

6,50f

520 PAGES

1^{re} ANNEE - N° 1503 DU 8 MAI 1975

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON

TÉLÉVISION

RADIO

ÉLECTRONIQUE

phonia

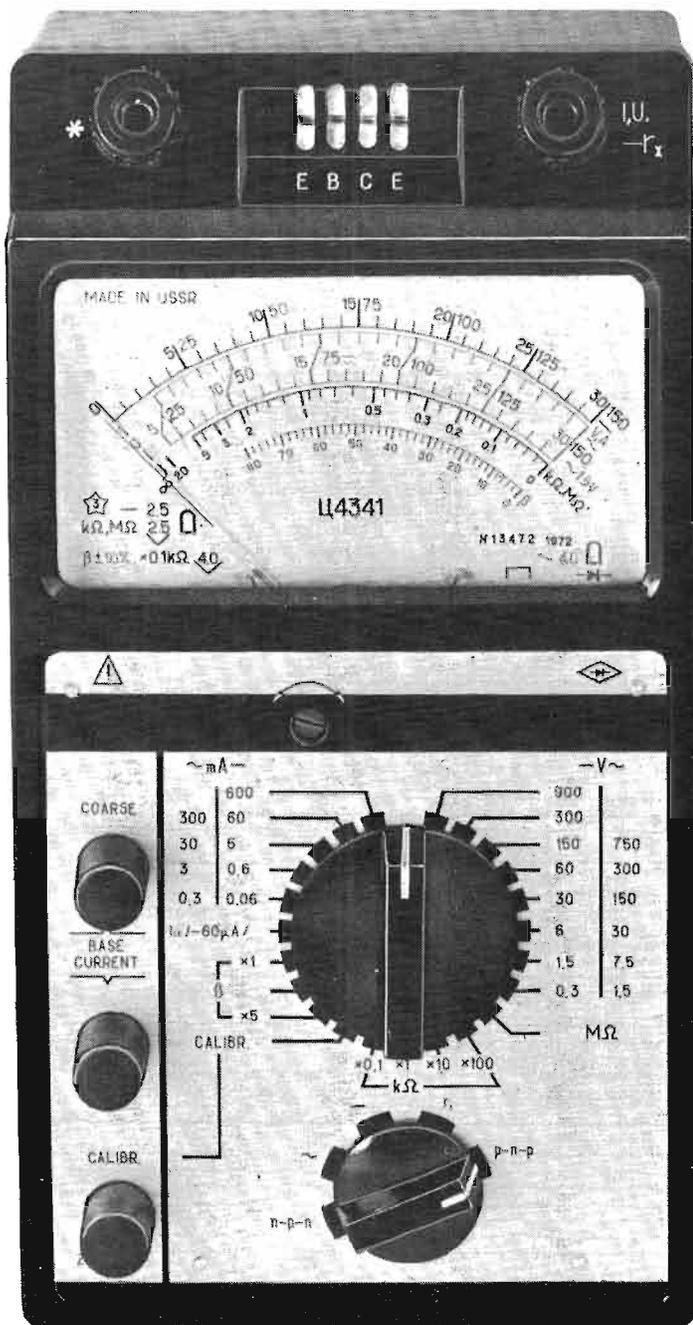
- magnétophone REVOX A77 MKIV
- hacheur de fréquence
- l'amplificateur LUXMAN SQ 700X
- dispatching à « touch-control »
- fondu enchaîné électronique

sommaire détaillé page 138

PHOTO CHIORINO

SUISSE
ITALIE
ALGERIE
TUNISIE

1975
1975
1975
1975



le « 4341 » **CONTROLEUR MULTIMESURES**
à transistormètre incorporé

Résistance Interne 16.700 Ω /volt.
V. continu : 0,3 V à 900 V en 7 cal.
V. altern. : 1,5 V à 750 V en 6 cal.
A. continu : 0,06 mA à 600 mA, 5 cal.
A. altern. : 0,3 mA à 300 mA, 4 cal.
Ohms : 0,5 Ω à 20 M Ω en 5 cal.

Transistormètre : mesures ICR, IER, ICI, courants, collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de -10 à +50 degrés C. Livré en coffret métall. étanche, av. notice d'utilisation. Dimensions : 213 X 114 X 80 mm.

GARANTI 1 AN

PRIX : 189 F Port 12 F

« Rien d'équivalent sur le marché »

CONTROLEUR 4323

à générateur H.F. incorporé
20 000 ohms par volt continu
20 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz
Précision : $\pm 5\%$ c. continu et alternatif.

Prix **129 F** + port et emb. 8,00



Volts c. continu 0,5, 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Volts c. alternatif 2,5, 10, 50, 250, 500, 1 000 V
Ampère c. continu 50, 500 μ A, 5, 50, 500 mA
Ampère c. alternatif 50 μ A
Ohms c. continu 1, 10, 100 K Ω , 1 M Ω

Générateur : 1 kHz $\pm 20\%$ en onde entretenue pure, et 465 kHz $\pm 10\%$ en onde modulée 20 à 90 %. Contrôleur, dim. 140 X 85 X 40 mm, en étui plastic choc, avec pointes de touche et pinces croco.

CONTROLEUR 4324

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 20 000 Hz

Précision : $\pm 2,5\%$ c. continu, $\pm 4\%$ c. alter.
Volts c. : 0,5, 1,2, 3, 12, 30, 60, 120, 600, 3 000 V
Volts alt. : 3, 6, 15, 60, 150, 300, 600, 900 V
Amp. cont. : 60, 600 μ A, 6, 60, 600 mA, 3 A
Amp. alt. : 300 μ A, 3, 30, 300 mA, 3 A
Ohms c. c. : 5, 50, 500 K Ω (5 M Ω + pile add.)
0 à 500 ohms en échelle inversée

Décibels : -10 à +12 dB

Contrôleur, dim. 145 X 95 X 60 mm, en boîte carton, avec pointes de touches et pinces croco.

Prix **149 F** + port et emballage : 8,00



CONTROLEUR 4315

20 000 ohms par volt continu
2 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

Précision : $\pm 2,5\%$ c. continu, $\pm 4\%$ c. alter.
Volts cont. : 75 mV - 1 - 2,5 - 5 - 10 - 25 - 100
250 - 500 - 1 000 V.

Volts alt. : 1 - 2,5 - 5 - 10 - 100 - 500 - 1 000 V.
Amp. cont. : 50 - 100 μ A - 0,5 - 1 - 5 - 25
100 - 500 mA - 2,5 A.

Amp. alt. : 0,5 - 1 - 5 - 25 - 100 - 500 mA - 2,5 A.

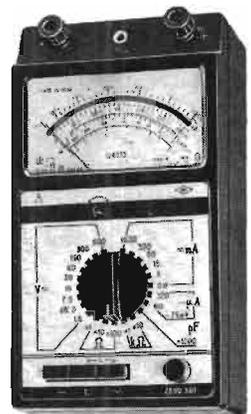
Ohms c.c. : 0,3 - 5 - 50 - 500 K Ω (5 M Ω + pile additionnelle).

Capacités : 500 PF à 0,5 MF.

Décibels : -15 à +2 dB.

Contrôleur, dim. 213 X 114 X 80 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.

Prix **179 F** + port et emballage 12,00



CONTROLEUR 4317

20 000 ohms par volt continu
4 000 ohms par volt alternatif
de 45 à 5 000 Hz

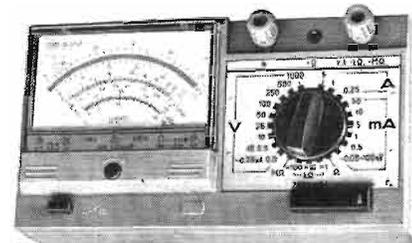
Précision :
 $\pm 1\%$ c. continu
 $\pm 1,5\%$ c. alternatif

Prix **219 F** + port et emb. 12,00

Volts cont. 0,1 - 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Volts alt. 0,5 - 2,5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1 000 V
Amp. cont. 50, 500 μ A, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Amp. alt. 250, 500 μ A, 1, 5, 10, 50, 250 mA, 1-5 A
Ohms c. cont. 200 Ω , 3, 30, 300 K Ω , 3 M Ω

Décibels -5 à +10 dB - Fréquences 45, 1000, 5 000 Hz

Contrôleur, dir. 203 X 110 X 75 mm, cadran 90° à miroir, livré en malette alu étanche, avec cordons, pointes de touche et embouts grip-fil.



Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

14 numéros HAUT-PARLEUR
dont 2 numéros spécialisés.
Haut-Parleur Panorama Hi-Fi
Haut-Parleur Spécial Sono
12 numéros HAUT-PARLEUR :
« ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »
dont 1 numéro spécial radiocommande
11 numéros HAUT-PARLEUR :
« ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »
12 numéros HAUT-PARLEUR :
« QUESTIONS ET RÉPONSES »

FRANCE 125 F

ÉTRANGER 190 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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



Commission Paritaire N° 23 643

B.F. Technique générale

● L'amplificateur Luxman SQ700X	195
● L'appareil à dicter Assmann 3002	206
● Une cassette démagnétisante Ampex	209
● Une platine de magnétophone à bande	217
● A.B.C. La haute fidélité	220
● Formules rationnelles de chaînes Hi-Fi	295
● La table de lecture Yamaha YP800	304
● Le magnétophone Revox A 77 MK IV	317
● Questions d'acoustique	323

B.F. Réalisations

● Un dispatching à « touch-control »	182
● Un amplificateur stéréo modulaire (suite et fin)	192

Radio - T.V. - Technique générale

● La télévision couleurs à circuits intégrés	
● Le système de télédistribution de Sarcelles-Lochères	214
● Le kit tuner-amplificateur LR 7410 RTC	273

Électronique - Technique générale

● Le Salon international des composants électroniques	141
● Le transistor de puissance	145
● Les ordinateurs : ces minis qui imitent les grands	161
● Progrès et transformation des composants	199
● La masse ; potentiel zéro	210
● La lecture optique	212
● Circuits à semi-conducteurs à impédance élevée	291
● Les lasers : le télémètre à laser	302
● Mise au point sur les transistors : paramètres et caractéristiques essentielles des TEC et MOS	306

Électronique - Réalisations

● Initiation aux circuits intégrés logiques : réalisation d'une horloge numérique	255
● Effets spéciaux pour instruments de musique : un hacheur de fréquence	262
● Un chenillard multifonctions	268

Photo ciné

● Réalisation d'un fondu enchaîné électronique	247
● Nouveautés techniques et conseils pratiques	279

Mesure - Service

● Le labo de l'amateur : les mesures globales en audiofréquence	167
● Retour sur le multimètre DMM 1038	177
● Un voltmètre musical : application d'un convertisseur tension-fréquence	187
● Utilisation pratique d'un oscilloscope : mesure de fréquence et de phase	286

Journal des O.M.

● La maintenance des émetteurs SSB	326
● Mémoire programmable RAM 146 pour communication RTTY	340

Divers

● Sélection de chaînes Hi-Fi	327
● Notre courrier technique	330
● Petites annonces	347

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
148 000
EXEMPLAIRES**

INFORMATIONS-NOUVEAUTES

LE 18^e SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

LE 18^e Salon International des Composants Électroniques, inauguré par M. Michel d'Ornano, ministre de l'Industrie et de la Recherche, s'est tenu à Paris du 2 au 8 avril 1975. Il groupait sur 61 000 m² 1147 exposants de 27 pays. La surface nette de stands atteignait 32 322 m². Le nombre des cartes d'entrée permanentes remises aux visiteurs identifiés s'est élevé à 61 053 dont 8 128 (= 13,32 %) aux visiteurs étrangers en provenance de 86 pays.

Le 19^e Salon International des Composants Électroniques se tiendra à Paris du 5 au 10 avril 1976.

LE 4^e SALON INTERNATIONAL AUDIOVISUEL ET COMMUNICATION

LE IV^e Salon International Audiovisuel et Communication, inauguré par M. André Rossi, secrétaire d'État auprès du premier Ministre - porte-parole du gouvernement - s'est tenu à Paris du 2 au 8 avril 1975. Il groupait 115 firmes en provenance des pays suivants :

Allemagne fédérale, Autriche, Belgique, France, Grande Bretagne, Japon, Monaco, Norvège, Suisse et U.S.A.

Le nombre des visiteurs professionnels enregistrés, s'est élevé à 16 123 dont 923 étrangers (= 5,7 %) de 51 pays.

Il convient de souligner le succès des présentations-débats du forum « Illustration de l'Audiovisuel ».

Du point de vue promotion technique, les émissions en couleur France-Canada, via le Satellite Symphonie, constituaient une grande première mondiale.

EAF/EUROFRANCE LA HIFI APRÈS L'AUTO-RADIO

EAF, Eurofrance, vous avez tous rencontré leurs hotesses aux carrefours de la capitale. Cette méthode publicitaire a maintenant disparu pour faire place à des procédés plus conventionnels.

Ces deux formes étaient, dans leurs débuts, spécialisées dans la vente des auto-radios et proposaient l'installation des postes en une heure. Pendant le montage, un bar intégré au magasin permettait au client de se détendre. Ces nouvelles techniques de vente devaient permettre à ces deux firmes, créées par deux frères, d'acquiescer une place enviable sur le marché de l'auto-radio.

En mars 1974, Eurofrance, le premier, diversifiait ses ventes en s'intéressant à un marché en pleine expansion, celui de la HiFi. C'est également en 1974 que les deux sociétés ont décidé de mettre en commun leurs efforts afin d'améliorer leur pouvoir d'achat, leurs services et de pouvoir offrir de meilleurs prix au public.

Plusieurs auditoriums ont été créés dans divers centres, 21 en tout, répartis dans 11 points de vente. Une manifestation de presse, organisée dans le centre de la rue de Vaugirard le 17 avril dernier permettait à la presse de se rendre compte des efforts d'aménagement des 5 auditoriums de ce centre. Ces auditoriums ont chacun été spécialisés dans une gamme de chaînes. Si votre budget est modéré, vous trouverez votre chaîne dans le premier auditorium, s'il est moyen, dans le second. Le quatrième est réservé aux chaînes compactes et aux magnétophones. Le dernier propose un intermédiaire entre l'auto-radio et la chaîne HiFi, le radio cassette, ou plus généralement les portatifs.

Quant à l'auto-radio, il est toujours là et vous passerez dans le hall de montage avant d'accéder aux auditoriums...

LE « LANGUAGE MASTER » BELL ET HOWELL

LE « Language Master » est une aide audiovisuelle à l'enseignement en restituant des enregistrements faits par les professeurs sur des cartes spéciales.

Celles-ci portent des mots et des dessins et des plans, un morceau de bande magnétique : quand l'élève introduit une carte dans le « Language Master », non seulement il voit les mots et les dessins mais encore il les entend correctement prononcés, et ceci par la voix familière de son professeur.

Il est aisé de se servir du « Language Master », les enfants apprennent à l'utiliser en s'instruisant les uns après les autres.

Le « Language Master » est patient. La partie la plus importante de l'enseignement consiste dans le renforcement par répétition. Le « Language Master » permet à l'élève de reprendre la leçon aussi souvent que nécessaire.

Le « Language Master » aide le maître en le relevant de l'obligation de répondre continuellement aux mêmes questions et le laisse libre d'utiliser son temps dans des actions plus fructueuses.

« Le « Language Master » reproduit ce qu'il lui est donné à lire par son haut-parleur incorporé ou par un casque. Comme il enregistre les voix de l'élève et du professeur sur deux pistes différentes, il permet à l'élève une comparaison immédiate de sa prestation avec le modèle professeur.

Ceci le rend inappréciable comme aide dans la thérapie du langage.

Le « Language Master » est la base d'un système d'instruction audio-visuelle conçu par des éducateurs pour pourvoir au remplacement de l'attention d'un professeur trop affairé, ne peut souvent porter à chaque élève.

L'étendue au système se développe de jour en jour car des nouvelles cartes ne sont pas seulement publiées par Bell & Howell, mais aussi créées par des professeurs utilisateurs pour mieux approcher leurs besoins individuels.

Spécifications :

Cartes : utilise toutes cartes de vitesse standard « Language Master » jusqu'à 42 cm.

Vitesse de défilement de la carte : 5,7 cm/sec.

Contrôles : enregistrement élève, écoute professeur, écoute élève, puissance d'écoute.

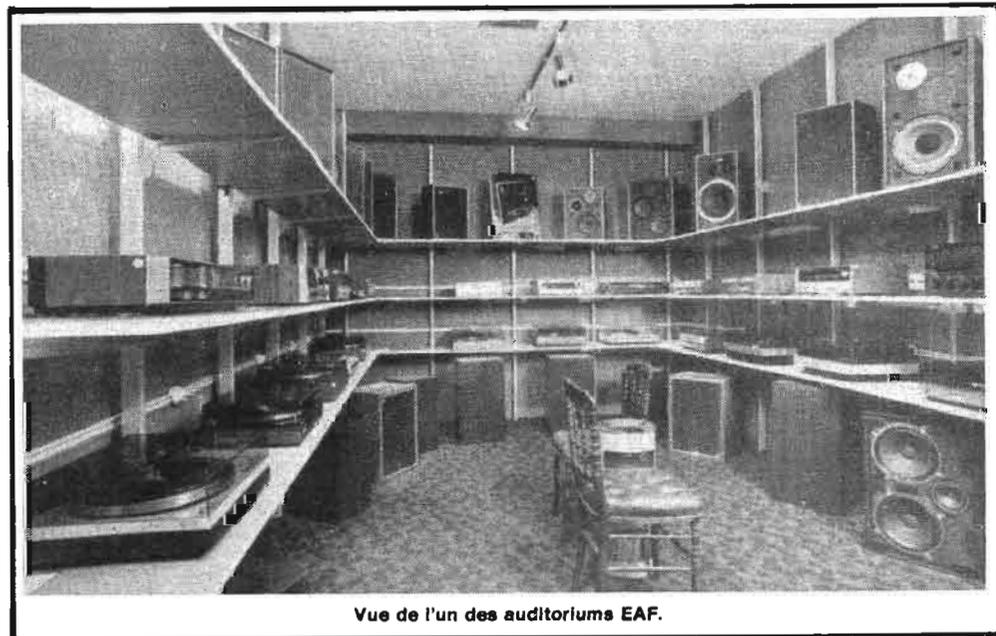
Alimentation : 4 piles standards, 1,5 V Mallory MN 1400 (longue durée) HP 11 ou semblables - Entrée pour alimentation secteur extérieure 5 V 5 continu sous 200 mA.

Casques : disponibles en option avec jack.

Dimensions : 24,3 x 15,4 x 6,7 cm.

Poids : 1,300 kg.

Ce matériel est distribué par SIMPLEX ELECTRONIQUE.



Vue de l'un des auditoriums EAF.

INFORMATIONS-NOUVEAUTES

PLATINE DE MAGNÉTOPHONE À CASSETTES

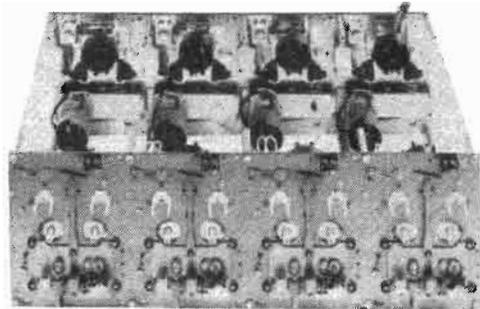
AU dernier Salon des Composants électroniques, les établissements Magnétique France présentaient trois modèles de platine à cassettes.

Modèle 1020

- Vitesse de défilement : $4,75 \pm 1\%$ (sur demande : $9,5$ ou $19 \text{ cm} \pm 1\%$).
- Pleurage et scintillement : $0,2\%$.
- Moteur du type à manteau tournant (Rotor extérieur tournant). 1 Moteur synchrone 2 pôles 15 volts/50 Hz pour l'entraînement. 1 Moteur asynchrone 4 pôles 15 volts/50 Hz pour rebobinage.
- Solénoïdes : 1 pour avancement têtes et galet presseur. 1 pour le freinage. 1 pour le contrôle de pause. Solénoïdes alimentés en 24 volts continu.
- Temps de rebobinage : 50" avec C 60.
- Fonctionnement horizontal ou vertical.
- Possibilités : Commande à distance - Contrôle de pause - de stop en fin de bande par système électronique - de présence de bande de compteur (compte tour) 4 chiffres - circuit de commande avec bouton poussoir keyboard sur demande.

Dimensions : $112 \times 152 \times 80 \text{ mm}$.
Poids : 1 kg 100.

Modèle 1020/4

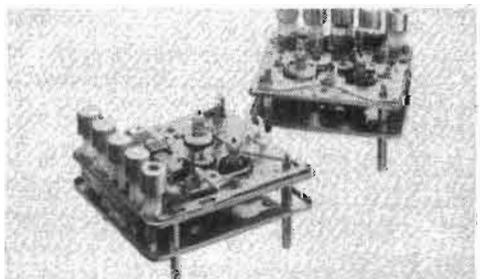


Bloc ensemble de 4 platines 1020 pour duplication et laboratoire de langue.

Mêmes caractéristiques que platine 1020.

Modèle 1018/N cassette à boutons

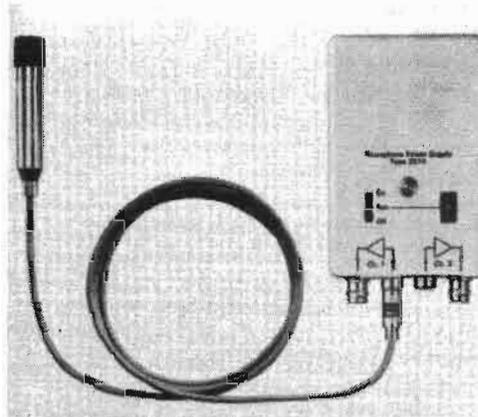
- Vitesse de défilement : 4,75.
- Pleurage et scintillement : $0,3\%$.
- Alimentation : 9 volts continu.
- Consommation max. : 110 mA.
- Moteur à régulation électronique.



