● semi-automatique
 2 enceintes SIARE DL 200
 ● 3 voies ● 50 watts

3860F

1 ampli NIKKO TRM 750
 1 platine PIONEER PL 510 D
 ● entraînement direct
 ● manuelle
 1 cellule ORTOFON F 15
 2 enceintes JENSEN LS 4
 ● 3 voies ● 60 watts

5340F

1 ampli NIKKO TRM 750
 1 platine SCOTT PS 76
 ● entraînement direct
 ● manuelle
 1 cellule SHURE M 91 ED
 2 enceintes MAGNAT MIG 04
 ● 2 voies ● 90 watts

5540F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

GRUNDIG



Pierre Covier a sélectionné chez GRUNDIG pour leur bon rapport qualité/prix le STUDIO RPC 300, le STUDIO 3010 et l'ampli-tuner R 30.

Ampli-tuner R 30

- Ampli 2 x 30 watts efficaces à 0,1 % de distorsion à la puissance nominale. Rapport signal/bruit $\geq 67/63$ dB.
- Commutations des différentes fonctions par touches à impulsions.
- Tuner PO-FM, 7 stations pré-réglables en FM par touches à impulsions. Sensibilité d'entrée FM/240 Ω : 1,4 μ V. Vendu avec:
 - 1 platine TECHNICS SL 1900 entraînement direct • Automatique
 - 1 cellule SHURE M 75 6/S
 - 2 enceintes MARTIN GAMMA 310

4780F

Combiné ampli-tuner stéréo STUDIO RPC 300 avec:

- ampli 2 x 30 watts efficaces
 - tuner PO-GO-OC-FM (7 présélections FM avec touches à impulsions)
 - platine cassette stéréo avec-arrêt automatique en fin de bande
 - platine tourne-disque automatique DUAL 1226, cellule SHURE M 76
- Vendu avec 2 enceintes SIARE SL 200
- 2 voies • 30 watts.

4780F

Combiné ampli-tuner STUDIO 3010 avec:

- ampli 2 x 15 watts
 - tuner PO-GO-OC-FM avec 5 stations pré-réglées en FM
 - platine tourne-disque automatique DUAL 1225
 - magnétophone à cassette
- Vendu avec 2 enceintes WHARFEDALE LINTON 3 X P
- 3 voies • 30 watts.

3240F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

Bon de commande express par correspondance à envoyer à: ODIOVOX BP 45 - 94260 FRESNES

Nom - Prénom: _____

Adresse de livraison de la chaîne: _____

Références de la chaîne: _____

Je paie comptant à crédit

Signature: _____

Je joins à ma commande mon versement légal, soit 20%.

Je vous joins dans la même enveloppe Mandat-lettre CCP Chèque bancaire.

Envoi S.N.C.F. participation aux frais selon tarif S.N.C.F.

date

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.


Teleton
**MC 300 MUSIC CENTER**

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec :

- Ampli 2 x 33 watts music. (8 ohms)
- Tuner PO-GO-OC-FM

(5 stations préréglables). Dolby FM

- Platine magnéto cassette avec Dolby
- Platine tourne-disque semi-automatique, entraînement par courroie

Vendue avec 2 enceintes

MARTIN GAMMA 208 2 voies. 40 watts

4700F

Pierre Covier a sélectionné
en chaîne compacte TELETON
2 produits très originaux
dans leur concept.

SX 500 - Tuner-Amplificateur avec platine
cassette à chargement frontal

Chaîne compacte Hi-Fi Stéréo avec :

- Ampli 2 x 33 watts music. (8 ohms)
- Tuner PO-GO-OC-FM. Dolby FM
- Platine magnéto cassette Dolby, chargement frontal. Triple sélecteur de bandes (normales, CrO₂, FeCr).