(Sur demande) : Compte-tours à 3 ou 4 chiffres. Moteur synchrone en courant alternatif 15 volts/50 Hz. Bouton-poussoir pour contrôle de pause.

Dimensions : $107 \times 117 \times 54 \text{ mm}$.
Poids : 600 g.

SYSTÈME MICROPHONIQUE BRUEL ET KJAER



BRUEL et Kjaer vient de développer un système microphonique de qualité, entièrement autonome et très économique.

Il est destiné aux mesures générales en acoustique, à la surveillance de l'environnement sonore, aux mesures d'isolation sonore et de puissance acoustique, au contrôle de qualité et à toutes les applications où l'on a besoin d'un système microphonique bon marché offrant plusieurs voies.

Le système comprend trois parties : 1) deux microphones à condensateur 4125, microphones robustes, déjà largement éprouvés, et conformes aux normes CEI 123, chapitre 5, et ANSIS 1.4-1971 Type 2 ; 2) deux préamplificateurs 2642, compacts, robustes et à faible bruit ; 3) une alimentation 2810, fonctionnant sur piles fournissant les tensions d'alimentation et de polarisation nécessaires au système pour travailler au moins 200 heures et contenant deux amplificateurs ajustables de 0 à 40 dB ; l'impédance de sortie de 100Ω permet d'utiliser des câbles relativement longs en sortie du système.

LE REPEAT CORDER L CANON

LE Repeat Corder est un enregistreur à cassette qui permet d'enregistrer et d'écouter des cassettes, mais contrairement à tout autre enregistrement il peut répéter tout passage ou expression indéfiniment et automatiquement par simple pression sur la touche « REPEAT » cela grâce à une deuxième cassette originale contenant une bande sans fin à deux pistes. Celle-ci enregistre continuellement les sons de la première et on

dispose ainsi d'une durée d'enregistrement déterminée par le choix de cette deuxième cassette pouvant varier de 3 à 180 secondes, le simple fait d'appuyer sur la touche REPEAT entraîne l'arrêt de la première cassette et simultanément la deuxième commence à tourner et à répéter indéfiniment un passage donné. Pour



arrêter cette répétition il suffit d'appuyer sur PLAY, la première cassette (du professeur) reprend à l'endroit positionné ultérieurement.

La simplicité et l'originalité de l'appareil est un atout pour l'utilisateur, lequel doit se concentrer uniquement sur son texte, sur son dialogue, sur son cours enregistré par le professeur.

Caractéristiques techniques

Bande utilisée : cassette mère : cassette compacte. Cassette de répétition : sans fin Cassette de répétition. Durées d'enregistrement : 3 à 180 secondes.

Vitesse de déroulement : cassette mère : 4,25 m/sec. Cassette de répétition : 9,5 cm/sec.

Puissance de sortie : 1 W.

Source d'alimentation : Secteur 220 V, 50/60 Hz ou piles : 6 piles « C » (total 9 V).

Consommation : Secteur : 5 W. Piles : 4,5 W.

Prises d'entrée : pour microphone à télécommande, radio, tourne-disques, enregistreur.

Piste d'enregistrement : Cassette mère : monaurale, 1 voie, 2 pistes Cassette de répétition : monaurale, 2 voies, 2 pistes.

Dimensions : Largeur : 26,5 cm, profondeur 31,5 cm, hauteur : 8 cm. Poids : 4,2 kg (avec accessoires et piles).

Applications

— Secteur linguistique : étude des langues étrangères.

— Formation professionnelle.

— Pédagogie appliquée : Orthophonie, exercices de vocabulaires, leçons de diction, mémorisation des discours, transcription de lettres dictées...

— Secteur musical et théâtral...

LE SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES 1975

MALGRÉ la conjoncture économique peu favorable, le Salon 1975 n'a pas vu son intérêt diminuer, bien au contraire. S'il n'y a pas de nouveautés sensationnelles cette année, beaucoup de firmes présentaient des composants ou appareils nouveaux offrant un intérêt certain.

Pour la télévision, les fabricants de circuits intégrés pensent pouvoir offrir d'ici 2 à 3 ans une gamme permettant la réalisation complètement intégrée, ce qui permettra d'importantes économies à la réalisation, une fiabilité nettement accrue, ainsi qu'une maintenance simplifiée.

Par ailleurs, les nouveaux tubes autoconvergens vont entrer en fabrication d'ici à quelques mois en petites séries, et ils permettront la simplification des circuits, amenant par là également une économie en fabrication.

Les appareils de mesure voient leur technologie évoluer lentement, il n'y a que la firme DANA qui offre un affichage numérique à cristaux liquides, sur l'un de ces multimètres. Ce type d'affichage n'est pas généralisé encore, bien que son intérêt soit bien supérieur aux dispositifs actuels, LED ou NIXIES, et semble se cantonner à l'affichage sur les montres électroniques.

Voici quelques informations relevées sans ordre sur les stands, qu'il est impossible de tous énumérer car ils étaient près de 1 200.

THOMSON - C.S.F. présente une caméra miniature de télévision dotée d'un dispositif de transfert de charges en lieu et place du tube classique de prises de vues. Ce dispositif est en cours de développement et pourra aboutir au remplacement à moyen terme des tubes vidicons classiques, avec une bonne définition (photo 1).

SESCOSEM propose dans sa gamme nouvelle des transistors de puissance pour commutation, allant jusqu'à 250 W en boîtier TO3 ; des amplificateurs opérationnels de puissance, délivrant 15 W sur 11Ω dans la version TDA 0791, avec protection totale contre les surcharges et les courts-circuits ; ou encore la série audio ESM231 permettant d'obtenir 25 W avec deux circuits montés en H pour équipements Hi-Fi.

ARENA voit ses activités reprises en gérance libre par SICCE, du groupe Thomson, et offre à côté de sa gamme professionnelle divers modèles aux amateurs. Nous avons noté sur ce stand un condensateur programmable sur 80 points, avec une tolérance de $\pm 0,5$ pF. Par construction, les divers modèles sont antimicrophoniques.

HAMEG présente un oscilloscope à écran 6 x 6 cm, le

HM408, 0-10 MHz 5 mV, synchronisation complète (TV, ligne, etc) dont la commercialisation est prévue d'ici à deux mois, d'un prix voisin de 1 600 F H.T.

FRANCE ÉLECTRONIQUE met sur le marché deux nouveaux appareils, le tuner HF 100 PO-GO-FM à touches pré-réglées, et l'amplificateur stéréo CH100N délivrant 2×42 W/ 4Ω , l'ensemble étant aux normes Hi-Fi et doté de bonnes performances.

POLY-PLANAR, distribué par Setton et Cie a étendu sa gamme, qui comporte maintenant des modèles de petites dimensions, comme le A-2000, 4/8 Ω diamètre 135 mm, épaisseur 30 mm, admettant 20 W entre 50 Hz et 20 kHz ou le A500, d'un encombrement de 115 x 217 x 21 mm, puissance 18 W entre 60 Hz et 20 kHz.



Fig. 1 - Caméra TV miniature et circuit à transfert de charge.

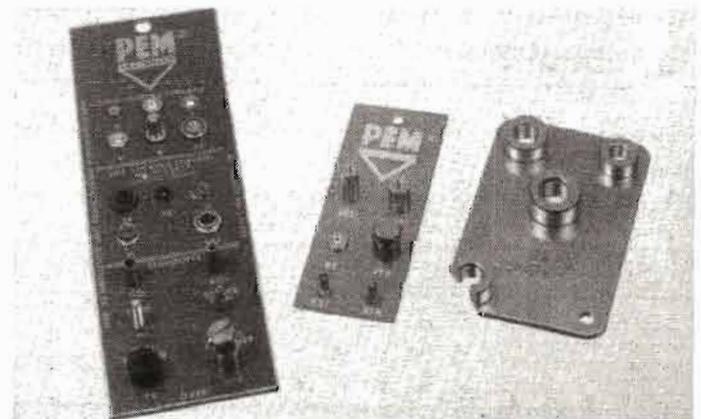
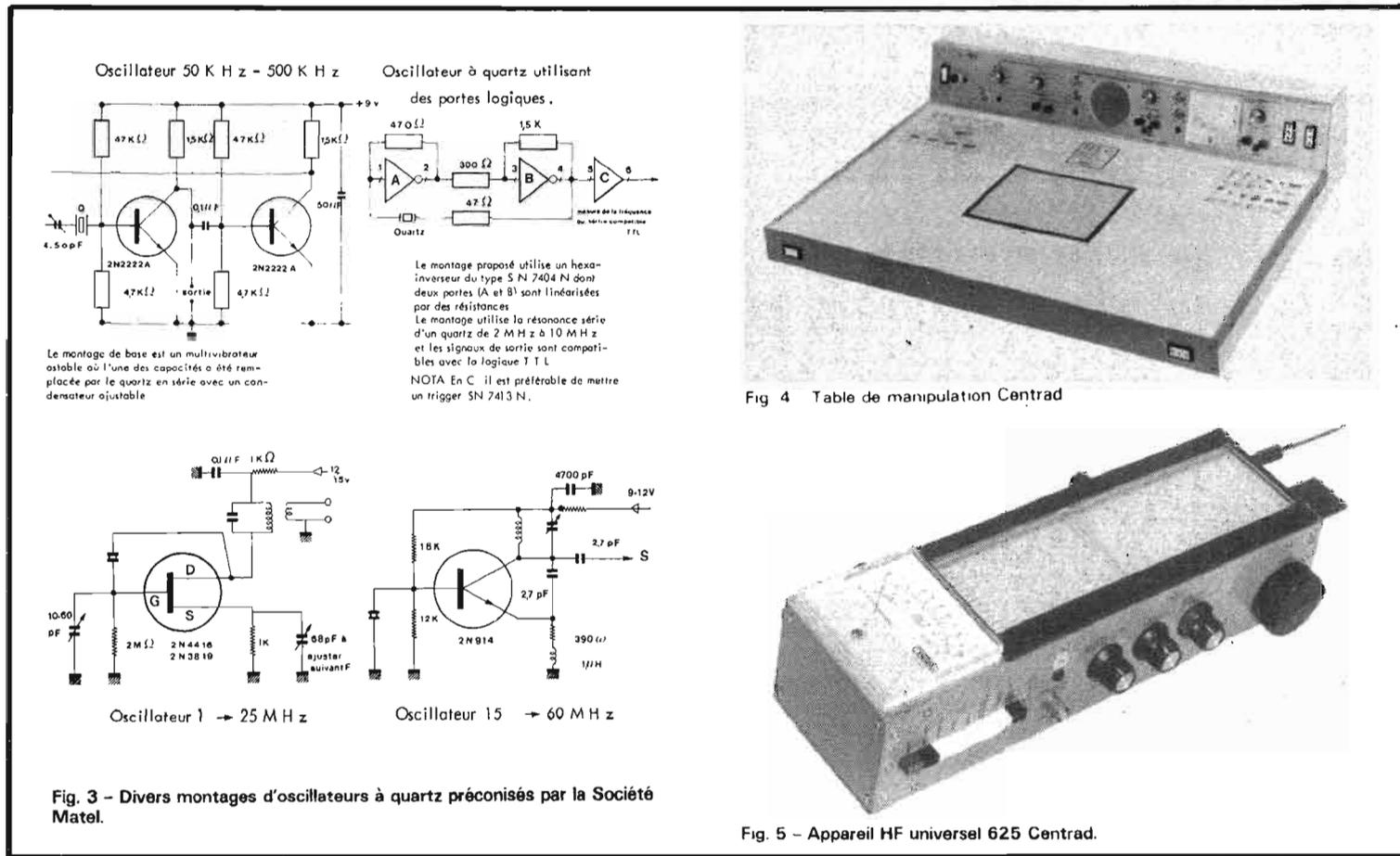


Fig. 2 - Ecrous auto-sertissables PEM Souriau.



SAFT présente toujours sa gamme d'accumulateurs VR admettant la charge rapide ou très rapide en quelques minutes, dont l'intérêt est incontestable. L'élément VR4D est du format de la pile torche R20 (1,5 V, hauteur 60,5 mm, diamètre 32,9 mm), il délivre 1,2 V avec une capacité de 4 A/h. L'intensité continue admissible atteint 28 ampères, et en crête il délivre 95 watts pendant 0,3 seconde, soit 145 A sous 0,65 V, ce qui est remarquable. En régime de charge rapide, 15 à 60 mn on peut le recharger entre 80 et 100 % ; en charge ultra rapide, 1 à 3 mn, la recharge atteint 20 à 40 %.

SOURIAU à côté de ses connecteurs, offre une gamme très étendue d'écrous autosertissables PEM (fig. 2). De diamètres compris entre 2 et 22 mm, au pas de ISO, ces éléments peuvent être sertis à l'aide d'une pince plate ou universelle sur tous les matériaux, plastiques, circuits imprimés, métaux divers, ce qui permet des assemblages mécaniques grandement facilités à l'amateur électronicien.

MATEL offre sa gamme très complète de quartz, travaillant entre 10 kHz et 125 MHz, présen-

tés en boîtiers normalisés. Nous reproduisons figure 3, les schémas de montage, permettant d'obtenir une oscillation franche et de bonne stabilité, préconisés par ce constructeur à l'intention des amateurs.

KITPACH firme belge aux produits disponibles en France offre une gamme très étendue de kits, allant du module simple au téléviseur couleur. Ce dernier offre un maximum de garantie à l'acheteur, ses 6 platines sont pré-câblées et alignées en usine de façon à réduire les réglages au minimum.

Parmi les nouveautés présentées, on peut noter des ensembles Hi-Fi aussi complets que des amplificateurs.

CENTRAD proposait diverses nouveautés : générateur FM code stéréo 524, tables de laboratoire destinées à l'enseignement, comportant un générateur BF, un signal tracer, une alimentation stabilisée (fig. 4), dont la réalisation est remarquable, et un appareil aux possibilités uniques, dénommé analyseur HF multifonctions 625, comportant un générateur HF AM/FM 450 kHz - 200 MHz - générateur BF 900 Hz à niveau de sortie réglable

- grid dip ondemètre - capacimètre 0-500 pF - Qmètre - Impédancemètre antenne (fig. 5). L'encombrement en est réduit 330 x 100 x 85 mm, l'appareil est alimenté par piles 1,5 V. Une analyse détaillée du 650 paraîtra dans un de nos prochains numéros.

SGS-ATES met sur le marché un circuit intégré le TDA1420 comportant une paire de Darlington complémentaire, en boîtier 5 broches plat à patte radiateur de fixation. La puissance délivrée est de 30 W avec Vces de 60 V.

Le circuit intégré TDA 2020 est destiné à la Hi-Fi. Il délivre 20 W avec moins de 1 % de distorsion harmonique. la liaison est directe sans condensateur en sortie, le circuit étant protégé contre les surcharges et les courts-circuits. En régime de puissance moyenne le taux de distorsion harmonique ressort à 0,1 % jusqu'à environ 15 W.

SIARE présente une enceinte miniature 2 voies, de type 2015. L'encombrement est réduit à 190 x 120 x 140 mm, ce qui permet de l'installer n'importe où. La bande passante s'étend entre 80 Hz et 20 kHz, la puissance admissible est de 15 W. Le coffret est conçu en deux parties, permettant l'ins-

tallation sur voiture ou plafond, ou encore encastrement sur paroi.

NLS, représenté par Radioéquipement Antarès, met le plus petit multimètre numérique sur le marché, le LM4. Son encombrement est de 102 x 68 x 48 mm ! Malgré ses dimensions lilliputiennes, il s'agit d'un 12 000 points, qui mesure les tensions continues en 5 gammes de 1 à 10 000 V, alternatives en 5 gammes de 1 à 10 000 V, et les résistances en 5 gammes de 1 kΩ à 10 MΩ, alimenté par 3 piles crayon 1,5 V, accumulateurs de même format, ou encore par bloc alimentation réseau extérieur. On peut donc voir que la miniaturisation ne s'obtient pas au détriment des performances.

BST outre ses diverses activités audiovisuelles et Hi-Fi, présente un nouvel interphone réseau Z102, permettant la constitution de réseaux à trois postes. Ce type d'installation offre toute la souplesse d'emploi souhaitable, les raccordements étant assurés dès lors que les postes sont raccordés au réseau. A côté de ces appareils, une gamme d'enceintes Hi-Fi 2 ou 3 voies est présentée, admettant jusqu'à 50 W.

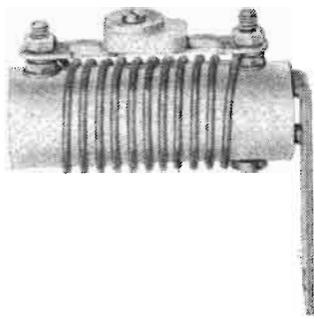


Fig. 6 - Filtre accordable pour radiotéléphone Facon.



Fig. 7 - Multimètre numérique CDA 400 Chauvin Arno.

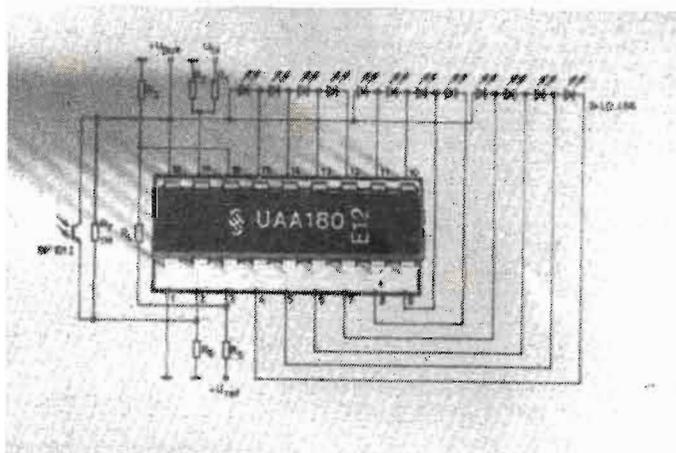


Fig. 8 - Circuit de commande de rampe électroluminescente. (Photo Siemens).

RTC - On note dans la nouvelle gamme de circuits intégrés, le SAA 1027 destiné à la commande de moteurs pas à pas, le SAA 1028 pour pendule automobile, le TCA 980, amplificateur pour microphone. Par ailleurs, cette firme développe et améliore les générateurs solaires, un montage expérimental présent sur le stand pompait de l'eau jusqu'à une hauteur de 2 mètres, celui-ci étant une version simplifiée de l'équipement réalisé au LEP qui comporte un moteur pompe de 1 kW, remontant de 15 mètres un débit d'eau de 15 m³/heure.

LENCO. Ce fabricant de platines tourne-disques produit également des ensembles mécaniques complets pour magnétophones à cassettes. Le Mini TB est selon les dires de son constructeur le plus petit ensemble mécanique de magnétocassette produit dans le monde, ses dimensions hors tout sont de 119 x 113 x 40 mm.

GENERAL RADIO met sur le marché le pont RLC automatique type GR1685, dont la précision atteint 0,1 % à 1 kHz (0,5 % à 120 Hz). Les gammes de mesure

s'étendent de 0,01 pF à 20 000 pF ; de 0,01 μH à 2 000 H ; de 0,1 mΩ à 20 MΩ. L'affichage est numérique sur 5 digits avec répétition automatique ou manuelle de la mesure.

AMTRON étend largement sa gamme de kit, offrant ainsi des appareils soit nouveaux soit nettement améliorés. Citons la barrière ultra sons UK 813, l'intéressant générateur de tension étalon UK 817 qui couvre de 0 à 39.999 V par bonds de 1 mV si besoin est. La résolution est de 1 mV, la précision de 1 % avec un coefficient de température de 50 PPM par °C. L'ensemble présente des caractéristiques permettant son emploi en laboratoire.

METALLO propose un dispositif, le Selectonic, concurrençant les dispositifs de touch control sur les téléviseurs. L'ensemble des touches et de leur affichage lorsqu'une dizaine de canaux sont installés, occupe une surface importante. Le dispositif proposé par Metallo comporte un potentiomètre linéaire programmé, associé à un affichage numérique. En déplaçant le levier du poten-

tiomètre, on explore les divers canaux, qui sont affichés simultanément. Il suffit de s'arrêter sur le numéro du canal choisi, un dispositif électronique verrouillant alors le système sur l'émission choisie. La capacité du dispositif est de 13 canaux, mais il est possible de le porter à une valeur beaucoup plus importante.

FACON, augmente sa gamme de condensateurs plats série 2000, en mettant deux nouvelles valeurs, 0,5 et 1 μF à son catalogue. Le filtre pour radiotéléphone A 640 (fig. 6), donné pour la gamme 3-50 MHz peut être adapté à une plus large bande, en utilisant un condensateur variable de plus faible valeur, et être ainsi employé sur 144 MHz, voire plus haut.

REDELEC présente deux nouveaux oscilloscopes, l'un à deux voies, le 777, le second simplifié, le 795. Ce dernier est l'appareil du débutant, sa bande passante couvre du continu à 1,2 MHz avec une sensibilité de 50 mV/division.

ELC, firme française présente à côté d'une importante gamme

d'instruments de mesure comme les contrôleurs universels, grid dip, champmètre, un dispositif de régénération de tubes cathodiques.

SCHNEIDER offre une fonction supplémentaire sur le multimètre numérique type digitest 200, la mesure de température.