Courbe de réponse :

bande normale 40-12.500 Hz

bande CrO₂ 20-16.000 Hz

Taux de pleurage : < 0,1 %

Vendue avec 2 enceintes SIARE SL 200

2 voies. 30 watts

3800F

ATTENTION En plus des prix
sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose
le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX
peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous
propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne
vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

EXIGEANTS DE LA HI-FI

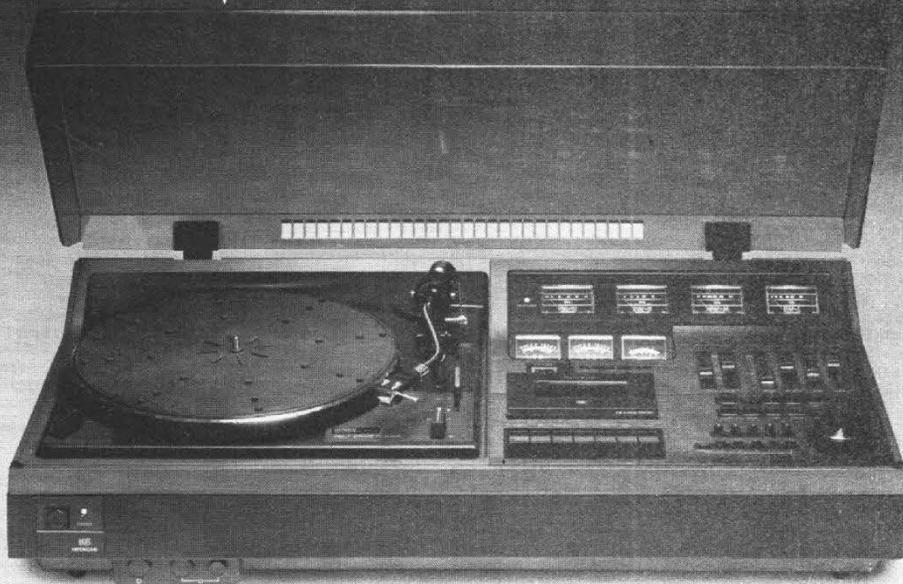
Si vous habitez la province, ou si vos occupations ne vous laissent pas suffisamment de temps pour venir nous voir dans l'un de nos 7 CENTRES ODIOVOX, vous pouvez tout de même profiter ou faire profiter vos amis, des prix ODIOVOX et du BUY BACK.

Ce dossier n'est qu'une sélection, mais nous pouvons vous procurer en Hi-Fi tous les produits, dans toutes les marques.

ODIOVOX peut vous faire bénéficier du BUY BACK et des prix ODIOVOX sur n'importe quel matériel ou marque Hi-Fi de votre choix.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

 **HITACHI**



Parmi les chaînes compactes, HITACHI a été sélectionné par Pierre Covier. Il s'agit des SDT 7625, SDT 7675, SDT 7660. Toutes trois sont d'un très bon rapport qualité/prix.

Chaîne compacte SDT 7625

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 16 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM.

5 présélections FM avec tiroir de réglages
● Platine tourne-disque semi-automatique
● Platine magnétophone à cassettes normales et CrO2

Vendu avec ses 2 enceintes. 2 voies. Type Reflex

} 3 390F

Chaîne compacte SDT 7675

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 26 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM. 5 présélections FM
- Platine tourne-disque semi-automatique
- Platine magnéto cassette Dolby

Vendu avec 2 enceintes TECHNICS SB 90
2 voies Bass Reflex. 36 watts.

} 4 690F

Chaîne compacte SDT 7660

Combiné ampli-tuner stéréo avec :

- Ampli 2 x 25 watts RMS
- Tuner PO-GO-OC-FM. 5 présélections FM

avec tiroir de réglages
● Platine tourne-disque semi-automatique
● Platine magnéto à cassettes normales et CrO2 à chargement frontal

Vendu avec 2 enceintes
WHARFEDALE LINTON 3 X P
3 voies. 30 watts.