Cette possibilité est très intéressante, elle permet en une seule gamme la mesure entre - 55 °C et + 200 °C. Le réglage est réalisé pour une sonde au nickel, mais une adaptation interne autorise l'emploi d'une sonde platine (100 Ω à 0 °C). La précision de la mesure de température est de ± 1 °C. Les autres fonctions sont classiques, mesure des tensions et courants en continu et alternatif, plus mesure des résistances, l'affichage est en 2 000 points de mesure.

CHAUVIN ARNOUX présente son premier multimètre numérique portable, offrant une résolution de 4 000 points, le CDA 4000. Les performances sont bonnes, notamment la protection est de 2 000 V sur tous les calibres en tension. La mesure des tensions et courants est possible en continu ou alternatif, avec la fonction ohmmètre (fig. 7). La présentation s'apparente à un contrôleur universel classique, les sélections sont réalisées à l'aide d'un commutateur rotatif faisant apparaître la sensibilité choisie dans une fenêtre.

NEUBERGER présente une série de modules que l'on associe à un galvanomètre, afin d'obtenir la fonction désirée IUR. Destiné à l'enseignement, l'ensemble comporte 11 modules qui offrent près d'une centaine de calibres divers pour la mesure des courants à partir de 0,5 μA pleine échelle, des tensions à partir de 1 mV, des résistances jusqu'à 100 MΩ. Certains boîtiers sont des adaptateurs électroniques à haute impédance d'entrée, d'autres permettent la constitution de transistormètres. Il ne manque que le boîtier fréquencesmètre, dont la sortie est annoncée.

TEXAS INSTRUMENT offre le circuit intégré TMS 3870 destiné aux temporisations de précision pour des durées de 10 mS, 0,15, 15, 0,01 ms, 0,1 mn, 1 mn obtenues sur des diviseurs incorporés au circuit. Le pilotage s'effectue à partir du 50-60 100

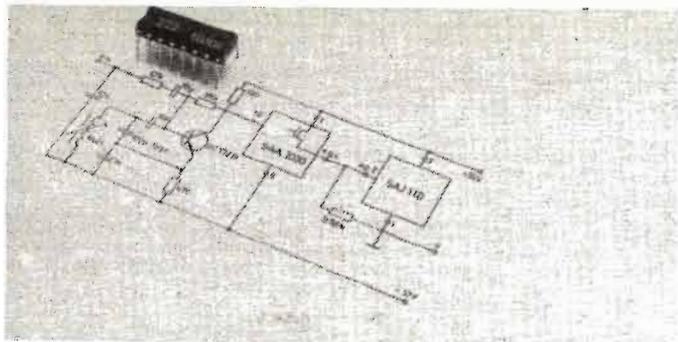


Fig. 9 - Circuit 12 tons pour organe électronique. (Photo ITT).



Fig. 10 - Distorsiomètre KM6 Grundig.

ou 120 Hz, deux sorties délivrent l'information, l'une à la mise en route, la seconde à la fin du cycle de temporisation.

SIEMENS propose le circuit UAA 180 pour la commande d'une rampe électroluminescente, dispositif utilisé sur les cadrans optoélectroniques (fig. 8). Il s'agit d'une application destinée à un avenir certain, que l'on utilisera aussi bien pour les évaluations de puissance, poids ou température, le pourcentage d'une bande linéaire illuminée étant visible et exploitable à distance d'un simple coup d'œil, là où la précision n'est pas nécessaire.

ITT offre entre autres nouveaux circuits intégrés le SAA 1030 générateur à 12 tons pour orgues électroniques, dont le fonctionnement simple est assuré par un signal d'horloge et la tension d'alimentation. Les octaves sont obtenues par division, l'écart entre les 12 tons et l'échelle tempérée est minime, 0,011 % (fig. 9).

GRUNDIG présentait son système « Diagnostic », permettant la localisation quasi instantanée des pannes sur téléviseur. Ce système a été détaillé dans un numéro précédent du Haut-Parleur. Dans la section appareils de mesure, plusieurs appareils com-

mercialisables fin 1975 étaient exposés : le distorsiomètre KM6, (fig. 10) pouvant être employé en microvoltmètre, dont la plage d'utilisation est conçue pour des fréquences de 10 Hz à 100 kHz avec la gamme la plus basse qui est de 0,1 % pleine échelle ; l'oscilloscope M052, 50 MHz deux voies, double base de temps ; le multimètre digital DM44 ; le fréquencemètre FZ58 50 MHz à commutation de gamme automatique.

Nous terminons ce bref survol du salon en notant avec plaisir que le stand du Réseau des Émetteurs français a offert un intéres-

sant panorama des ensembles destinés aux radioamateurs ; de très nombreux QSO se sont déroulés sur le stand, avec les divers appareils mis en exploitation à tour de rôle.

J.B.

OK

L'OFFICE DU KIT

applications de l'électronique

4, RUE MANUEL
75 009. PARIS
Tel: 526.71.73

Etude et réalisation de montages électroniques - vente de composants

enfin des « kits réalisations » qui sortent de l'ordinaire !
Les circuits imprimés en verre époxy et les composants équipant ces kits sont de qualité professionnelle. Et en plus... voyez nos prix !

<p>OK17 - Horloge électronique à circuit intégré - Visualisation par 6 afficheurs 7 segments (2 pour les heures ; 2 pour pour les minutes ; 2 pour les secondes). Un seul circuit intégré réunissant toutes les fonctions. Alimentation sur secteur. Sobre et élégante. Dimensions du circuit imprimé : 130 x 95 mm</p>	249 F
<p>OK16 - Jeu de 421 électronique à circuits intégrés - Visualisation du résultat par 3 afficheurs 7 segments - Equipé de 12 circuits intégrés - Alimentation sur pile de 4,5 V - Dimensions : 125 x 95 mm</p>	175 F

Documentation sur notre gamme (60kits) contre enveloppe timbrée +0.80F en timbre

Vente directe : 4, rue Manuel, 75009 PARIS (M^o N.-D.-de-Lorette). Ts les jours de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
 Vente par correspondance : contre minimum 50 F - port gratuit (contre remboursement + 6 F - France continentale uniquement)

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE

L'APPARITION, vers 1948, des dispositifs semiconducteurs devait constituer, dans le domaine de l'électronique, un événement d'une extrême importance. Leur développement très rapide et les progrès techniques considérables réalisés depuis cette date permettent aux fabricants de semiconducteurs de mettre sur le marché une gamme très étendue de dispositifs présentant des caractéristiques diverses. Certaines d'entre elles offrent tellement d'avantages par rapport à celles des tubes à vide, que l'usage de ces

semiconducteurs a permis d'étendre le champ d'action de l'électronique dans tous les domaines, et plus particulièrement dans l'industrie.

En effet, l'évolution du transistor vers les puissances élevées a donné naissance à une race de dispositifs qui a permis de répondre à un certain nombre de besoins de celle-ci. Il est courant de rencontrer, à l'heure actuelle, des transistors de puissance pouvant laisser circuler des intensités de 50 à 80 ampères ; d'autres acceptent des tensions collecteur de l'ordre de 1 000 à

1 500 volts. Les puissances dissipables atteignent maintenant 175 à 200 watts pour certains dispositifs du commerce. De plus, l'association en parallèle de plusieurs transistors de puissance permet de reculer les limites de certains paramètres.

C'est dire que les domaines d'utilisation des transistors de puissance sont très variés et, de fait, ils interviennent dans les circuits chaque fois qu'il est besoin de réaliser une interface nécessitant tant soit peu de puissance.

I - LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR

Bien que l'on connaisse de nombreuses sortes de semiconducteurs, le matériau de base le plus employé à l'heure actuelle est le silicium. Le silicium est une substance très dure, dont le point de fusion est d'environ 1420 °C ; son nombre atomique est de 14, c'est-à-dire qu'autour du noyau central gravitent 14 électrons périphériques qui sont répartis en trois couches. La couche extérieure comporte quatre électrons qui sont disponibles pour les liaisons de valence (voir fig. 1).

Les sources de silicium sont considérables puisqu'il s'agit de la silice libre et du quartz. La métallurgie du silicium est difficile, les extractions exigeant de hautes températures et des atmosphères contrôlées très exactement. On obtient, par raffinages successifs et tirage, un monocristal de silicium intrinsèque, c'est-à-dire d'une très grande pureté, dont les molécules sont rangées très réguliè-

èrement dans un ordre bien défini. Ce réseau cristallin est tout à fait semblable à celui du carbone pur sous sa forme de diamant, c'est pourquoi on l'appelle souvent « réseau du diamant ».

Le silicium comportant quatre électrons sur la couche extérieure, nous constatons, que, lorsque celui-ci est ordonné en réseau cristallin, chacun de ces quatre électrons de valence se trouve lié à un atome adjacent (voir fig. 2). Dans une telle structure, les seuls électrons libres disponibles sont ceux qui sont libérés par la désorganisation partielle du réseau, due à l'énergie thermique. La résistivité d'un tel semiconducteur dépend du nombre d'électrons libres qui se trouvent dans le cristal ; en raison du mode de construction du réseau, celle-ci demeure très faible.

A ce stade, nous pouvons déjà constater une différence de comportement très remarquable entre la variation de résistivité d'un métal quelconque et celle présentée par un monocristal de silicium intrinsèque. Pour un métal, la résistivité augmente

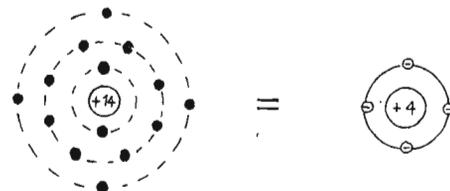


Fig. 1 - Représentation d'un atome de silicium : autour du noyau central gravitent 14 électrons qui sont répartis en trois couches. Le dessin de droite est une simplification pour laquelle on a seulement gardé les quatre électrons de la couche la plus extérieure.

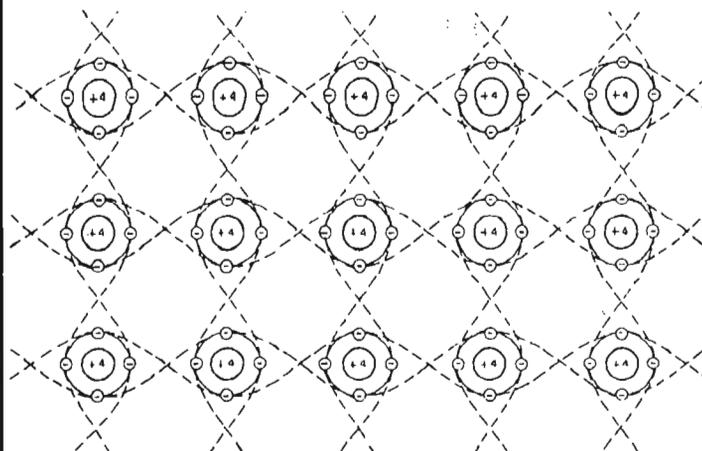


Fig. 2 - Représentation du silicium organisé en réseau cristallin ; chacun des quatre électrons de valence est lié à un atome voisin.

avec la température ; au voisinage du zéro absolu, le métal entre en supra-conductivité, c'est-à-dire qu'il ne présente pratiquement plus aucune résistance électrique. En revanche, le silicium intrinsèque peut être considéré comme un isolant à très basse température : sa résistivité diminue lorsque la température augmente. En effet, un nombre d'électrons de plus en plus grand va recevoir une énergie suffisante pour quitter le réseau. A des températures comprises entre 150 et 200 °C environ, cet effet devient si important qu'il n'est plus possible de commander le courant. En effet, l'échauffement, dû au courant sans cesse croissant, libère un nombre d'électrons de plus en plus important, ce qui entraîne la circulation d'un courant de plus en plus intense. Cet effet est cumulatif et peut entraîner la destruction du réseau cristallin. C'est pourquoi il est nécessaire de maintenir le silicium à une température inférieure à celle pour laquelle se produit ce phénomène, c'est-à-dire à une température inférieure à 150 ou 200 °C.

II - ETAT D'ÉQUILIBRE DES CHARGES

Un des principes les plus importants régissant le fonctionnement des semiconducteurs est celui de l'équilibre des charges. Selon ce principe, à tout endroit d'un semiconducteur intrinsèque, le nombre total de charges positives (noyau) doit être égal au nombre total de charges négatives (électrons) ; en d'autres termes, le noyau de silicium présente une charge positive de +14 qui est équilibrée par la charge négative apportée par les 14 électrons périphériques, si bien que l'atome est électriquement neutre.

III - IMPURETÉS

Si maintenant, dans un réseau cristallin ordonné, nous introduisons un taux d'impuretés déterminé, nous pouvons obtenir une conductivité plus grande tout en maintenant la structure du réseau. Evidemment, ces impuretés ne sont pas quelconques et doivent appartenir à une catégo-

rie d'éléments bien déterminés. De plus, le taux d'impuretés diffusées dans le réseau est infiniésimal (10^{-15} à 10^{-25} atome d'impuretés pour un atome de silicium).

La nature des impuretés diffusées dans le silicium les classe en deux groupes : les donneurs et les accepteurs. Il s'agit, en fait, d'éléments qui présentent trois électrons de valence, comme le phosphore, l'arsenic et l'antimoine. Ces impuretés possèdent donc soit un électron de valence de moins, soit au contraire, un électron de valence de plus que le silicium. On conçoit donc intuitivement que si, dans un réseau cristallin de silicium, on remplace un atome de phosphore par exemple, il y aura alors un électron en excédent, puisque le silicium possède quatre électrons de valence alors que le phosphore en possède cinq. Cet électron libre devient disponible pour la circulation du courant, même à température ambiante. L'électron libre étant porteur d'une charge négative qui n'est plus équilibrée par le noyau constitu-

mouvante à l'intérieur du réseau cristallin. Le silicium intrinsèque ainsi dopé, c'est-à-dire contaminé, est dit de type N (pour négatif ; voir fig. 3).

Si, par contre, nous introduisons dans du silicium intrinsèque un atome de bore, ce dernier, qui est trivalent, n'a que trois électrons disponibles pour les liaisons de valence. En conséquence, une des liaisons sur quatre reste inoccupée. L'absence d'électrons négatif est équivalente à une charge positive. Cette charge positive peut exercer une force attractive pour des électrons voisins. La capture d'un électron crée un trou à la place de l'électron capté. Les trous se déplacent ainsi, de proche en proche dans le cristal et constituent des porteurs de charges positives. Le silicium ainsi dopé est du type P (pour positif).

Les éléments dont le nombre d'électrons de valence est de cinq sont des donneurs ; ceux qui comportent seulement trois électrons de valence sont des accepteurs. Les premiers sont des dopants de type N, tandis que les seconds sont des dopants de type P.

Le silicium intrinsèque ayant été dopé par des impuretés de l'une ou l'autre catégorie est parfois appelé silicium extrinsèque.

IV - DIFFUSION

La diffusion est une opération effectuée à haute température et pendant laquelle des impuretés, en suspension dans un gaz, peuvent être déposées sur des cristaux de silicium, selon un processus lent, nécessitant des heures selon l'épaisseur de la diffusion et la concentration désirée des impuretés.

V - JONCTION PN

Si, dans un morceau de silicium cristallin, nous diffusons une région de type P et une région de type N avec une ligne de démarcation bien définie entre ces deux régions, nous obtenons une jonction PN. Il existe, entre les deux régions, une barrière de potentiel qui entrave toute circulation de porteurs de charge de l'une à l'autre. Cette barrière de potentiel peut être assimilée à une pile qui serait placée aux bornes de la jonction PN dans le sens indiqué sur la figure 4.

Si l'on branche une véritable pile aux bornes de la jonction, avec les polarités indiquées sur la

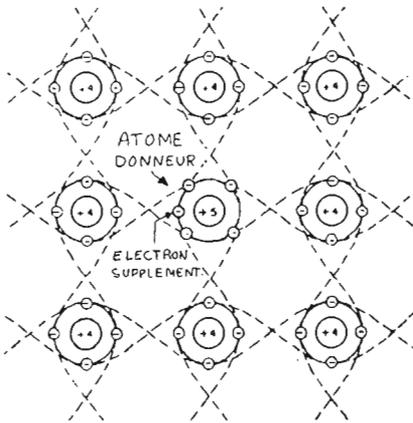


Fig. 3 - Silicium intrinsèque contaminé par des impuretés de type N (donneur). L'électron supplémentaire constitue une charge négative mouvante à l'intérieur du réseau cristallin.

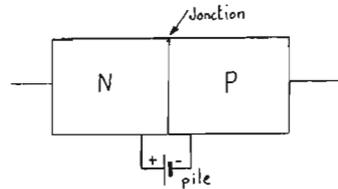


Fig. 4 - Représentation d'une jonction PN. La pile extérieure symbolise la différence de potentiel due à la présence de la barrière de potentiel.

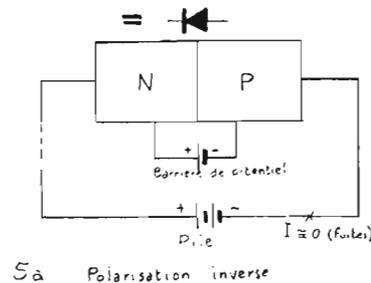


Fig. 5a - Si une pile réelle est branchée aux bornes de la jonction PN avec la polarité indiquée ci-dessus, celle-ci est bloquée et aucun courant ne la traverse.

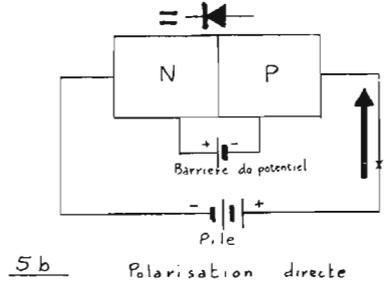


Fig. 5b - Au contraire, si le pôle positif de la pile est relié à la partie P de la jonction PN, il circule dans cette dernière un courant relativement important.

figure 5a, la tension de la pile s'ajoute à celle de la barrière de potentiel et aucun courant ne circule, hormis un très petit courant dit courant de fuite. On dit que la jonction est polarisée en inverse ou dans le sens non passant.

Si nous inversons les polarités de la pile (fig. 5b), à partir du moment où la tension de celle-ci est suffisante pour annuler la barrière de potentiel, nous constatons la circulation d'un courant. La jonction est alors polarisée dans le sens direct ou passant. Une telle jonction est aussi appelée diode; elle est capable de redresser une tension alternative puisque le courant ne peut y circuler que dans un seul sens.

Cependant, si l'on polarise la diode en inverse avec une tension trop élevée, il arrive un moment où les quelques charges qui circulent à travers la jonction (courant de fuite) sont suffisamment accélérées par le champ électrique créé et acquièrent assez d'énergie pour libérer d'autres électrons par collision avec les atomes de silicium. La tension à laquelle se produit ce phénomène est nommée tension d'avalanche. Le courant inverse qui circule alors dans la diode, à moins d'être limité par le circuit extérieur, peut devenir très important et détruire la jonction PN. Les caractéristiques d'une diode PN sont indiquées sur la figure 6.

VI - TRANSISTOR

Le transistor est un dispositif semiconducteur qui comprend deux jonctions voisinant dans un même monocristal. Il comprend trois électrodes qui sont : l'émetteur, la base et le collecteur. Le fonctionnement du transistor est basé sur la circulation des porteurs de charge (trous positifs ou électrons négatifs). Dans le matériau de type N, les électrons sont en excès ou majoritaires; dans un matériau de type P, ce sont les trous qui sont majoritaires.

Le transistor comporte trois régions; une région centrale, appelée base, de mince épaisseur, qui peut-être de type P ou N, et deux régions extérieures, l'émetteur et le collecteur, de type opposé à celui de la base. Le transistor peut donc être de polarités NPN ou bien PNP (voir fig. 7).

L'émetteur produit des porteurs de charge majoritaires (trous pour un matériau P, électrons pour un matériau N). La

base est l'électrode de commande. Comme son nom pouvait le laisser supposer, le collecteur collecte les porteurs de charge.

Dans un transistor, pour un fonctionnement normal, la jonction émetteur-base est polarisée dans le sens direct, tandis que la jonction collecteur-base est polarisée en sens inverse (voir fig. 8a). On peut schématiser le fonctionnement du transistor à l'aide de la représentation de la figure 8b, en assimilant les jonctions à deux diodes D1 et D2. La diode D1 est polarisée dans le sens passant et laisse circuler un courant I_E . La diode D2 est polarisée en sens inverse et son courant est I_C . Ce courant inverse (I_C) dépend des porteurs minoritaires présents aux environs de la jonction de D2. Le courant direct I_E de la diode D1 introduit des électrons porteurs minoritaires dans la zone P. Si une certaine quantité de ceux-ci se trouvent au voisinage

de la jonction de la diode D2, le courant inverse de cette même diode en sera considérablement augmenté, jusqu'à une valeur I_C peu différente de I_E . Pour résumer simplement le fonctionnement d'un transistor, on pourrait dire que les porteurs minoritaires, introduits jusqu'au niveau de la jonction collecteur-base, dégradent la caractéristique inverse de cette diode, et la rendant plus mauvaise augmentent considérablement son courant de fuite I_C .

Le rapport entre le courant collecteur et le courant émetteur, que l'on appelle α est plus petit que l'unité: il est couramment de 0,99.

Les trous qui se sont recombinaés dans la base sont remplacés par d'autres trous provenant de la batterie base-émetteur à travers la connexion de base. Il circule donc un courant de base; celui-ci est très inférieur au courant de

collecteur. Le courant de collecteur est proportionnel au courant de base. Le rapport entre ces deux courants définit le gain en courant β ou h_{21E} du transistor. Ce paramètre est très employé; il est couramment de l'ordre de 100 à 300, c'est-à-dire qu'une variation de courant de base de 1 mA produira, par exemple, une variation de courant collecteur de 100 mA ($h_{21E} = 100$).

Le transistor PNP se traite comme le transistor NPN, mais il faut inverser les polarités des tensions appliquées. Par ailleurs, des trous sont injectés à la base (au lieu d'électrons) et recueillis par le collecteur. Les caractéristiques des transistors PNP ont un aspect semblable à celui des transistors NPN. Si ces caractéristiques sont exactement l'inverse l'une de l'autre, on dit que les transistors sont complémentaires.

La représentation symbolique d'un transistor NPN est donnée

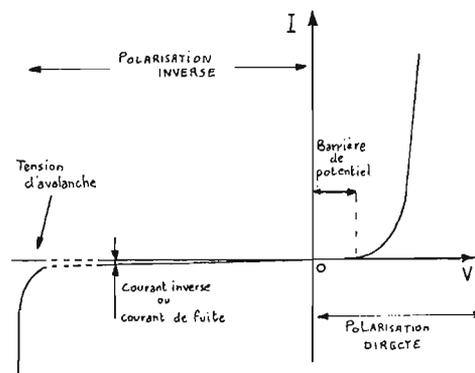


Fig. 6 - Caractéristiques directes et inverses d'une jonction PN (diode).

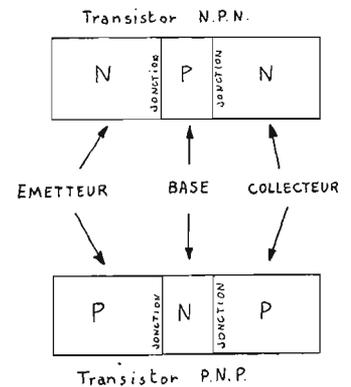


Fig. 7 - Représentation symbolique des jonctions dans un transistor NPN et dans un transistor PNP.

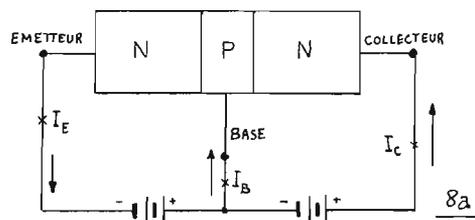


Fig. 8a - Polarisation à appliquer à un transistor NPN.

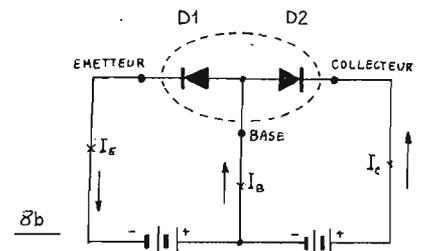
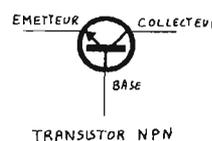
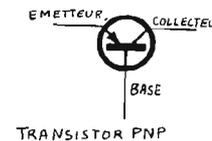


Fig. 8b - Représentation symbolique d'un transistor NPN mettant en évidence les diodes émetteur-base et collecteur-base, ainsi que les polarités des tensions à leur appliquer.



9a



9b

Fig. 9a - Symbole habituellement utilisé pour la représentation d'un transistor NPN.
Fig. 9b - Symbole habituellement utilisé pour la représentation d'un transistor PNP.

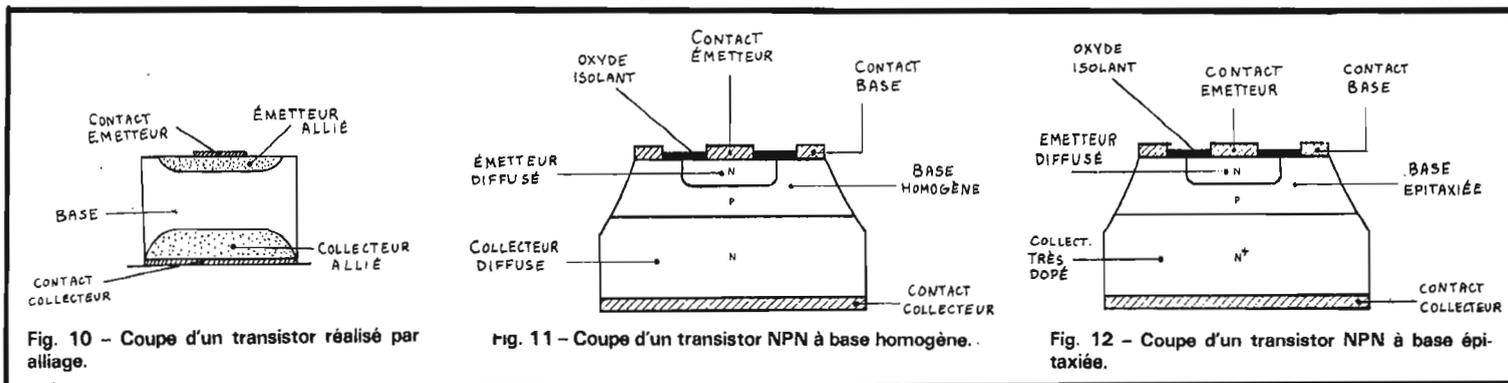


Fig. 10 - Coupe d'un transistor réalisé par alliage.

Fig. 11 - Coupe d'un transistor NPN à base homogène.

Fig. 12 - Coupe d'un transistor NPN à base épitaxiée.

sur la figure 9a, tandis que celle d'un dispositif PNP est indiquée sur la figure 9b.

VII - TECHNOLOGIE DU TRANSISTOR DE PUISSANCE

Le transistor de puissance peut être réalisé selon de nombreuses techniques ; nous ne parlerons ici que des principales.

VII-1. Transistor Allié - C'est la première technique industrielle qui a été employée pour la réalisation des transistors de puissance. Les jonctions sont réalisées à partir d'une rondelle de matériau semiconducteur qui formera la base du dispositif. Cette méthode utilise une diffusion d'impuretés qui est effectuée simultanément de part et d'autre de cette rondelle, une face de celle-ci correspondant à l'émetteur, l'autre au collecteur. La rondelle est ensuite fortement chauffée, dans une atmosphère contrôlée, jusqu'à ce que les impuretés soient entrées dans le matériau semiconducteur et forment avec ce dernier un alliage métallurgique. Les limites de pénétration des impuretés constituent les jonctions du dispositif.

La figure 10 représente la coupe d'un transistor allié. Le collecteur est soudé directement sur un radiateur afin d'augmenter les possibilités thermiques du dispositif en améliorant l'évacuation de la chaleur dégagée. Les contacts de base et d'émetteur sont réalisés simplement par soudure sur les endroits où les impuretés ont été diffusées. La résistivité du matériau formant la base doit être élevée si l'on souhaite que le transistor puisse supporter des tensions collecteur importantes.

Cette technique, très employée il y a quelques années, est aujourd'hui pratiquement abandonnée en raison des performances moyennes qu'elle procure et du coût de fabrication.

VII-2. Transistor à base homogène - Les transistors à base homogène (Homobase) sont très répandus à l'heure actuelle, car cette technique, qui se prête très bien à l'industrialisation, permet d'obtenir, par des moyens simples, des transistors de bonne qualité pouvant être produits en grande quantité.

Pour fabriquer des transistors par ce procédé, on commence par déposer, de part et d'autre d'une rondelle de semiconducteur de résistivité moyenne, plusieurs fines couches d'impuretés dopantes. La rondelle est ensuite portée, pendant un temps assez long, à une haute température pour que les impuretés diffusent assez profondément à l'intérieur de celle-ci. La diffusion est effectuée sélectivement, c'est-à-dire qu'elle n'est réalisée qu'en des endroits bien déterminés de la rondelle. La diffusion est arrêtée lorsque les jonctions collecteur-émetteur sont séparées par une région de base présentant une épaisseur moyenne (très approximativement de l'ordre de 25 μm).

La figure 11 représente la coupe d'un transistor NPN à base homogène. Le matériau de départ est donc de type P. On diffusera de chaque côté de la rondelle un émetteur et un collecteur de type N.

La structure Homobase permet d'obtenir certaines caractéristiques avantageuses par rapport aux autres techniques de réalisation. Les dispositifs à base homogène sont peu fragiles ; ils ont des tenues en tension assez bonnes (150 volts semble la limite) et ils présentent des tensions de saturation faibles. Leur manque de fragilité leur confère une excellente aptitude à subir sans dommage des impulsions d'énergie à haut niveau, cela étant dû à la parfaite homogénéité de leur région de base. En résumé, on peut dire que cette technologie procure une bonne répartition de la densité de

courant au niveau de la jonction collecteur-base. L'excellente répartition thermique qui en résulte confère au dispositif une aire de sécurité très intéressante. Les limites de l'apparition du phénomène de second claquage étant repoussées vers des niveaux d'énergie plus élevés. Enfin, la simplicité du processus de réalisation permet de commercialiser ces dispositifs à un coût modéré.

L'inconvénient majeur des transistors à base homogène est que les dispositifs obtenus par cette méthode sont peu rapides, cela étant dû à la relativement grande épaisseur de la base.

L'utilisation des transistors Homobase est recommandée quand :

- La fréquence d'utilisation est faible ;
- La tension collecteur reste inférieure à 150 volts ;
- Une exploration importante de l'aire de sécurité en régime continu est nécessaire ;
- Quand la charge présente un caractère fortement inductif, et en l'absence de diodes de protection.

VII-3. Transistor à base épitaxiée - La structure à base épitaxiée emploie la technique des couches épitaxiales pour l'obtention de la jonction collecteur-base. Rappelons que la technique épitaxiale consiste à déposer, par voie gazeuse (vapeurs), sur un substrat semiconducteur, une couche N ou P dont la croissance par épitaxie ainsi que la concentration en impuretés, sont soigneusement déterminées dans le temps, ce qui permet, en principe, d'obtenir un profil de diffusion bien établi, ce qui n'est pas possible avec les autres méthodes de dopage.

Le matériau de départ est une rondelle de semiconducteur fortement contaminée (c'est-à-dire

assez peu résistive) qui servira de substrat. Une couche mince, peu dopée (c'est-à-dire présentant une résistivité relativement élevée), et homogène est déposée par épitaxie sur la rondelle substrat. Cette couche épitaxiale, qui est de type opposé à celui du substrat, forme avec ce dernier la jonction collecteur-base. Une couche d'oxyde isolant est ensuite obtenue à la surface de la couche épitaxiale en chauffant fortement la rondelle. Dans cette couche d'oxyde isolant, on pratique une fenêtre qui servira à la diffusion de l'émetteur, cette dernière ne s'effectuant qu'à cet endroit précis.

La figure 12 représente la coupe d'un transistor à base épitaxiée de type NPN. Sur un substrat de type N fortement dopé, qui sera le collecteur, on fait croître par épitaxie une couche de type P qui sera la base. On diffuse ensuite l'émetteur dans la couche épitaxiale.

Cette technologie permet de réaliser aussi bien des transistors NPN que des PNP ; on obtiendra ainsi de véritables paires complémentaires symétriques.

Comme la technologie à base homogène, la technologie à base épitaxiée produit des dispositifs robustes et capables de véhiculer des courants élevés. Le caractère abrupt de la jonction collecteur-base restreint la tenue en tension. Les dispositifs obtenus par ce processus présentent une bonne aire de sécurité ; ils peuvent absorber des énergies transitoires importantes. Comparés aux dispositifs à base homogène, ils peuvent fonctionner à des fréquences plus élevées que ces derniers. A surface d'émetteur égale, ils permettent la circulation d'intensités plus importantes. Enfin, le gain se maintient mieux vers les forts courants.

En résumé, on peut dire que les transistors de puissance à base épitaxiée présentent :

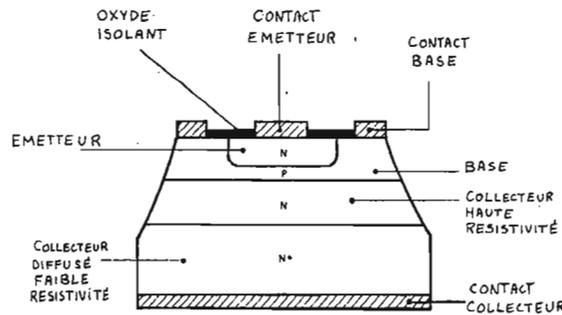


Fig. 13 - Coupe d'un transistor de puissance triple diffusé, de type NPN.

- une fréquence de transition moyenne,
- une bonne tenue aux forts courants,
- une bonne aire de sécurité,
- une bonne absorption d'énergies importantes en régime transitoire,
- une faible tension de saturation, donc puissance dissipée minimale,
- une tension collecteur-émetteur limitée (environ 150 volts).

L'emploi des transistors de puissance à base épitaxiée est recommandé dans les cas suivants :

- quand il est nécessaire d'avoir une sortie symétrique NPN ou PNP,
- quand la fréquence de fonctionnement ne dépasse pas quelques dizaines de kHz en régime sinusoïdal et quelques kHz en commutation,
- lorsqu'il faut un transistor PNP, soit pour effectuer une inversion, soit pour commander un transistor NPN.

VII-4. Transistor triple diffusé - Ce type de transistor, bien implanté à l'heure actuelle, est obtenu par un mode de fabrication demandant un certain nombre de manipulations et d'opérations supplémentaires qui rend ce dispositif un peu plus coûteux que les transistors à base homogène par exemple. Cependant, comme ils sont commercialisés depuis plusieurs années, leur technologie est bien connue et parfaitement maîtrisée, ce qui permet de tirer le maximum possible de leurs caractéristiques.

Le matériau de base est une rondelle de semiconducteur de haute résistivité. On diffuse, de part et d'autre de celle-ci, une zone à forte concentration d'impuretés (donc de faible résistivité). Sur une des surfaces de la

rondelle ainsi traitée, on élimine, par abrasion et attaque chimique, la région précédemment dopée, puis, toujours de ce même côté, on diffuse la base et, à l'intérieur de celle-ci, l'émetteur.

La figure 13 représente un transistor de puissance triple diffusé de type NPN.

Le matériau de départ est du silicium de type N dont la résistivité est choisie en fonction des tensions de claquage souhaitées. La double couche NN^+ , constituant le collecteur, est formée en diffusant de chaque côté de la rondelle initiale, une couche N^+ fortement contaminée, puis en l'éliminant par polissage et attaque chimique sur l'un des côtés. La zone N^+ qui sert de support mécanique est fortement dopée afin de diminuer la résistance de saturation. L'épaisseur et la résistivité de la couche N sont déterminées en fonction de la tension de claquage recherchée. Dans le cas des très fortes tensions, l'épaisseur doit être telle qu'elle finit par influencer sur les temps de commutation (c'est-à-dire qu'elle rend le transistor légèrement plus lent). Du côté de la couche N, on diffuse la base de type P, dans laquelle est réalisée ensuite, par diffusion localisée, l'émetteur de type N.

Les dispositifs réalisés par la méthode triple diffusion sont caractérisés par une faible tension de saturation, une vitesse de commutation élevée et une excellente tenue en tension. Ces avantages sont obtenus en partie, grâce à la combinaison d'un collecteur qui présente à la fois une partie mince et très résistive et une partie plus épaisse à faible résistivité.

En résumé, le transistor de puissance triple diffusé est caractérisé par :

- une faible tension de satura-

tion, donc une puissance dissipée minimale,

- une fréquence de transition élevée (supérieure à 10 MHz),
- des faibles temps de commutation,
- une très bonne tenue en tension base-collecteur (supérieure à 1 000 volts),
- une bonne linéarité du gain en fonction du courant collecteur,
- une aire de sécurité moyenne, sensible au second claquage,
- un coût plus élevé que la technologie à base homogène, car le processus de fabrication comporte de nombreuses phases supplémentaires.

L'emploi du transistor triple diffusé est recommandé dans les cas où :

- La fréquence de fonctionnement est élevée (jusqu'à 50 kHz en commutation, plusieurs MHz en régime transitoire).
- Il est nécessaire de garder des rendements élevés (faibles pertes de commutation).
- Il est nécessaire de fonctionner avec une tension élevée (peut-être > à 1 000 volts).

VIII CARACTÉRISTIQUES D'UN TRANSISTOR

Les paramètres qui caractérisent un transistor sont très nombreux. On peut les classer en deux grandes catégories qui sont les paramètres statiques et les paramètres dynamiques. Ils renseignent sur le comportement du dispositif lorsque celui-ci est ou non en fonctionnement. Certains de ces paramètres sont indiqués dans les notices des constructeurs, d'autres ne le sont pas, selon que le semiconducteur est destiné à tel ou tel emploi.

Dans l'intérêt de l'utilisateur, des limites absolues sont fixées. Si

ces limites sont dépassées, le transistor peut être endommagé ou il peut se produire une dégradation de ses performances. La durée de vie d'un semiconducteur, normalement fort longue, peut être écourtée de façon appréciable par une mauvaise utilisation. Lorsqu'on emploie des semiconducteurs, il faut toujours s'assurer qu'à aucun moment du fonctionnement, et pour quelque durée que ce soit, les limites absolues ne sont pas dépassées.

Les valeurs limites ne sont pas accessibles par une mesure. Le constructeur les fixe après de nombreux essais. Elles peuvent cependant donner lieu à des vérifications, mais tout dépassement risque d'entraîner la destruction du dispositif ou d'en altérer la fiabilité. Au contraire, les caractéristiques électriques peuvent être atteintes, et même dépassées, en cours de fonctionnement ; elles sont parfaitement mesurables. Il faut noter que le fabricant ne garantit pas une valeur exacte des caractéristiques électriques, mais une valeur maximale ou minimale et, éventuellement une fourchette.

D'autre part, certains paramètres sont parfois indiqués en valeur typique. Celle-ci ne constitue pas une garantie ; elle constitue simplement une indication et signale à l'utilisateur que ce paramètre est centré sur la valeur mentionnée, du moins pour une bonne partie des dispositifs. Cependant, cette indication n'est pas absolue, et l'on peut rencontrer un certain nombre de dispositifs qui s'écartent de cette valeur typique sans que cela puisse être considéré comme hors caractéristiques et constituer un motif de refus. Les seules caractéristiques sur lesquelles le constructeur s'engage sont celles qui sont indiquées en valeurs maximales et/ou minimales.

Remarquons également qu'il ne suffit pas, pour classer un transistor sous telle ou telle appellation Jedec ou Proélectron, que celui-ci réponde à certains paramètres déposés auprès de ces organismes. Le transistor doit être en conformité avec la totalité des paramètres garantis, tels qu'ils sont définis dans les feuilles de caractéristiques.

Un dispositif quelconque peut satisfaire, par exemple, aux conditions de gain, de tension de claquage, de courants de fuite et ne pas pouvoir remplacer tel autre transistor parce que, les

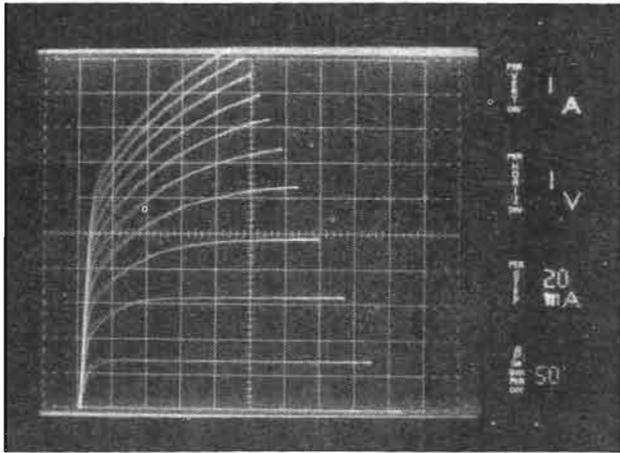


Fig. 14 - Réseau de Kellog d'un transistor de puissance NPN monté en configuration émetteur-commun, pour de faibles tensions émetteur-collecteur. Transistor BUX 21 de Sescosem, échelle horizontale = 1 V/div., échelle verticale = 1 A/div., courant base = 20 mA par échelon.

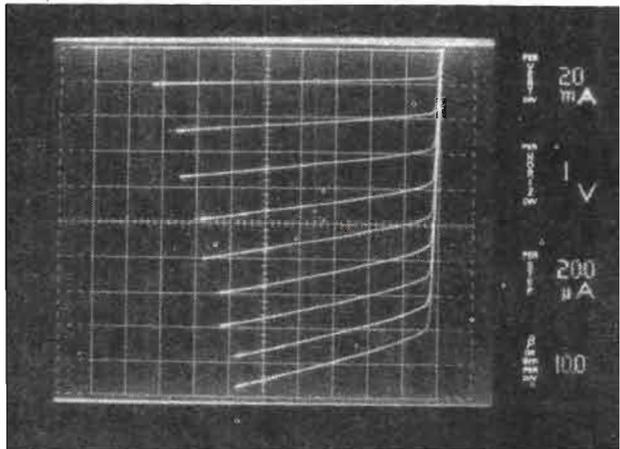


Fig. 15 - Réseau de Kellog d'un transistor PNP, monté en configuration émetteur-commun, pour de faibles tensions, émetteur-collecteur. Transistor BUX 14 de Sescosem ; échelle horizontale = 1 V/div., échelle verticale = 20 mA/div., courant base = 0,2 mA/échelon.