} 3 960F

ATTENTION En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose : votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

- La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.
 - Toutes nos chaînes bénéficient du service après-vente et de la garantie ODIOVOX, pièces et main-d'œuvre.
 - Toutes nos chaînes sont fournies avec des cordons de raccordement.
 - Toutes nos platines sont fournies complètes avec couvercle et cellule.
 - Possibilité de crédit immédiat dans les 7 centres HI-FI ODIOVOX.
- Les prix indiqués dans ce dossier ont été établis au 15 octobre et sont susceptibles de modifications en fonction de l'évolution des taxes, tarifs ou décrets.
Les articles sont disponibles dans la limite de nos stocks.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.


PIONEER

DOSSIER HI-FI
SLIMLINE M 6000

Ensemble intégré comprenant:

- 1 ampli-tuner à 3 gammes d'ondes (FM-PO-GO)
 - sensibilité FM: 10,8 dBf ● 2 x 12 W (8 Ω)
 - à 1 kHz avec une D.H.T. inférieure à 1%
- 1 platine à courroie avec moteur synchrone
 - 4 pôles (pleurage et scintillement inférieur à 0,8% WRMS) ● bras en S équilibré statiquement, lève-bras hydraulique et retour automatique en fin de disque
- 2 enceintes CS 270, 30 W, 2 voies. 1 meuble.

} 3670F

Parmi les nombreuses chaînes proposées par Pioneer, Pierre COVIER a sélectionné un compact et une chaîne à éléments séparés dont les caractéristiques sont très performantes.

DISCO 50

Chaîne en éléments séparés se composant de

- 1 ampli SSF 40 "Pro"
 - 2 x 20 W (DIN)
 - distorsion harmonique totale de 0,5% à 100% de sa puissance
 - bande passante: 15 Hz - 30 kHz
- 1 magnétocassette frontal SCT 40 "Pro"
 - courbe de réponse-bande normale 30 Hz - 14 kHz (40 Hz - 12 kHz ± 3 dB)
 - bande bioxyde de chrome 30 Hz - 14 kHz (40 Hz - 15 kHz ± 3 dB)
- 1 platine tourne-disque SPL 40 "Pro"
 - automatique ● moteur synchrone 4 pôles
 - entraînement par courroie
- 2 enceintes M 30, 30 W, 3 voies. 1 meuble DISCO

} 5800F

ATTENTION

En plus des prix sur les meilleures marques, ODIOVOX vous propose le Buy-Back.

Le Buy-Back, un service très simple qu'ODIOVOX peut vous offrir, parce qu'il est sûr de ce qu'il vous propose: votre appareil vous plaît, vous le gardez. Il ne vous plaît pas, vous le ramenez, vous serez remboursé*.

* dans les 15 jours suivant la livraison, moins 100 F de frais généraux.

La composition des chaînes peut être modifiée à votre gré.

SIARE delta 200

Prestige des composants

Les ingénieurs de SIARE ont créé et mis au point pour l'enceinte DELTA 200 des haut-parleurs en fonderie d'aluminium d'un type tout à fait nouveau.

Le boomer 26 SPCS est équipé d'un ensemble mobile présentant des facultés remarquables de tenue en puissance, capable d'une très grande rigidité pour un meilleur travail en piston et doté en même temps d'une grande légèreté. Son action combinée avec celle du système « BASS REFLEX à DOUBLE CHAMBRE » permet d'obtenir un très haut niveau de qualité dans les fréquences graves.

Le médium 13 RSP, outre son aimant de taille impressionnante, possède un diaphragme traité sur les deux faces. Ce procédé, de même que la géométrie particulière de sa corbeille, contribuent notamment aux grandes qualités de clarté et de définition de celui-ci.

Le tweeter à dôme, supporte le nouvel adaptateur dont l'apport permet de relever de 3 dB dans les fréquences élevées la totalité du registre audible.