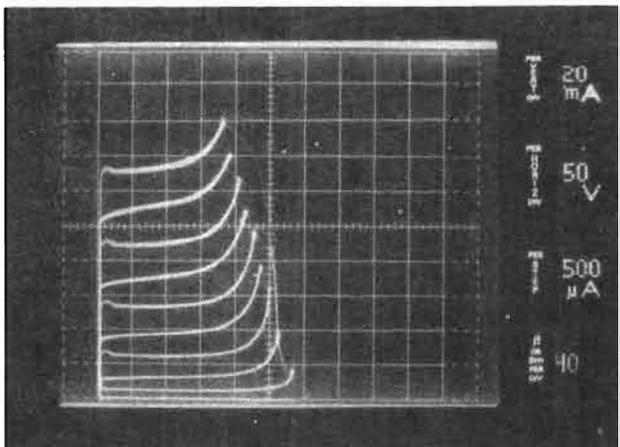


Fig. 16 - Réseau de Kellog pour le même dispositif que celui de la figure 14, mais à forte tension collecteur-émetteur mettant en évidence les tensions de claquage. Echelle horizontale = 50 V/div., échelle verticale = 20 mA/div., courant base = 0,5 mA par échelon.

technologies de fabrication étant différentes, l'un sera, par exemple, plus rapide que l'autre ou présentera une aire de sécurité différente.

Lorsqu'un fabricant de semi-conducteurs vend un dispositif sous une appellation connue, il s'engage à ce que le produit en question soit en conformité avec les caractéristiques publiées, et il se rend responsable de tout manquement à cet égard, en vertu de quoi il appose sa marque ou son sigle sur le boîtier. Dans ces conditions, l'utilisateur a toujours un recours dans l'éventualité, peu probable, où il y aurait un non respect des caractéristiques publiées (à condition, toutefois, que cette anomalie ne soit pas le fait d'une fausse manipulation commise par l'utilisateur lui-même).

Si le semiconducteur est commercialisé sous une appellation connue, mais sans marque, l'utilisateur est privé de tout recours puisque personne ne peut être rendu responsable. Dans son intérêt, l'utilisateur devra veiller à ce que les dispositifs acquis portent bien tous la marque ou le sigle du fabricant, ce qui est pour lui la meilleure garantie.

Il n'est pas possible d'examiner ici toutes les spécifications qui régissent le comportement d'un transistor de puissance; nous nous attacherons seulement à celles qui nous paraissent fondamentales.

Tout d'abord, il est bon de définir les termes et les symboles couramment utilisés dans les notices des constructeurs et dans la littérature technique.

Les tensions sont toujours notées V; les intensités I et les puissances P. Ces lettres majuscules sont accompagnées d'autres lettres qui viennent en indice. Ce sont: E pour l'émetteur, B pour la base et C pour le collecteur. De plus, d'autres indices peuvent indiquer dans quelle condition est effectuée la mesure. Ce sont:

- O (pour open), qui veut dire que la mesure étant effectuée entre deux électrodes, la troisième est laissée non connectée.
- S (pour short), qui signifie que la troisième électrode est reliée directement à l'une des deux autres.
- R (pour résistance), indique que la troisième électrode est reliée, par l'intermédiaire d'une résistance dont on donne la valeur, à l'une des deux autres.
- X il existe une tension inverse entre la 3^e électrode et l'une des deux autres.

- Y il existe une tension directe entre la 3^e électrode et l'une des deux autres.

- BR (pour breakdown), indique qu'il s'agit d'une tension de claquage ou d'avalanche.

- sus. Dans les circuits fortement inductifs, l'utilisation des transistors en commutation amène le point de fonctionnement ($V_{CE} = f(I_C)$) au voisinage de la tension de claquage, lors du reblocage, avec un courant collecteur important. L'évaluation des possibilités du dispositif dans ces conditions passe par la détermination de la tension dite de maintien ou de sustentation (sustaining voltage). Physiquement, elle correspond à un état où le claquage est entretenu par les porteurs injectés par l'émetteur. En raison de la puissance développée, cette valeur ne peut être déterminée qu'en régime impulsionnel. La tension V_{CEOSUS} est, en général, inférieure à la tension de claquage V_{BRICEO} .

Quelques exemples feront comprendre plus aisément cette normalisation. Le symbole V_{CEO} définit une tension continue appliquée entre collecteur et émetteur, la base étant laissée en l'air. V_{CBO} définit une tension continue, appliquée entre collecteur et base, l'émetteur étant non relié. $V_{BR(E)EO}$ indique une tension de claquage entre émetteur et base, le collecteur restant non relié.

VIII-1. Caractéristiques statiques

VIII-1-1. Tension de claquage

La caractéristique d'un transistor NPN, monté en configuration émetteur-commun, est représentée sur la figure 14; la même caractéristique, mais pour un transistor PNP cette fois, est donnée sur la figure 15. Sur ces réseaux, la tension V_{CE} est portée en abscisse, le courant collecteur I_C en ordonnée; le paramètre de ce réseau est le courant de base I_B , qui est dans le sens direct et va croissant. Un tel réseau est parfois nommé réseau de Kellog. Il permet de déterminer facilement une valeur en connaissant les deux autres. Il permet également de calculer le gain en courant h_{21E} ou β du transistor en faisant le rapport I_C/I_B .

Si l'on trace ces caractéristiques avec des courants de base de sens direct et des tensions collecteur-émetteur plus élevées, on obtient les courbes de la figure 16. Quand cette tension collecteur-

émetteur atteint une certaine valeur, il se produit une multiplication des porteurs de courant qui se traduit par un claquage de la jonction collecteur ; le transistor fonctionne alors dans sa caractéristique d'avalanche, ce qui peut être préjudiciable au dispositif. Le constructeur définit une tension maximale V_{CE0} ou V_{BRXCE0} qu'il faut toujours respecter et qui ne doit jamais être dépassée. Les tensions maximales sont parfois également caractérisées par des spécifications en V_{CBO} , V_{CES} ou V_{CEX} qui diffèrent les unes des autres par les conditions de mesure (voir fig. 17).

A signaler que, dans les notices, les tensions V_{CE0} , V_{CBO} , etc. sont suivies de l'indication du courant pour lequel elles ont été relevées. Par exemple, on peut trouver : $V_{CE0 (I_{C0})} = 90$ volts min., pour $I_C = 200$ mA, à 25 °C boîtier, mesuré en impulsions.

L'évolution de la tension V_{CER} en fonction de la résistance est indiquée sur la figure 18 : pour $R = 0$, la tension V_{CER} devient égale à V_{CES} ; pour $R = \infty$, la tension V_{CER} devient égale à V_{CE0} .

VIII-1-2. Courant de fuite

Les notations I_{CE0} , I_{CBO} , I_{CES} , I_{CER} , etc. indiquent la grandeur des courants de fuite entre le collecteur et l'émetteur, le collecteur et la base, etc. l'électrode non utilisée étant, ou non, reliée à une autre, ainsi que nous l'avons déjà vu. L'indication d'un courant de fuite doit toujours être suivie de la valeur de la tension ainsi que de la température pour laquelle la mesure a été effectuée. L'importance de la température dans la mesure des courants de fuite sera mise en évidence si l'on sait que, grossièrement, le courant de fuite double de valeur tous les 10 °C d'augmentation de température. Une indication correcte d'un courant de fuite sera, par exemple : $I_{CE0} = 1$ mA max. pour $V_{CE} = 70$ volts, à 25 °C de température de boîtier.

VIII-1-3. Gain en courant h_{21E}

Cette grandeur caractéristique très importante est définie, ainsi que nous l'avons déjà vu, par le rapport I_C/I_B . Pour être valable, cette indication doit être suivie des conditions de mesure, car le gain en courant d'un transistor varie en fonction du courant collecteur, de la tension qui existe entre le collecteur et l'émetteur, et de la température à laquelle a été effectuée la mesure. Habituel-

lement, le gain passe par un maximum puis diminue vers les fortes et les faibles intensités. Une indication correcte sera donc, par exemple : h_{21E} compris entre 20 et 70 pour $I_C = 4$ ampères et $V_{CE} = 4$ volts, à 25 °C de température de boîtier. Il faut aussi savoir que le gain augmente lorsque la température de jonction s'élève, ce qui, assez souvent, oblige à prévoir dans les montages des circuits de stabilisation. C'est également pour cette raison que la mesure du gain à fort courant et tension V_{CE} spécifiée ne doit être entreprise qu'en régime impulsionnel à faible facteur de forme (inférieur à 2 %), pour ne pas provoquer un échauffement de la pastille qui modifierait le gain.

Une courbe typique montrant la variation du gain en fonction du courant collecteur et de la température est donnée sur la figure 19.

VIII-1-4. Tension de saturation collecteur-émetteur V_{CESat}

Un transistor est saturé lorsqu'il laisse passer un courant important sous une tension collecteur-émetteur presque nulle. Le courant qui circule dans le dispositif n'est plus limité par le gain en courant de ce dernier, mais seulement par le circuit extérieur, ce qui revient à dire que l'on envoie à la base un courant I_B bien plus important qu'il serait nécessaire pour obtenir ce courant collecteur. Dans ce cas, le transistor se comporte comme une résistance de très faible valeur produisant à ses bornes une faible chute de tension appelée V_{CESat} . Celle-ci est définie pour un rapport I_C/I_B donné. Ce rapport est assez souvent de 10 ; on dit que la mesure se fait pour un gain forcé de 10, alors qu'en fait le gain réel du transistor peut être de 100 ou plus. Par exemple, on pourra trouver dans les notices des constructeurs : $V_{CESat} = 1,2$ volt max. pour $I_C = 10$ A et $I_B = 1$ A.

Comme il s'agit d'une valeur maximale, on peut être certain que si, dans le dispositif en question, on fait passer un courant collecteur de 10 A et un courant de base de 1 A, la tension entre collecteur et émetteur ne dépassera pas 1,2 volt (voir fig. 20).

La tension de saturation collecteur-émetteur augmente avec le courant collecteur, malgré que l'on maintienne un gain forcé constant. Elle augmente également avec la température, si bien que la mesure de ce paramètre à

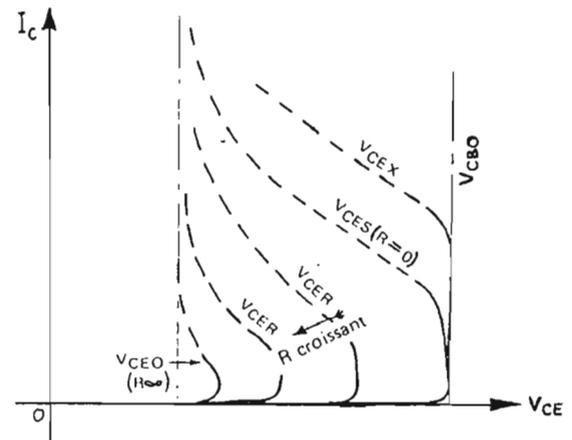


Fig. 17 - Allure des différentes tensions de claquage caractérisant un transistor.

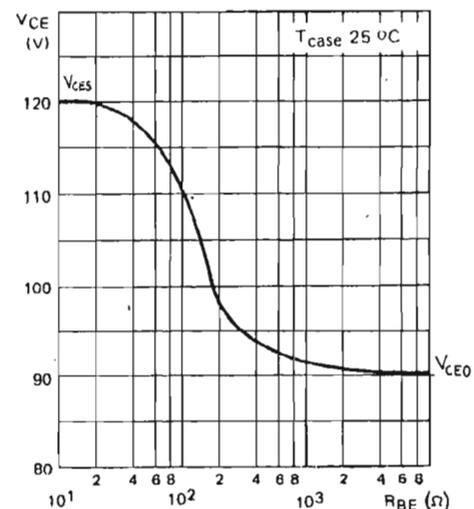


Fig. 18 - Évolution de la tension V_{CER} en fonction de la résistance insérée entre l'émetteur et la base. Pour $R = 0$, $V_{CER} = V_{CES}$ et pour $R = \infty$, $V_{CER} = V_{CE0}$.

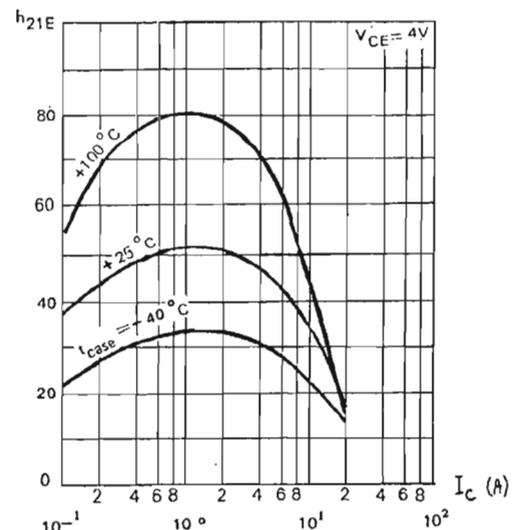


Fig. 19 - Variation du gain en courant h_{21E} en fonction du courant collecteur et de la température du boîtier.

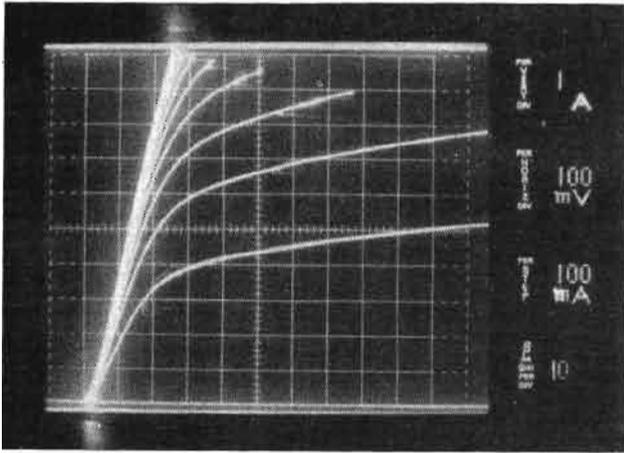


Fig. 20 - Aspect du réseau de Kellog d'un transistor de puissance NPN du type BUX 21, relevé pour de très faibles tensions collecteur-émetteur, mettant ainsi en évidence la tension de saturation V_{CEsat} . Echelle horizontale = 0,1 V/div., échelle verticale = 1 A/div., courant base = 100 mA/div., ce qui correspond à un gain forcé de 10.

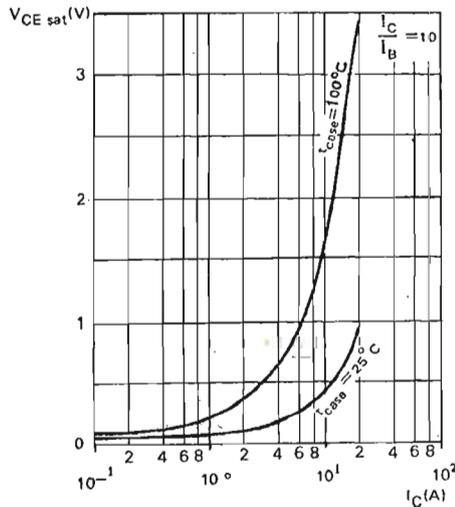


Fig. 21 - Variation typique de la tension de saturation V_{CEsat} d'un transistor de puissance NPN du type BDY 57 de Sescosem, en fonction du courant collecteur et de la température du boîtier, pour un gain forcé de 10.

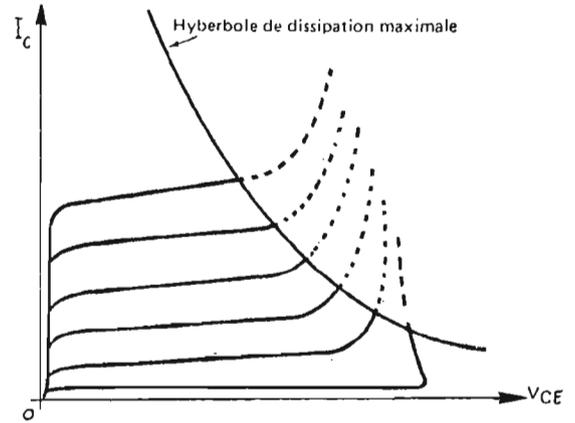


Fig. 22 - L'hyperbole de dissipation maximale est l'ensemble des points dont les coordonnées I_C et V_{CE} correspondent à la dissipation maximale ($I_C \times V_{CE}$) autorisée.

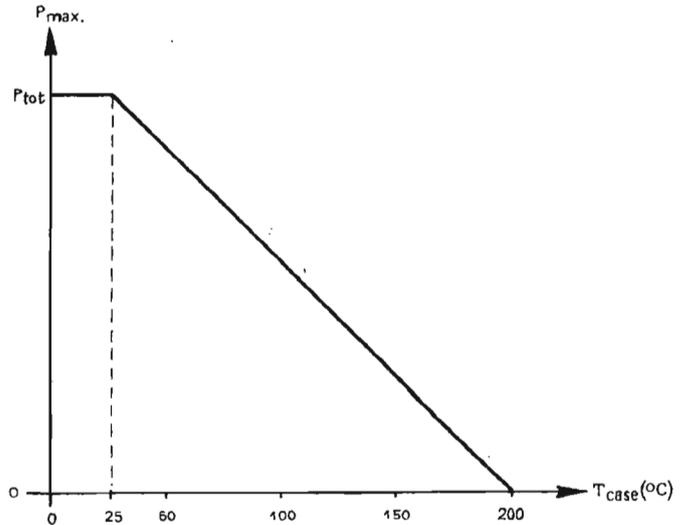


Fig. 23 - Courbe de diminution relative de la puissance maximale dissipable en fonction de la température.

fort niveau doit être aussi effectué en régime impulsionnel pour ne pas provoquer un échauffement qui fausserait la valeur relevée. La figure 21 est une courbe typique qui montre la variation de la tension de saturation en fonction du courant collecteur ainsi que de la température boîtier.

VIII-1-5. Dissipation de puissance

La puissance maximale dissipable au collecteur est toujours indiquée par le constructeur. On sait qu'une élévation de température trop importante du matériau semiconducteur peut détruire le réseau cristallin. Quand un transistor fonctionne hors du blocage et de la saturation, il existe une certaine différence de potentiel entre son collecteur et son émetteur, et simultanément un courant circule entre ces deux électrodes. Le produit de cette diffé-

rence de potentiel par le courant I_C représente une certaine puissance qui, elle-même, correspond à la dissipation, chaque seconde, d'un certain nombre de calories. Ces dernières contribuent à élever la température du cristal. L'élévation de température, au niveau des jonctions, ne doit pas excéder la température maximale de jonction T_{Jmax} fixée par le constructeur. La relation $V_{CE} \times I_C = P$ constante se traduit, sur le réseau de Kellog, par l'hyperbole de dissipation maximale représentée sur la figure 22.

Les calories développées à l'intérieur de la pastille doivent être évacuées à l'extérieur par l'intermédiaire du boîtier et d'un radiateur, puisqu'il s'agit d'un dispositif de puissance. Un type de boîtier donné est capable de dissiper une puissance déterminée. Evidemment, si la température extérieure augmente, cela diminue d'autant la puissance maximale que peut dissiper le disposi-

tif en maintenant le boîtier à 25 °C (cas des transistors de puissance). La puissance que peut dissiper le dispositif va diminuant quand la température ambiante s'élève. Souvent le constructeur publie une courbe (dite courbe de derating) qui permet de connaître la puissance maximale dissipable en fonction de la température ambiante. Cette puissance devient nulle quand la température du boîtier (T_{case}) atteint la température de jonction maximale ($T_{(vj)max}$) ainsi qu'il apparaît sur la figure 23.

Généralement, la puissance dissipée dans la jonction collecteur-base entraîne son échauffement. Les caractéristiques des matériaux semiconducteurs évoluant avec la température, cette dernière doit être nécessairement connue et contrôlée au niveau de la jonction collecteur-base, afin que l'utilisateur soit assuré du fonctionnement correct du transistor.

Cette garantie passe par la connaissance et l'usage des données de résistance thermique figurant dans les notices. En régime de dissipation permanente, on peut admettre que la température de jonction est proportionnelle à la puissance dissipée dans le transistor. L'état permanent est atteint lorsque la quantité de chaleur générée dans le transistor (par unité de temps) est égale à celle évacuée à l'extérieur (par unité de temps).

La relation suivante permet la détermination de la température de jonction :

$$\Delta T = R_{th} \times P_{diss}$$

dans laquelle ΔT est l'élévation de température de la jonction par rapport à la température du boîtier, R_{th} est la résistance thermique, exprimée en °C/W (si R_{th} est la résistance thermique jonction-boîtier, on obtient l'élévation de température qui existe entre le boîtier et la jonction), et P_{diss} est la puissance, exprimée en watts, qui

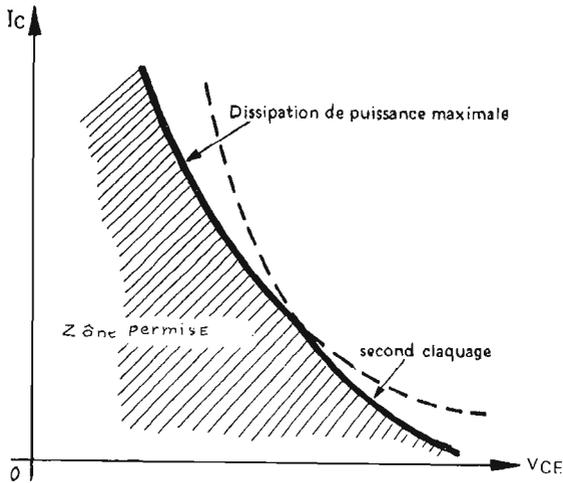


Fig. 24 - Graphique mettant en évidence la limitation par la puissance maximale dissipable et la limitation due au second claquage.

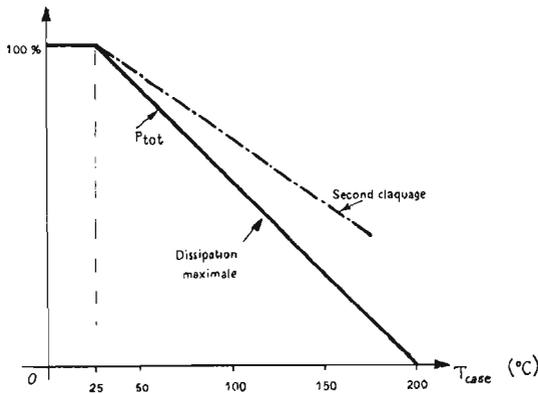


Fig. 26 - Courbe de diminution relative de la puissance maximale et du second claquage en fonction de la température.

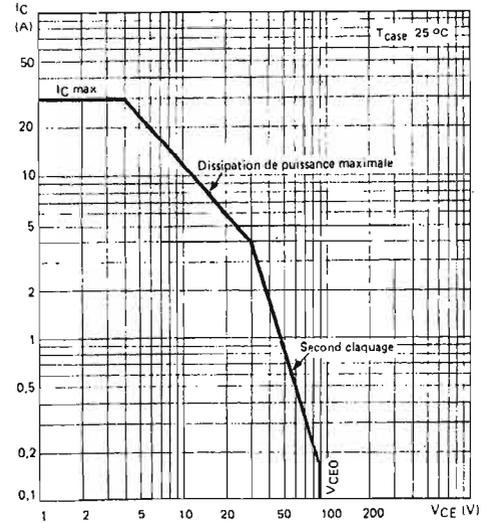


Fig. 25 - Aire de sécurité telle qu'on peut la rencontrer dans les notices des constructeurs. Elle est représentée en coordonnées Log. Log.

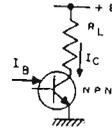


Fig. 27a - Schéma de principe d'un transistor NPN fonctionnant en commutation.

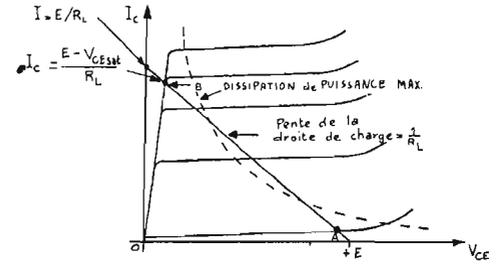


Fig. 27b - Tracé de la droite de charge du montage de la figure 27a sur le réseau de Kelllog.

est dissipée dans le transistor.

C'est la température atteinte par la jonction qui impose dans tous les cas une limite à la puissance que peut dissiper le transistor.

Que ce soit au blocage ou à la saturation, la dissipation collecteur est toujours très faible, puisque, dans le premier cas, le courant est presque nul, et qu'à la saturation c'est la tension V_{CEsat} qui est voisine de zéro. Utilisé en commutation, c'est-à-dire uniquement dans ces deux conditions, un transistor de petite dimension peut commander, dans la charge, des puissances relativement importantes, alors que lui-même ne dissipe dans le cristal qu'une puissance très réduite. Cette particularité explique l'intérêt que suscite ce mode de fonctionnement que l'on a tendance à employer chaque fois que cela est possible.

VIII-1-6. Aire de sécurité

Il est une autre limite, qui s'apparente quelque peu à la dissipation de puissance maximale, et

que l'on rencontre souvent dans les dispositifs de puissance : il s'agit du phénomène de second claquage. Il s'agit d'un phénomène très localisé à l'intérieur du cristal semiconducteur, qui se produit, au-delà d'une certaine tension, dans tous les transistors bipolaires, en une zone où la température de la jonction collecteur-base atteint une valeur produisant un point chaud suivi d'une fusion ponctuelle. Le second claquage se manifeste par l'effondrement brutal de la résistance interne du dispositif. La tension collecteur-émetteur tombe alors à une valeur faible ; le transistor est détruit. Dans la partie des caractéristiques soumises au second claquage, la puissance dissipable par le transistor est inférieure à celle déterminée par l'hyperbole de dissipation maximale (voir fig. 24).

Le second claquage en polarisation directe est un phénomène traduisant un emballement thermique localisé à la jonction collecteur-base, et dont la cause princi-

pale est une focalisation du courant. Cette concentration survient pour des niveaux de tension collecteur-émetteur et d'intensité collecteur bien déterminés pour chaque type de transistor : elle dépend, en premier lieu, de la technologie de réalisation.

La concentration de ce courant, c'est-à-dire la distribution non uniforme de la densité de courant injecté sous la surface d'émetteur, est favorisée par l'application d'une tension V_{CE} élevée, par la présence d'une base de faible épaisseur (grand gain en courant et fréquence de transition élevée), et par un taux de concentration d'impuretés de la zone de base décroissant de l'émetteur vers le collecteur. Il s'ensuit habituellement une réduction de la puissance dissipable, par apparition du second claquage, d'autant plus marquée que le transistor est plus rapide et/ou de forte tension.

La position respective des limites de dissipation maximales et de second claquage est représentée, sur la figure 24 en coordonnées linéaires. En reportant sur un gra-

phique, en coordonnées Log. Log., les limitations ci-dessus mentionnées, on délimite, avec les axes de coordonnées, un contour fermé à l'intérieur duquel tous les transistors d'un même type peuvent fonctionner en toute sécurité (voir fig. 25). La droite de charge du transistor, en régime de conduction, (jonction base-émetteur polarisée dans le sens passant), devra toujours rester dans l'aire de sécurité ainsi définie. Cette dernière est garantie par le constructeur.

En régime impulsionnel, la limite de dissipation par le second claquage de même que la limite de dissipation maximale sont modifiées par les constantes de temps thermiques du transistor. Elles sont déterminées expérimentalement, en régime d'impulsion unique, pour diverses largeurs d'impulsions. Rappelons que l'on convient habituellement de considérer comme impulsion unique, tout régime répétitif dont le facteur de forme est inférieur ou égal à 1 %.

La puissance de crête dissipa-

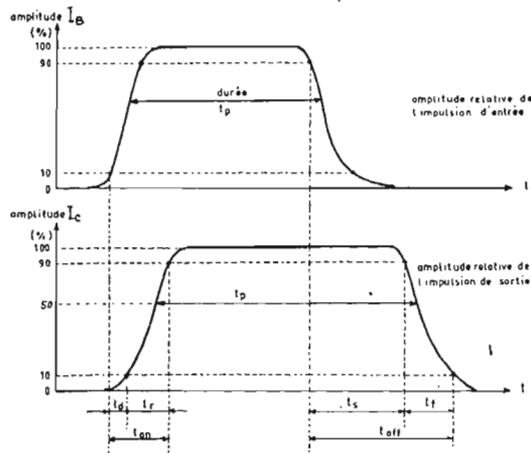


Fig. 28 - Définition des temps de commutation : en haut courant base, en bas courant résultant dans le circuit collecteur.

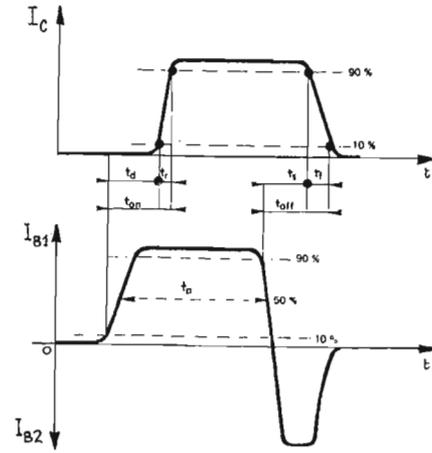


Fig. 29 - Modification de la représentation des formes d'onde en commutation lorsqu'on applique un courant de blocage I_{B2} .

ble peut être déterminée directement à partir de l'aire de sécurité en monoimpulsion qui figure sur les notices. Selon les valeurs crêtes du courant et de la tension pendant l'impulsion de puissance, on obtiendra une puissance de crête à ne pas dépasser. Cette dernière sera limitée soit par la dissipation maximale, soit par le second claquage en direct.

Dans le cas d'une impulsion unique, on peut assimiler la température du boîtier à la température ambiante, à condition toutefois que la constante de temps thermique du boîtier soit nettement supérieure à la durée de l'impulsion. Si la température du boîtier augmente, il faut modifier en conséquence la zone de l'aire de sécurité en impulsion, ce qui va vers une diminution de la possibilité en puissance.

Le courant de départ en second claquage diminue lorsque la température augmente. Cependant, il faut remarquer, qu'en fonction de la température, la variation relative du courant de départ en second claquage est moins importante que celle de la limite de dissipation (voir fig. 26).

VIII-2. Caractéristiques dynamiques

Les paramètres dynamiques qui se rapportent au fonctionnement du transistor sont très nombreux, particulièrement quand le dispositif est destiné à être utilisé en haute fréquence. Nous n'évoquerons ici que les paramètres les plus importants pour un transistor fonctionnant en com-

mutation, à savoir : le temps total d'établissement du courant (t_{on}), le temps total de décroissance du courant (t_{off}) et la fréquence de transition (f_T).

Rappelons qu'en régime de commutation saturée, le transistor, qui travaille par tout ou rien, est soit bloqué, soit saturé ; il se comporte donc comme un interrupteur.

VIII-2-1. Paramètres de commutation

Quand il est bloqué, le transistor se trouve soumis à la totalité de la tension d'alimentation et, éventuellement, à des surtensions transitoires. Le courant qui le traverse est son courant de fuite ; généralement, on peut négliger la puissance dissipée de ce fait devant les autres causes d'échauffement.

Lorsqu'il est en conduction, le dispositif est saturé si le courant de base est suffisant. De faibles valeurs de la tension de saturation collecteur-émetteur V_{CEsat} peuvent être obtenues. Bien que peu élevée, la puissance dissipée n'est plus négligeable :

$$P_{diss} = V_{CEsat} \times I_C$$

La plupart des pertes surviennent lors des commutations. Si elles demeurent de peu d'importance en basse fréquence, leur influence impose un certain dimensionnement du transistor à fréquence élevée. Les valeurs de la tension aux bornes du dispositif sont telles que la limitation due au second claquage n'intervient pas, du moins tant que le transistor est ou bloqué, ou saturé. Il est donc

nécessaire de définir de nouveaux critères propres au fonctionnement en commutation.

Le montage fondamental du transistor en commutation est donné sur la figure 27a. Le collecteur du transistor est réuni au pôle positif de la tension d'alimentation E, par l'intermédiaire d'une résistance de charge R_L . Lorsque le transistor est rendu conducteur, le courant maximal qui puisse circuler dans cette résistance est donné par simple application de la loi d'Ohm : $I_{max} = E/R_L$; cependant, du fait que le dispositif présente une tension de saturation V_{CEsat} , ce courant devient : $I = (E - V_{CEsat})/R_L$. Il correspond au point marqué B sur la figure 27b. Quand le transistor est bloqué, il ne circule qu'un très faible courant de fuite dans la résistance de charge (point A de la figure 27b). La droite qui joint les points A et B est appelée droite de charge : elle présente une pente égale à $1/R_L$.

On remarque, sur la figure 27b, que cette droite de charge coupe l'hyperbole de dissipation maximale. En régime de commutation saturée, ceci ne présente habituellement pas d'inconvénients car le transistor, fonctionnant en tout ou rien, passe du point A au point B et réciproquement, en un temps extrêmement bref. Le point de fonctionnement qui se déplace sur la droite AB ne coupe l'hyperbole de dissipation maximale que pendant quelques μs , voire moins, si bien que l'énergie développée dans le cristal pendant le passage dans cette partie

de la droite de charge est très faible parce qu'elle n'a lieu que transitoirement.

La base du transistor reçoit des impulsions de courant, c'est-à-dire que le courant de commande de base passe brutalement d'une intensité $I_B = 0$ à un courant I_B suffisant pour assurer la saturation du dispositif ; ce courant s'annule aussi brusquement qu'il s'était établi. Le courant collecteur suit le courant base, mais avec une amplitude supérieure et avec un certain retard. C'est ce qui est représenté sur la figure 28, où l'on peut voir, en haut, la forme de l'impulsion de courant appliquée à la base et en bas la forme de l'impulsion de courant que l'on recueille dans le collecteur. Les temps de commutation sont définis par la durée que met l'impulsion pour passer de 10 % à 90 % de sa valeur, ou inversement.

VIII-22. Fréquence de transition

La fréquence de transition d'un transistor est le produit du module du gain en courant dynamique ($|h_{21e}|$) par la fréquence de mesure, cette dernière étant choisie de telle sorte que $|h_{21e}|$ décroisse sensiblement à raison de 6 dB/octave. Cette mesure est effectuée à petits signaux, en configuration émetteur-commun et avec la sortie en court-circuit. Le module du gain en courant dynamique décroît aux fréquences élevées avec une pente théorique de 6 dB/octave. Dans cette zone, le produit fréquence $\times |h_{21e}|$ est sensiblement constant. Le

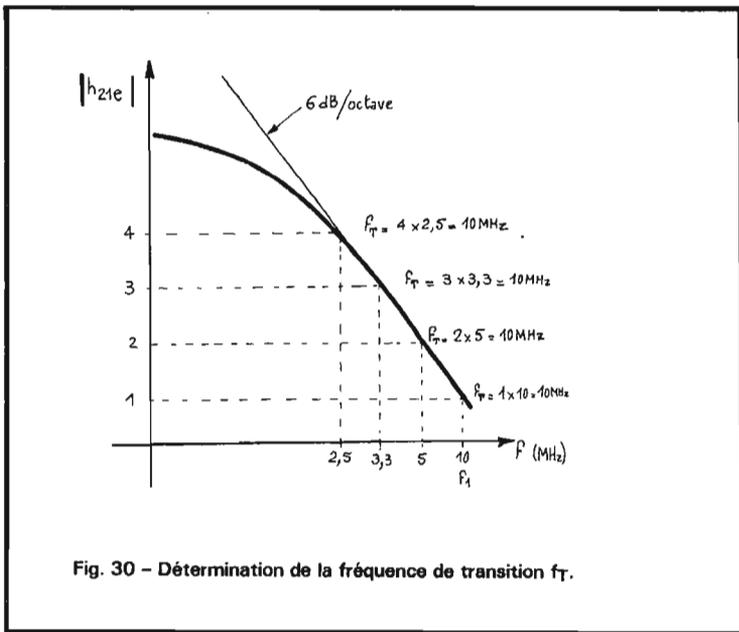


Fig. 30 - Détermination de la fréquence de transition f_T .

point particulier où le gain est égal à l'unité correspond à la fréquence f_T .

La fréquence de transition f_T renseigne sur la rapidité de fonctionnement du transistor, et, dans une certaine mesure, sur son aptitude à la commutation. La **figure 30** montre une courbe de mesure de f_T relevée pour un transistor dont la fréquence de transition serait de 10 MHz. La fréquence de transition dépend du courant collecteur qui circule dans le dispositif: habituellement, elle passe par un maximum pour diminuer vers les fortes intensités et les faibles courants. Elle est aussi fonction de la tension collecteur-émetteur.

Une indication correcte sera, par exemple: $f_T = 10$ MHz min. pour $I_C = 1$ A, $V_{CE} = 15$ V et (éventuellement) fréquence de mesure = 5 MHz.

Le temps total d'établissement du courant (t_{on}) est la somme du temps de retard à la croissance (t_d) et du temps de croissance (t_r).

Le temps total de décroissance du courant (t_{off}) est, lui aussi, la somme de deux temps: le temps de stockage (t_s) et le temps de décroissance (t_f).

Ces grandeurs figurent dans les notices des transistors plus particulièrement destinés à la commutation; elles sont toujours accompagnées des conditions de mesure.

Le temps de stockage vient limiter les performances du transistor utilisé en commutation. Pour diminuer ce temps de stockage, on applique, sur la base du transistor, au moment du changement d'état, une tension inverse

qui donne lieu à un courant inverse, généralement appelé I_{B2} . Ce courant inverse de base I_{B2} permet d'évacuer très rapidement l'excédent de charge accumulé pendant la période de saturation (pendant le passage du courant direct de base I_{B1}). La **figure 29** montre la forme du courant de base dans cette circonstance. On trouvera souvent cette indication dans les conditions de mesure des temps de coupure.

Une indication correcte sera donc, par exemple: $t_r = 0,3 \mu s$ max. pour $I_C = 40$ A, $I_{B1} = 4$ A et $I_{B2} = -4$ A. Pour plus de précision, le constructeur spécifie habituellement le schéma du circuit de mesure.

(à suivre)

G.L.

Nouveau modèle 75



Mini-30 Engel

30 watts 220 volts
bi-tension
110/220 volts

longueur : 250 mm
(sans pannel) : 180 mm
largeur : 24 mm
hauteur : 26 mm

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : **DUVAUCHEL**
3 bis, RUE CASTÉRÈS 92110 CLICHY TÉL. 737.14.90

pistolet soudeur

à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V. Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

Construisez un ORGUE KITORGAN

La même haute QUALITÉ SONORE



dans ce petit orgue comme dans ce prestigieux instrument d'études et de concert

Montez vous-même un orgue de grande qualité, progressivement, grâce aux ensembles modulaires KITORGAN.

- Toutes nos réalisations sont complètes, et peuvent s'ajouter à tout moment. Au premier clavier et aux 12 premiers jeux, on peut adjoindre, quand on le désire: vibratos, percussions, tirettes harmoniques, réverbération, vibrato déphaseur, effet de chœur, 2° clavier, pédalier 13, 27 ou 32 notes, accouplements, etc.
- Dès le 1^{er} ensemble, vous bénéficiez du circuit destiné au grand orgue, ce qui garantit une qualité inégalée dans toute réalisation commerciale.
- La modernisation de votre instrument restera possible, pour suivre les progrès de la technique électronique.



NOUVEAUTÉ 1975

GS1: Générateur à circuits intégrés et synthétiseur d'octave: garantit automatiquement un accord parfait et définitif, sur les 84 notes de l'orgue. Le KIT: 1 100 F Franco

GS2: KIT d'adaptation du synthétiseur d'octaves aux orgues antérieurs. Le KIT: 290 F + Port: 10 F

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio: 56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous: tél.: 997.19.78

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à:

SA ARMEL
BP 14 - 95220 HÉRBLAY

Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure «CONSTRUIRE UN ORGUE». Ci-joint 5 F en timbres.

NOM:

Profession:

Adresse:

Signature:

HP MAI 75 A

LA TELEVISION COULEURS

A CIRCUITS INTEGRES

EN raison du grand nombre de dispositifs nouveaux, introduits dans les parties essentielles des appareils de TV couleur, l'emploi des transistors individuels, après celui des lampes, est de plus en plus onéreux et le montage de plus en plus compliqué.

Pour cette raison et aussi pour faciliter le dépannage, il a fallu recourir à l'intégration de la plupart des parties des téléviseurs.

Pour obtenir un montage complet cohérent, il est préférable que toutes ses composantes soient étudiées les unes pour les autres et par un seul fabricant capable de réussir cette prouesse.

La RTC - La Radiotechnique - Compelec, proposent actuellement le jeu de circuits intégrés dans lequel on trouvera tout ce qui pouvait être intégré.

Pratiquement, **ne sont pas** intégrés les parties suivantes : le sélecteur d'entrée (têtes HF) d'alimentation à découpage, l'étage de puissance de la base de temps lignes et quelques petits dispositifs de liaison.

Voici la nomenclature des CI du « jeu » de CI utilisables dans un téléviseur ultra-moderne :

FI vision TDA 1052

FI son AM TDA 2670

FI son FM TBA 75D-A

Décodage : TCA 640 - 650 - 660 - 540

Traitement du signal VF : TDA 2590

Déviations verticales : TDA 2600

Puissance en BF : TBA 2610

Commande par effleurement : TDA 2620 - 2630 - 2631

Commande de l'alimentation à découpage : TDA 2640.

LES EXIGENCES DE L'UTILISATEUR ET DU CONSTRUCTEUR ET LEUR SATISFACTION

1) Que recherche l'acheteur d'un téléviseur couleur ?

Qualité de l'image et du son, facilité et confort d'utilisation, fiabilité et moindre coût des interventions après achat.

2) Que souhaite le constructeur de ce même téléviseur ?

Minimisation de ses temps de montage et de réglage, possibilité de conception et de réalisation de fonctions modulaires adaptées à la grande série et à un service après vente aisé, souplesse des solutions techniques permettant des « variations » autour d'un même châssis.

3) Que peut offrir RTC en tant que fabricant de circuits intégrés pour, à travers le constructeur,

satisfaire l'utilisateur final ?... une gamme de circuits intégrés.

Depuis plus de trois ans, RTC développe et industrialise les circuits intégrés qui doivent permettre aux fabricants de téléviseurs de satisfaire techniquement et économiquement les utilisateurs de plus en plus exigeants...

Non seulement les dispositifs développés correspondent aux normes de réception française (modulation positive, son AM, SECAM) ; mais ils satisfont également les normes des pays frontaliers (PAL/SECAM) et ouvrent la porte aux exportations.

A l'exception des sélecteurs de canaux et de l'étage de balayage horizontal, toutes les fonctions du téléviseur sont intégrées.

C'est donc une gamme unique tant par son « taux de couverture » du téléviseur que par les solutions techniques mises en jeu.

De ces considérations, on peut déduire que malgré la hausse

générale des prix, ceux des appareils TV se maintiendront largement dans les possibilités des utilisateurs. Ceux-ci bénéficieront, en outre, des nombreux perfectionnements dont certains sont appréciables même pour un non technicien, comme par exemple la commande par effleurement, un dispositif qui aurait été pratiquement difficile à réaliser par des circuits non intégrés.

Nous n'avons pas l'intention dans cet article et dans ceux qui le suivront, de donner la description d'un téléviseur en couleurs bien déterminé, mais d'analyser les divers CI proposés par la RTC et aussi par d'autres fabricants, en les considérant plutôt comme des composants complexes.

Pour chaque CI on donnera par conséquent une rapide analyse technologique : schéma de principe, schéma de branchement, caractéristiques.