L'équilibre entre les niveaux des trois haut-parleurs autorise l'utilisation d'un filtre à impédance constante, gage de déphasage électrique minimal. Le F 600 qui en outre reprend les techniques adoptées sur le prototype DELTA M4 (selfs à ruban d'aluminium) permet l'acceptation de très fortes puissances sans distorsion.

Enceinte DELTA 200 :

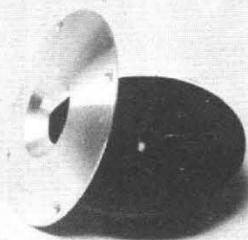
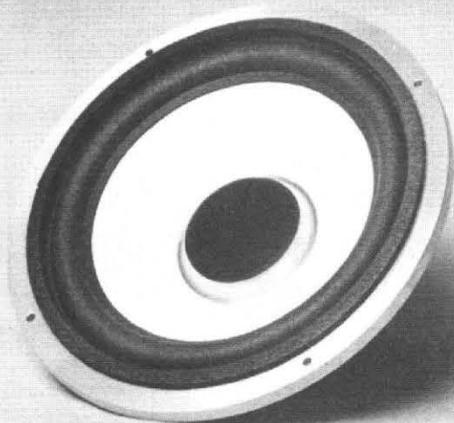
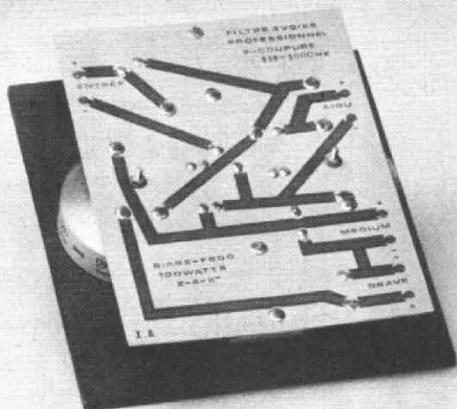
Puissance nominale : 80 W

Puissance minimale de l'amplificateur : 20 W

Prix public indicatif : 3.060 F TTC

SIARE, une gamme de haut-parleurs de qualité

LE SÉRIEUX DES HAUT-PARLEURS SIARE
LE SÉRIEUX DE L'ENCEINTE DELTA 200.