Nous déconseillons absolument aux amateurs d'entreprendre la réalisation d'un téléviseur couleur... d'amateur.

Ce genre d'appareil, en raison des moyens nécessaires pour réussir une construction fiable, économique et à hautes performances, n'est plus du domaine de l'amateur, qui devra actuellement réaliser lui-même des appareils moins complexes.

A notre avis, il est préférable d'entreprendre la construction d'appareils plus simples avec des chances de réussite, que celle d'appareils compliqués avec de maigres chances de succès. Les causes perdues d'avance doivent être abandonnées par les amateurs auxquels l'électronique

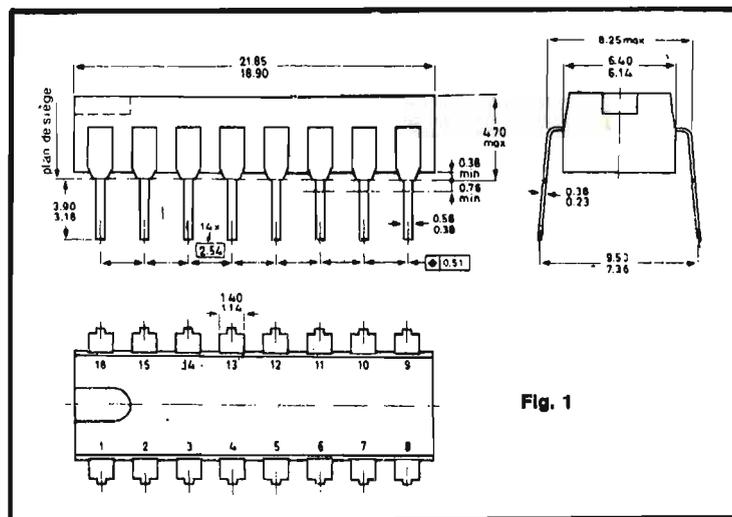


Fig. 1

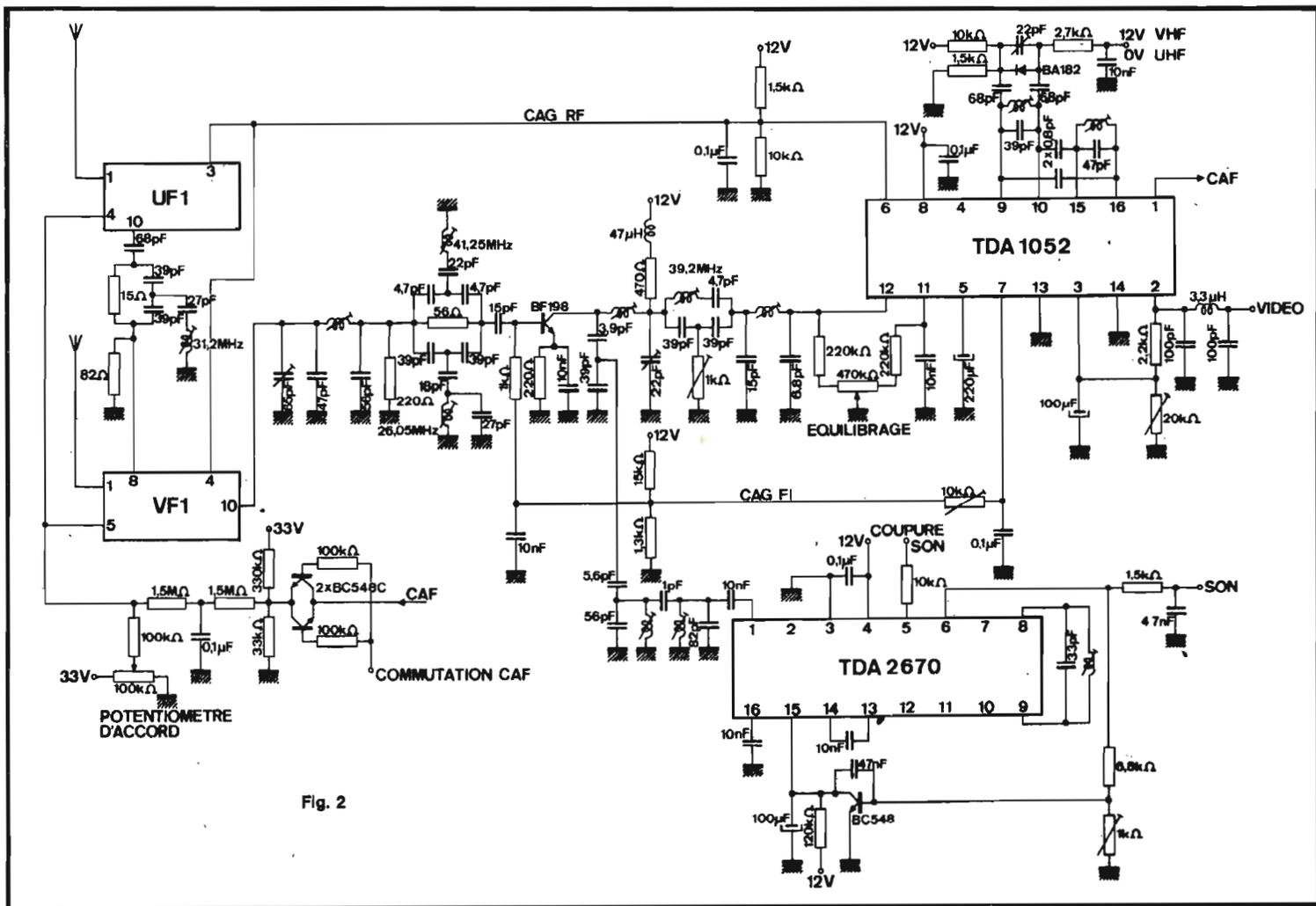


Fig. 2

offre actuellement quantité de montages extrêmement intéressants à construire, comme par exemple des chaînes Hi-Fi, des radiorécepteurs, des montages d'émission, des petits montages électroniques, des instruments électroniques de musique, etc.

Nous commencerons par les CI les moins complexes, afin de familiariser le lecteur avec cette technologie nouvelle qui bon gré, mal gré, s'introduira fatalement dans la construction des appareils électroniques.

LE TDA 1052 AMPLIFICATEUR FI VISION ET LE TDA 2670 FI SON AM

Le CI TDA 1052 est monté dans un boîtier 2 fois 8 broches rectangulaire de forme « classique ». Il en est de même du TDA 2670.

Nous ne donnons pas leurs schémas intérieurs, beaucoup trop abondants en composants actifs et passifs et prenant trop de place pour être insérés dans notre article.

Voici d'abord quelques indications sur le TDA 1052.

Le circuit intégré monolithique TDA 1052 est un amplificateur et démodulateur FI destiné à la réception des émissions aux **normes françaises (et L)** et aux **normes C.C.I.R. (B, G, K...)**. La réalisation des récepteurs bistandards français ou multistandards s'en trouve ainsi facilitée.

Ce circuit comprend les fonctions suivantes :

- (a) amplificateur FI,
- (b) démodulateur à inversion de polarité du signal vidéo composite
- (c) préamplificateur vidéofréquence (sortie à polarité positive),
- (d) détecteur de CAG,
 - mesure du « fond de top » en modulation négative.
 - Mesure de la valeur moyenne ou mesure du niveau du noir en modulation positive.
- (e) amplificateur de CAG-FI (transistors NPN)
- (f) amplificateur de CAG-RF destiné à la commande de transistors PNP,
- (g) retard de la CAG-RF ajustable extérieurement, (RF = HF)
- (h) circuit de CAF utilisable dans

les deux standards (2 sens possibles de variation en modulation positive). Ce circuit convient donc à tous les types de têtes RF dans les récepteurs multistandards, (i) circuit de commutation interne par niveau continu.

D'autre part, le TDA 2670, à associer au précédent se caractérise comme suit :

Ce circuit intégré monolithique est un amplificateur FI destiné à la réception des émissions françaises (son en modulation d'amplitude).

Les fonctions de ce circuit sont :

- amplificateur FI à deux étages dont l'un est commandé en gain,
- démodulateur synchrone,
- préamplificateur AF.

Ce circuit utilisé conjointement au TDA 1052 amène une importante simplification dans la réalisation des platines FI.

A la figure 1 on donne le détail du boîtier à 16 broches prévu pour ces deux CI.

Les dimensions sont en millimètres et sont valables, en général, pour tous les boîtiers des CI à 16 broches.

SCHÉMA GÉNÉRAL DE MONTAGE D'UNE PLATINE FI

Avec ces deux CI on pourra établir un sous-ensemble Hi-Fi image et son aux normes françaises.

La RTC est actuellement la seule à proposer un montage à CI de ce genre.

Voici à la figure 2 le schéma proposé dont la complexité serait immense dans une réalisation à transistors.

ANALYSE DU MONTAGE VOIE FI SON

Avec le son FI on se trouve en terrain connu, le montage présentant des points communs avec les montages radio.

Le TDA 1052 délivre un signal vidéofréquence de 3 V crête pour une tension FI nominale d'entrée de 2 mV eff.

Si l'on admet la valeur de 14 dB pour l'amplification HF des sélecteurs et si la sensibilité globale HF + FI, que l'on désire attein-

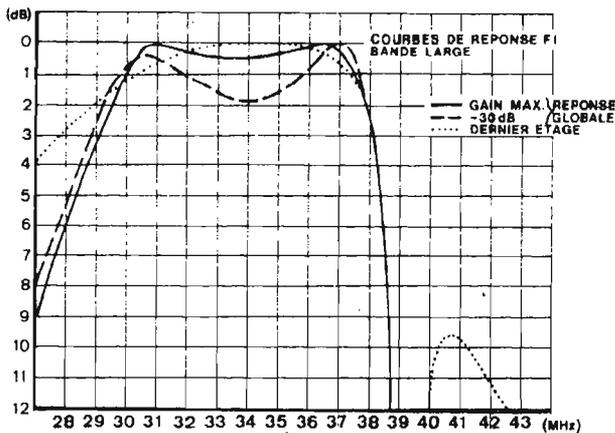


Fig. 3

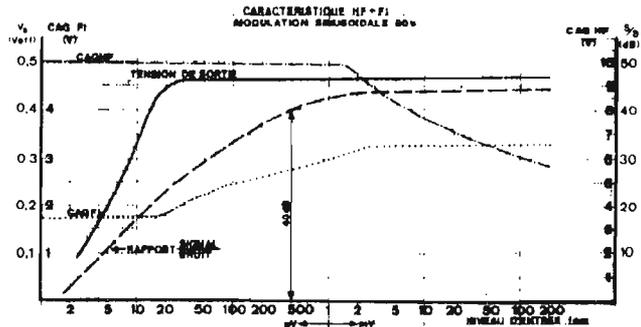
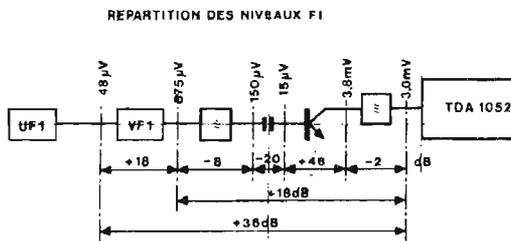


Fig. 4

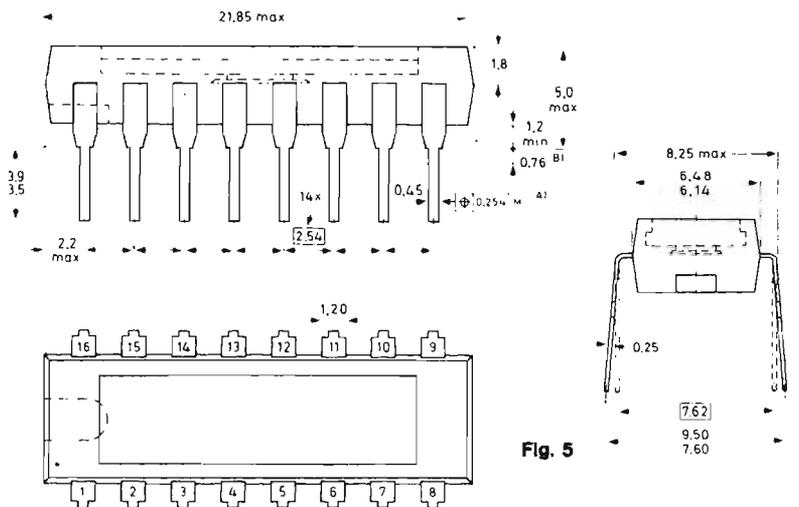


Fig. 5

dre, est de $20 \mu\text{V}$ eff au seuil de la CAG, on a besoin d'une amplification FI de :

$$20 \log \frac{3000}{20} - 14 = 30 \text{ dB}$$

Compte tenu de l'impédance d'entrée du circuit intégré, cette amplification peut être réalisée à l'aide d'un seul transistor à gain commandé.

La réduction de gain que ce transistor doit pouvoir amener, est de l'ordre de 40 dB si nous voulons atteindre un niveau HF de 1 à 2 mV eff tout en gardant un gain maximal sur le sélecteur RF. Cette valeur assure le meilleur compromis entre l'admissibilité et le rapport signal/bruit de l'ensemble. Au-delà de ce niveau, la CAG HF doit entrer en action.

Un démodulateur synchrone, comme celui qui équipe le TDA 1052 est par conception extrêmement linéaire même à bas niveau. Cette caractéristique permet une réduction non négligeable des produits d'intermodulation.

Ayant à recevoir des émissions couleur, on est en présence de signaux à trois fréquences présentes simultanément, les fréquences FI vision, FI son et la sous-porteuse couleur.

Ces trois signaux produisent des composantes d'intermodula-

tion au voisinage de 2,1 MHz, qui demandent pour être suffisamment atténuées une réjection de la porteuse son d'environ 40 dB.

Cette valeur est plus faible que celle nécessaire dans le cas d'un démodulateur conventionnel.

VOIE FI SON AM

Le circuit utilisé dans la voie FI son est un TDA 2670. Il comprend, outre le démodulateur, une amplification FI à gain commandé.

Au gain maximum, le niveau nécessaire est de $700 \mu\text{V}$.

Si l'on utilise le gain dû au transistor de la voie FI vision, on pourra obtenir une sensibilité son de $5 \mu\text{V}$, soit un rapport de sensibilité son/vision de 4.

On remarquera la prise capacitive permettant l'extraction du son de la voie FI vision.

Le démodulateur utilisé dans le TDA 2670 est aussi du type synchrone. La caractéristique linéaire de ce type de démodulateur n'est pas indispensable ici. Cependant, la complication introduite par le circuit de régénération de la porteuse n'est qu'apparente et la sélectivité supplémentaire ainsi introduite assure une meilleure protection contre les interférences dans la voie son.

Le TDA 2670 comporte une entrée permettant la coupure son. Elle peut être utilisée lors de la commutation d'un canal à un autre.

VOIE FI VISION

Démodulation : La régénération de la porteuse, nécessite un circuit accordé : le facteur de qualité nécessaire se situe autour de 50, compromis entre une bonne linéarité qui exige une valeur élevée et la facilité de réglage.

L'accord doit se faire sur la porteuse FI vision et cette fréquence étant différente selon que l'on a affaire à une émission diffusée selon la norme E ou selon la norme L, une commutation est nécessaire.

La figure 2 montre le circuit qui a été utilisé, l'accord de la bobine se faisant sur 28,05 MHz, la diode étant conductrice ; l'accord sur 32,7 MHz est effectué au moyen de la capacité ajustable, la diode étant bloquée.

L'entrée du signal FI se fait en asymétrique, la borne 11 étant mise à la masse par une capacité.

On remarquera les potentiomètres d'équilibrage servant à compenser les dispersions du circuit, ainsi que le filtre de sortie vidéo-fréquence qui doit, rappelons-le,

couper à une fréquence double de celle de la porteuse vision, soit environ 60 MHz.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN (CAG)

La CAG adoptée dans le montage de la figure 2 est alimentée sur la valeur moyenne du signal VF. Remarquons le réseau d'intégration inséré entre les broches 2 (sortie VF) et 3 (entrée de CAG).

La résistance ajustable sert à fixer le niveau démodulé.

Dans ces conditions, le signal démodulé, de polarité positive, doit avoir une amplitude crête-crête de 3 V, le fond des tops de synchronisation se situant à 3 V.

Le courant de CAG RF commandant ici des sélecteurs équipés de transistors PNP, est disponible à la broche 6 du CI.

COURBE DE RÉPONSE FI

On donne à la figure 3 la courbe de réponse de la partie comprise entre le transistor BF 198 et le CI type TDA 1052. Celui-ci comprend, comme on le voit, un réjecteur son à 39,2 MHz inséré dans le couplage d'un filtre de bande dont la largeur peut être ajustée par une capacité.

Le choix de cette configuration assure une bonne sélectivité et réduit ainsi l'importance des rebondissements hors bande.

Le complément de sélectivité est fourni par les circuits placés entre le sélecteur et le BF 198. Ceux-ci sont classiques, le primaire du filtre de bande étant, comme il est d'usage, dans le sélecteur VHF.

La réponse globale de cet amplificateur FI est représentée figure 3, et ce pour deux états de la commande de gain : au maximum et à - 30 dB.

Cette même figure représente les niveaux mesurés en différents points de la voie FI vision dans les conditions de gain maximal.

La sélectivité en bande étroite est assurée par les circuits compris dans le sélecteur UHF, complétés par une réjection de la porteuse son du canal adjacent (31,2 MHz) inséré entre les deux sélecteurs.

COMMANDE AUTOMATIQUE DE FRÉQUENCE (CAF)

Avec le circuit intégré TDA 1052 on peut obtenir la CAF à partir d'un signal déphasé par rapport au signal de référence. Ce déphasage est de 90° lorsque le signal incident est à la fréquence porteuse FI vision.

Il est assuré par un circuit branché entre les broches 15 et 16 ; ce circuit est faiblement couplé à celui servant à la régénération de la porteuse.

Dans cette réalisation, la CAF n'a été rendue opérante qu'en bande étroite, ce qui simplifie les commutations nécessaires. Le circuit sélectif doit, évidemment, être accordé sur la fréquence porteuse FI vision.

Il aurait fallu utiliser, sans cette simplification, un circuit plus complexe, analogue à celui utilisé pour la régénération de la porteuse.

La sortie de l'information de CAF, sous forme d'un générateur de courant bidirectionnel, se fait par la broche 1 ; c'est la liaison de cette broche avec les sélecteurs que l'on doit couper pour rendre la CAF inopérante.

Cette coupure est nécessaire :
1) dans le cas de réception des canaux en bande large,
2) pendant la commutation d'un canal à l'autre,
3) lors du réglage du potentiomètre d'accord.

Le courant qui traverse cette liaison est nul à l'accord parfait ;

l'interrupteur utilisé doit présenter une haute impédance à l'ouverture, une basse impédance à la fermeture sans injecter du courant dans le circuit externe. La configuration adoptée (deux transistors en tête-bêche) répond à ces critères d'une manière satisfaisante.

Compte tenu de l'excursion en tension disponible à la sortie du TDA 1052 (0 à 6 V), le pont résistif de polarisation doit être centré sur 3 V.

CARACTÉRISTIQUE GLOBALE

La caractéristique de l'ensemble RF + FI est représentée à la figure 3, les mesures ayant été faites avec un signal modulé à 50 %.

On y a fait figurer les tensions de commande CAL RF et FI, ainsi que le rapport signal/bruit transposé pour une modulation de 100 %.

L'ensemble décrit convient pour les récepteurs couleur ou noir et blanc des émissions TV de normes françaises E et L. Les sélecteurs du type UF1 et VF1 de RTC.

Pour le moment nous nous en tiendrons aux récepteurs de nor-

mes françaises. Pour continuer l'exposé fait au sujet des récepteurs vision et son, on a le choix entre la partie VF qui est la plus complexe car elle contient les circuits de luminance et ceux de chrominance dans lesquels sont inclus les dispositifs de décodage SECAM, et la partie BF qui suit le récepteur de son.

Commençons avec les CI proposés par la RTC, pour les parties BF, s'adaptant parfaitement aux sorties des montages FI et détecteurs.

Les amplificateurs BF conviennent aussi bien pour les appareils de normes françaises que pour ceux de normes étrangères et, en particulier, quel que soit le procédé de modulation du signal FI son.

AMPLIFICATEUR BF À CI TDA 2610

Le montage pratique de ce CI est extrêmement simple et la partie BF du téléviseur est peu encombrante bien qu'en réalité, elle fournit le spectacle sonore qui est 50 % du spectacle total fourni par la TV.

Ce CI est monté dans un boîtier à 16 broches muni d'une pla-

quette de dissipation solidaire du boîtier (voir figure 5).

Les principales caractéristiques du TDA 2610 sont données par le tableau I et II.

ANALYSE RAPIDE DU FONCTIONNEMENT DU TDA 2610

Le TDA 2610 est un circuit intégré monolithique spécialement conçu pour les applications TV couleur et noir/blanc.

Il regroupe un amplificateur BF, classe B, et un système de stabilisation du courant consommé sur l'alimentation.

L'amplificateur peut fournir jusqu'à 7 W de puissance sur une charge de 10 Ω ; cette puissance est toutefois limitée à 4 W sous 15 Ω lorsque le stabilisateur de courant d'alimentation est utilisé.

Le TDA 2610 est présenté en boîtier VO-10 A2 qui permet d'obtenir une $R_{th\ j-b}$ de 3,3 °C/W (voir figure 5).

Le nombre des composants périphériques nécessaires au fonctionnement du circuit a été réduit au minimum.

Voici à la figure 7 le schéma fonctionnel de ce CI.