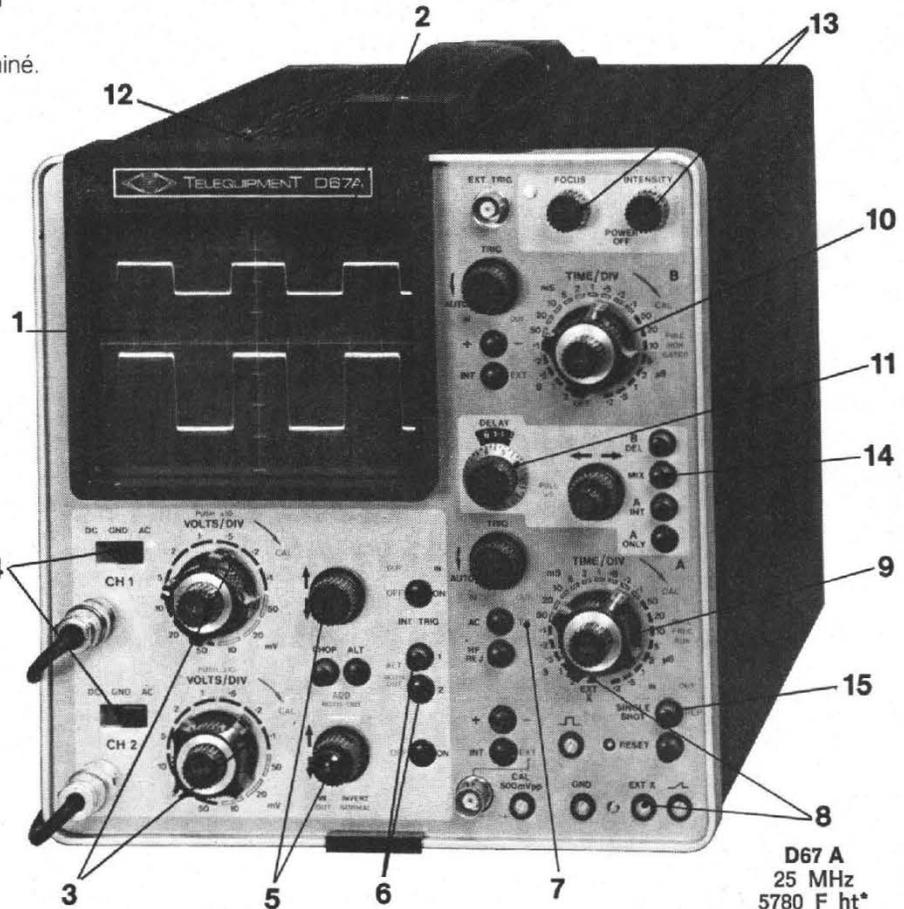


SIARE

BP 93 - 93120 La Varenne Saint-Hilaire

Telequipment: 22 oscilloscopes économiques garantis par Tektronix

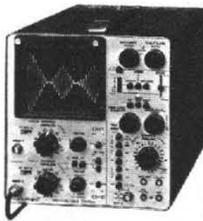
- 1 Grand écran : 8 x 10 cm à réticule illuminé.
- 2 Bande passante de 0 (DC) à 25 MHz
- 3 Sensibilité : de 1 mV à 15 MHz, 10 mV à 50 V à 25 MHz.
- 4 Sélection du mode d'entrée alterné ou continu.
- 5 Position sur toute la valeur de l'écran des deux signaux. Possibilité de recouvrement pour comparaison.
- 6 Choix du déclenchement aisé : voie 1 - voie 2 ou alterné.
- 7 Déclenchement TV aisé.
- 8 Possibilité de visualisation X-Y.
- 9 Base de temps principale : 40 ns/div. à 2 s/div.
- 10 Deuxième base de temps permettant de faire loupe électronique sur une partie du signal.
- 11 Réglage fin de la loupe électronique.
- 12 Ligne à retard permettant de visualiser aisément les fronts de montée de tous les signaux.
- 13 Réglage aisé pour avoir une trace fine et brillante.
- 14 Balayage mixé des bases de temps.
- 15 Possibilité de balayage unique.



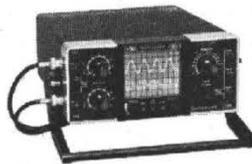
D67 A
25 MHz
5780 F ht*



D61 A
2398 F ht*



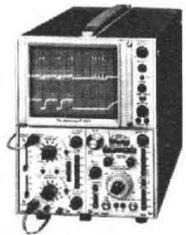
DM 64
7760 F ht*



D 32
4385 F ht*



D 65
4128 F ht*



D 83
8948 F ht*

* Prix en vigueur au 1-07-77

TEKTRONIX

BP 13 91440 Les Ulis. Tél. 907.78.27.
Centres Régionaux, Lyon. Tél. (78) 76.40.03.
Rennes. Tél. (99) 51.21.16.
Toulouse. Tél. (61) 40.24.50.
Aix-en-Provence. Tél. (91) 27.24.87.
Nancy. Tél. (28) 96.24.98.

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes BP 13, 91440 Les Ulis

M. _____ Société _____

Fonction _____

Adresse _____

Tél. _____

désire recevoir sans engagement de ma part,

une documentation sur la gamme d'oscilloscopes Telequipment

la visite d'un ingénieur commercial

LHP

TELEQUIPMENT

GROUPE TEKTRONIX



TERAL 30&53

RUE TRAVERSIÈRE-PARIS 12^e-TÉL. 307.87.74 +

HIFI-CLUB TERAL

UNE ÉQUIPE DE SPÉCIALISTES TOUJOURS A VOTRE SERVICE

TERAL RESTE TOUJOURS UN SPÉCIALISTE CONVENTIONNEL HI-FI... TOUS LES APPAREILS VENDUS CHEZ TERAL SONT RIGOREUSEMENT NEUFS ET N'ONT JAMAIS ÉTÉ A L'ESSAI CHEZ UN AUTRE CLIENT.

SELECTION Technics au HIFI-CLUB TERAL

Technics RACK 9060



- Ampli de puissance **TECHNICS SE 9060** - 2 x 70 W.
- Pré-ampli **TECHNICS SU 9070**.
- Indicateur Niveau de crête/Niveau moyen **TECHNICS SH 9020**.
- Correcteur Egaliseur Universel Stéréo **TECHNICS SH 9010**.
- Tuner **TECHNICS ST 9030**.
- Platine **TECHNICS SL 1900**.
- Cellule **SHURE 91 ED**.
- 2 enceintes **3A ADAGIO**.

L'ENSEMBLE : **15.750 F**

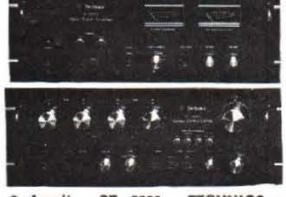
Technics RACK 9600



- Ampli **TECHNICS SU 9600** 2 x 110 W.
- Pré-ampli **TECHNICS SE 9600**.
- Tuner **TECHNICS ST 9600**.
- Platine **TECHNICS SL 1100**
- Cellule **SHURE 91 ED**.
- 2 enceintes **JBL - L 100**.

L'ENSEMBLE : **18.700 F**

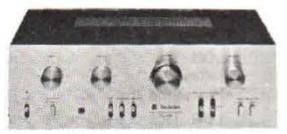
Technics SU/SE 9200



- Ampli **SE 9200 TECHNICS** - 2 x 80 W.
- Pré-ampli **SU 9200 TECHNICS**.
- Platine **TECHNICS SL 1700**.
- 2 enceintes **3A ADAGIO INFINI**.

L'ENSEMBLE : **7.900 F**

Technics SU 7100



- Ampli **TECHNICS SU 7100** - 2 x 40 W.
- Platine **AKAI AP 001**.
- 2 enceintes **3A ALPHASE**.

L'ENSEMBLE : **2.530 F**

Technics SU 7300



- Ampli **TECHNICS SU 7300** - 2 x 50 W.
- Platine **THORENS TD 166 MK II**.
- 2 enceintes **3A APOGES**.

L'ENSEMBLE : **3.400 F**

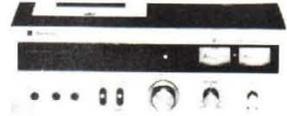
Technics SA 5460



- Ampli-tuner **TECHNICS 5460** - 2 x 68 W - AM-FM.
- Platine **TECHNICS SL 2000**.
- Platine **K7 TECHNICS RS 630**.
- 2 enceintes **3A ALLEGRETTO**.

L'ENSEMBLE : **5.950 F**

Technics SU 7600



- Ampli **TECHNICS SU 7600** 2 x 41 W
- Platine **TECHNICS SL 20**
- 2 enceintes **CX 32 SIARE**

L'ENSEMBLE : **3.000 F**

Technics SA 5160 L - GO



- Ampli-tuner **TECHNICS 5160 L AM-FM-GO** 2 x 25 W
- Platine **TECHNICS SL 20**
- 2 enceintes **3A ALPHASE** ou **PHONIA BR 250**

L'ENSEMBLE : **3.000 F**

Technics 5360 AVEC MAGNETO



- Ampli-tuner **TECHNICS 5360 AM-FM** 2 x 40 W
- Platine cassette **TECHNICS RS 630**
- Platine **AKAI AP 001**
- 2 enceintes **3A ALPHASE** ou **PHONIA BR 250**

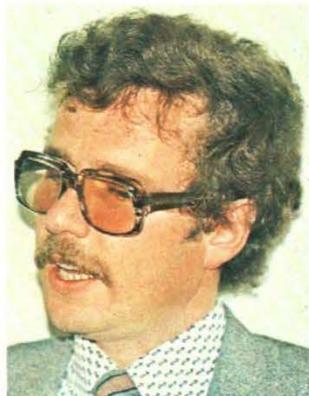
L'ENSEMBLE : **4.600 F**

Technics SU 8600



- Ampli **TECHNICS SU 8600** 2 x 75 W
- Platine **TECHNICS SL 2000** ou **THORENS TD 166 MK II**
- 2 enceintes **3A ALLEGRETTO**.

L'ENSEMBLE : **4.900 F**



à l'avant-garde de la recherche acoustique en Allemagne, Reiner Haas, créateur de Magnat aborde la construction des enceintes acoustiques avec l'exigence de l'audiophile et la rigueur de l'ingénieur acousticien

la série LOG, la série MIG et la série BULL bénéficient toutes des originalités techniques mises au point par les laboratoires de recherche Magnat

SERIE LOG

Qualité "contrôle studio".

LOG 2100 : Systèmes 3 voies Bass reflex.

✱ Puissance 95/120 W.

LOG 900 : Système 3 voies Bass reflex.

✱ Puissance 75/100 W.

LOG 1100 : Système 2 voies Bass reflex.

✱ Puissance 95/120 W.

Ces trois modèles disposent d'un VU mètre indiquant la meilleure dynamique (position 0 dB).



Particularités technologiques du développement MAGNAT

Toutes les enceintes MAGNAT ont le principe LRC (enceinte basse résonance). Les parois sont constituées de 11 couches de densité différente montées en structure sandwich, absorbant l'onde arrière et réduisant à zéro les résonances et ondes parasites, cause habituelle de distorsions. Grâce à ce principe, les enceintes de la gamme MAGNAT possèdent une dynamique exceptionnelle et la possibilité de reproduire des niveaux sonores élevés avec un minimum de distorsion malgré les dimensions d'une enceinte BOOKSHELF.



Le panneau avant floqué réduit les réflexions parasites

L'extension du registre dans l'extrême grave est obtenue grâce au système Vent -O- Metric à évent accordé d'un type particulier qui charge d'une manière idéale un haut-parleur grave exceptionnel. Ce haut-parleur grave à aimant puissant et saladier en alliage léger reproduit le registre grave avec une exceptionnelle fermeté.

Le haut-parleur médium du type conique a été choisi en fonction de ses caractéristiques de réponses aux transitoires

Le tweeter est associé à une lentille acoustique pour une dispersion optimale des fréquences élevées. Le filtre de répartition des fréquences a été conçu spécialement en fonction des caractéristiques propres de chacun des transducteurs pour assurer une transition imperceptible entre eux. Deux réglages en façade permettent d'ajuster les niveaux médiums et aigus en fonction de l'acoustique de la salle d'écoute.

Un VU mètre lui aussi en façade indique les écarts dynamiques admissibles par le système de haut-parleur.



SERIE MIG

MIG 08 : 3 voies (deux haut-parleurs graves). Enceintes closes.

✱ Puissance 120/200 W.

MIG 05 : 3 voies Bass reflex.

✱ Puissance 95/120 W.

MIG 04 : 2 voies Bass reflex.

✱ Puissance 90/140 W.

✱ Puissance admissible (watt sinus/puissance maxi).



SERIE BULL

BULL 300 : 3 voies. 100/180 W

BULL 200 : 3 voies 50/90 W

BULL 100 : 2 voies 45/50 W



peut-être connaissez déjà le BULL **Magnat** symbole de Haute Fidélité Hamy Sound distributeur de Magnat en France vous enverra, si vous le désirez la documentation complète contre 3 timbres



28, rue Edith-Cavell
92400 Courbevoie
Tél. : 333.48.24

mon nom :

mon adresse :