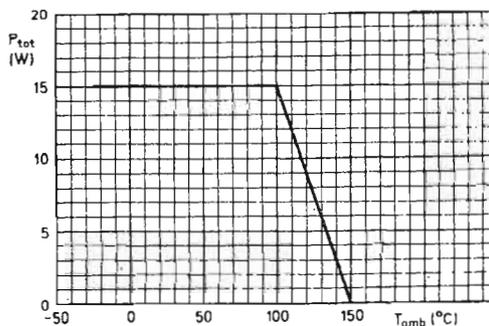


Fig. 8

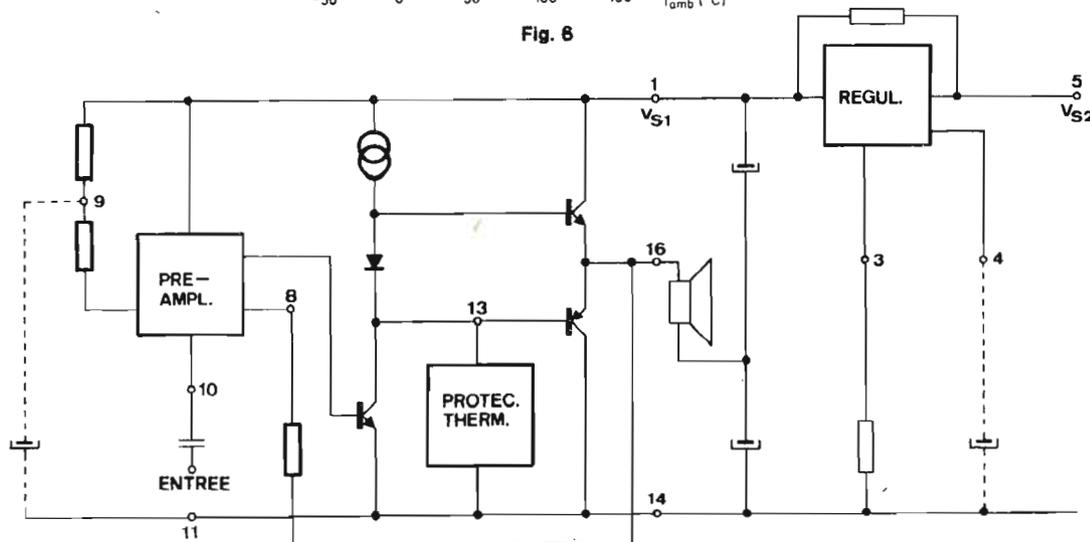
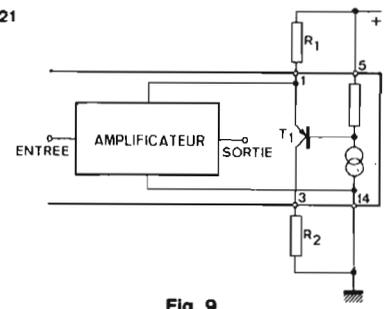
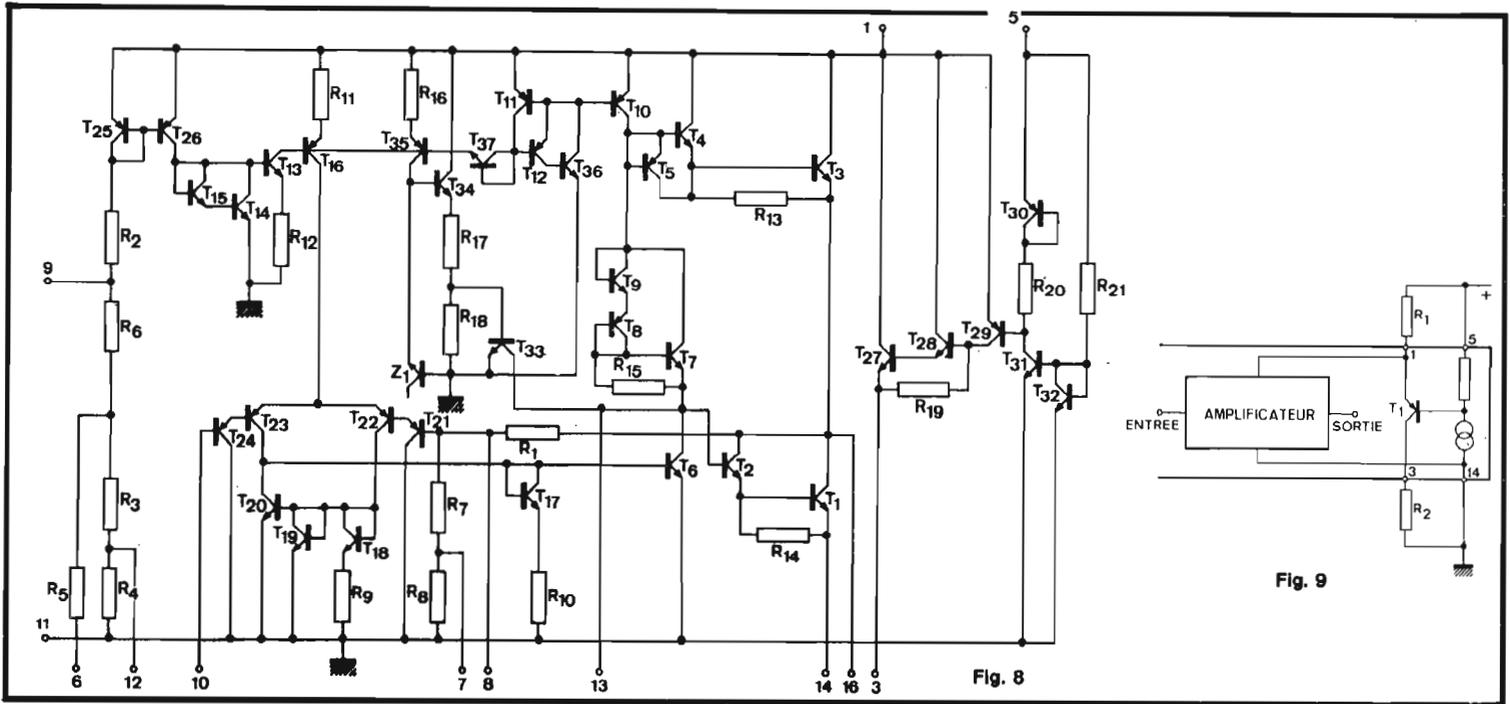


Fig. 7



PARTIE AMPLIFICATRICE

La partie amplificatrice BF (ou AF) est composée d'un préamplificateur, d'un étage de commande travaillant en classe A et d'une paire de transistors de puissance en classe B.

Un circuit de protection thermique complète la partie amplificatrice.

La partie **préamplificatrice** est composée d'un amplificateur différentiel (T₂₁, T₂₂, T₂₃, T₂₄) dont

les entrées sont accessibles par les broches 8 et 10 (voir figure 8).

La broche 10 doit être reliée à la broche 6, de manière à polariser l'entrée. Le signal audiofréquence est appliqué à la broche 10.

La broche 9 permet de découpler l'alimentation de manière à obtenir une bonne réjection des ondulations de la tension d'alimentation.

Les broches 7 et 12 permettent de modifier le taux de contre-réaction sans changer la polarisation de l'étage.

La sortie de l'**amplificateur** différentiel d'entrée se fait sur le collecteur de T₂₃ ; l'étage de commande de l'étage de sortie. La charge de cet étage est un générateur de courant T₁₀.

Les transistors T₇, T₈ fournissent la tension de polarisation entre les bases de la paire de transistors de sortie et stabilisent le courant de repos.

Les transistors T₃, T₄, T₅ et T₁, T₂ forment l'équivalent d'une paire de transistors complémentaires permettant de délivrer à la charge la puissance désirée (broche 16).

La protection thermique est assurée par le transistor T₃₃ qui se trouve à la même température que T₁ et T₃. Ce transistor vient shunter progressivement T₆ si la température dépasse une valeur donnée.

La rapidité de réaction de ce circuit est telle que la protection contre les court-circuits de la charge est également assurée.

aux bornes d'une résistance placée en série sur l'alimentation.

La figure 9 montre le schéma de principe de la régulation. Le générateur de courant impose une tension constante aux bornes de la résistance R₃.

Le transistor T permet de conserver une tension constante aux bornes de la résistance chutrice R₁.

Si le courant nécessaire à l'amplificateur n'est pas suffisant pour assurer la chute de tension aux bornes de R₁, le transistor conduit et dérive le courant complémentaire vers la masse. La résistance R₂ permet de dissiper une partie de la puissance à l'extérieur du circuit.

Sur le schéma interne figure 8, le générateur de courant est réalisé par T₃₁ et T₃₂ ; le transistor régulateur est réalisé par R₂₇, T₂₈ et T₂₉.

Les résistances dissipant la puissance sont extérieures au circuit (R₁ et R₂).

Dans le prochain article, on donnera les schémas d'application du TBA 2610.

Références : Documents de la RTC.

TABLEAU 1

Tension d'alimentation	V ₅₋₁₁	nom	26 V
Courant d'alimentation	I ₅	nom	300 mA
Résistance de charge	R ₁₆₋₁₁	nom	15 Ω
Puissance de sortie à f = 1 kHz ; d _{tot} = 10 %	P _S	nom	4 W
Tension d'entrée pour P _S = P _S max	V ₁₀₋₁₁	nom	100 mV eff.
Impédance d'entrée	Z ₁₀₋₁₁	nom	45 kΩ

TABLEAU 2

valeurs à ne pas dépasser :

Tensions			
Tension d'alimentation à la borne 5	V ₅₋₁₁	max	38 V
Tension d'alimentation à la borne 1	V ₁₋₁₁	max	35 V
Courant			
Courant de sorqje	I _{16M}	max	2 A _c
Puissance dissipée			
Puissance totale dissipée	voir fig. 6		
Températures			
Température de stockage	T _{sig}	-55 à +150	°C
Température ambiante de fonctionnement	T _{amb}	-25 à +150	°C

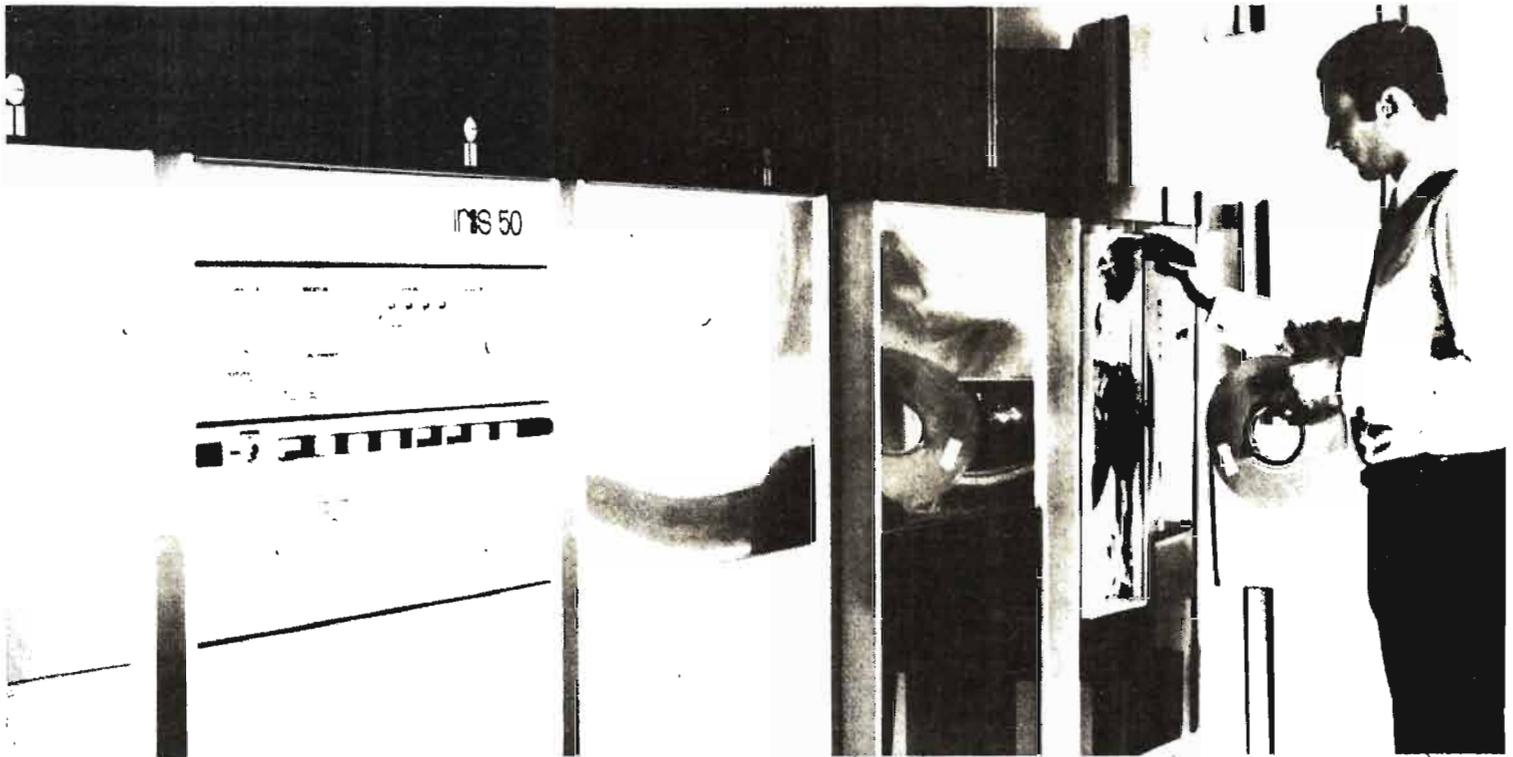
PARTIE STABILISATRICE

La partie stabilisatrice du courant consommé sur l'alimentation est complètement indépendante de la partie amplificatrice.

Le système de régulation permet de dissiper la puissance non absorbée par l'étage BF dans une résistance extérieure et dans le transistor régulateur intégré.

Le principe utilisé ici consiste à maintenir constante la tension

F. JUSTER



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS : CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS LES SPÉCIALISTES

SUITE VOIR N° 1499

AVEC l'année 1975, un lot de calculateurs de poche de grande classe a fait son apparition. Le HP-55 de Hewlett-Packard a, ainsi, été annoncé, le 8 janvier dernier ; il vient compléter la gamme des calculateurs scientifiques que Hewlett-Packard commercialise depuis quelques années déjà : successivement les modèles HP35, HP45, et HP65. Son prix et ses qualités techniques placent le HP55 effectivement entre HP45 et HP65.

En effet, le HP55 est vendu au prix de 2682 F (TTC - valeur au début janvier 1975) ; il est donc 60 % plus cher que le HP45, mais près de 50 % moins onéreux que le HP65.

Ce calculateur est programmable et dispose de 49 pas de programme (alors que le HP65 dispose de 100 pas et que le HP45 n'est pas programmable). Comme dans le HP65, il est possible d'inclure, dans un programme des sauts inconditionnels (c'est l'instruction « Aller à », ou « go to » qui est effectuée par la touche « Gto » sur le clavier). Avec le HP65, ces sauts inconditionnels renvoient le calcul vers une étiquette (des touches spéciales A, B, C, D, E étant prévues à cet usage) ; dans le HP55, chaque instruction de programme est numérotée automatiquement (de 00 à 49) et un saut inconditionnel enverra le calcul vers l'un des numéros d'instruction : « Gto

21 » est une instruction de saut inconditionnel qui, lorsqu'elle est rencontrée, dirige le calcul vers la ligne d'instruction numéro 21.

Le branchement peut être également conditionnel ; il est en effet prévu deux tests de comparaison (x égal à y ? et x inférieur ou égal à y ?).

Comme tous les autres calculateurs de la gamme Hewlett-Packard, le Hp55 est pourvu d'une pile opérationnelle de 4 mémoires, dénommées x , y , z , t . Le contenu du registre de mémoire x est toujours affiché sur l'écran ; les contenus des 4 registres de cette pile peuvent circuler de l'un à l'autre des registres : ces mouvements de nombres simulent

une ouverture ou une fermeture de parenthèse.

Un registre particulier, dénommé « Last-x » stocke la dernière valeur contenue dans le registre x . Ce registre « Last-x » permet, en cas d'erreur, d'annuler la dernière opération effectuée, sans pour autant recommencer complètement un long calcul. Il est utile, également, en cas d'emploi de fonctions d'un même argument.

A ces registres « dynamiques » s'ajoutent 20 registres de mémoire « statiques ». Ils permettent le stockage permanent de 20 paramètres différents ; des calculs arithmétiques directs sont possible dans 10 d'entre eux, ainsi



Photo 20 - Un nouveau venu chez Hewlett-Packard : le modèle HP55



Photo 21 - Le calculateur Novus 4515 à vocation mathématique est programmable. Son prix environ 1 000 F.

que des additions vectorielles automatiques.

86 fonctions, opérations et conversions sont accessibles directement au clavier. Le HP55 utilise l'une des trois unités angulaires : degré, radians ou grades ; il permet également la conversion directe entre ces unités ; il offre également la possibilité d'ajouter ou de soustraire des degrés, minutes, secondes ; et aussi de passer de degrés, minutes, secondes en degrés décimaux et inversement.

En plus des quatre opérations arithmétiques (addition, soustraction, multiplication, division) et des fonctions préprogrammées classiques (fonctions trigonométriques et inverses, logarithmes, exponentielles et puissances de 10, extraction de racine, élévation au carré ou à une puissance quelconque, inversion...), le HP55 dispose de fonctions statistiques préprogrammées, qui donnent directement les moyennes et écarts-types sur deux variables à la fois, ainsi que la régression linéaire ; cette régression fournit les caractéristiques de la droite qui passe le plus près possible des points pour lesquels on a fait des calculs statistiques : il est dès lors possible d'effectuer des estimations de valeur de fonctions statistiques à partir de la droite calculée.

Le HP55 peut enfin, par simple pression d'une touche du clavier, effectuer des conversions d'unités métriques en unités anglo-saxonnes (et inversement) : millimètres/pouces, mètres/pieds, litres/gallons US, kilogrammes/livres masse, newtons/livres

force, degrés centigrades/degrés Fahrenheit, Joules/British Thermal Units.

Lorsque le calculateur est en mode « programmation », l'affichage indique le numéro de l'instruction (pas 00 à 49) suivi du code de l'instruction en cours ; ce code correspond en fait aux coordonnées de la touche correspondante, sur le clavier : par exemple, si le vingt-troisième pas de programme est l'instruction d'inversion (« 1/x »), l'affichage sera alors « 2313 » car la touche « 1/x » se trouve sur la première ligne et dans la troisième colonne des touches.

A la différence du HP65, le HP55 ne permet pas de stocker le programme sur carte magnétique : en cas d'arrêt du calculateur, le programme doit être réintroduit.

Enfin une innovation : un quartz est inséré dans le HP55, lui offrant ainsi les possibilités d'un chronomètre précis à 0,1 %, capable d'afficher jusqu'à 100 heures. Ce chronomètre incorporé affiche jusqu'au centième de seconde ; il permet la mise en mémoire (et le rappel ultérieur) de 10 temps intermédiaires.

**QUATORZE
CALCULATEURS...
DONT QUATRE
PROGRAMMABLES**

C'est le 5 janvier 1975 que Novus, division de National Semi-conductor, annonçait le lancement de 14 calculateurs de poche, dont les prix se situent dans une fourchette de 130 F (bas de gamme) à environ 1000 F (haut de gamme).

Dans le haut de gamme Novus, on retrouve des calculateurs ayant des vocations similaires à celles des calculateurs Hewlett-Packard.

Ainsi le modèle Novus 4510 peut effectuer des calculs arithmétiques et des fonctions trigonométriques et logarithmiques, ainsi que leurs inverses ; il dispose d'une mémoire « accumulative » (on peut y stocker directement les résultats d'opérations arithmétiques). En version « programmable » (Novus 4515), il est possible de stocker jusqu'à 100 pas de programmes, avec possibilité de correction durant l'écriture d'un programme.

Ce calculateur affiche, sur son écran, à diodes électro-luminescentes, des nombres de 8 chiffres avec virgule flottante. Il se distingue ainsi du Novus 4520 « Scientifique » qui affiche les nombres sous forme d'une mantisse de 8 chiffres suivie d'un exposant de 2 chiffres.

Les modèles 4510 et 4515 sont munis d'une pile de 3 registres de mémoire qui ne possède pas les possibilités de permutation des contenus de ces registres, offerts par la pile des modèles Hewlett-Packard. On retrouve toutes ces possibilités dans le 4520 « Scientifique » et dans la version programmable (Novus 4525) de celui-ci.

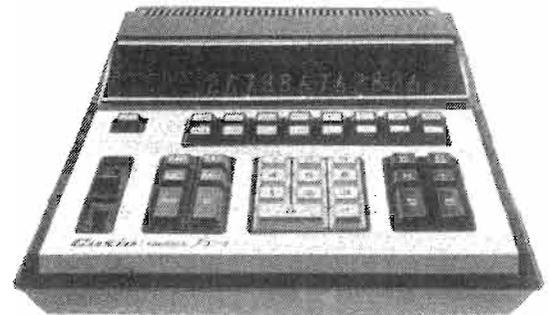
Les 4520 et 4525 sont équipés d'une mémoire accumulative comme les autres modèles Novus. Leurs possibilités de calculs sont similaires à celles des modèles 4510 et 4515.

Le modèle 6020 de Novus a une vocation financière. Ce sont des fonctions financières qui sont



Photo 22

a) Le FX-10 de Casio : 11 fonctions scientifiques préprogrammées...



b) ... et une version de bureau plus perfectionnée : le FX-1.

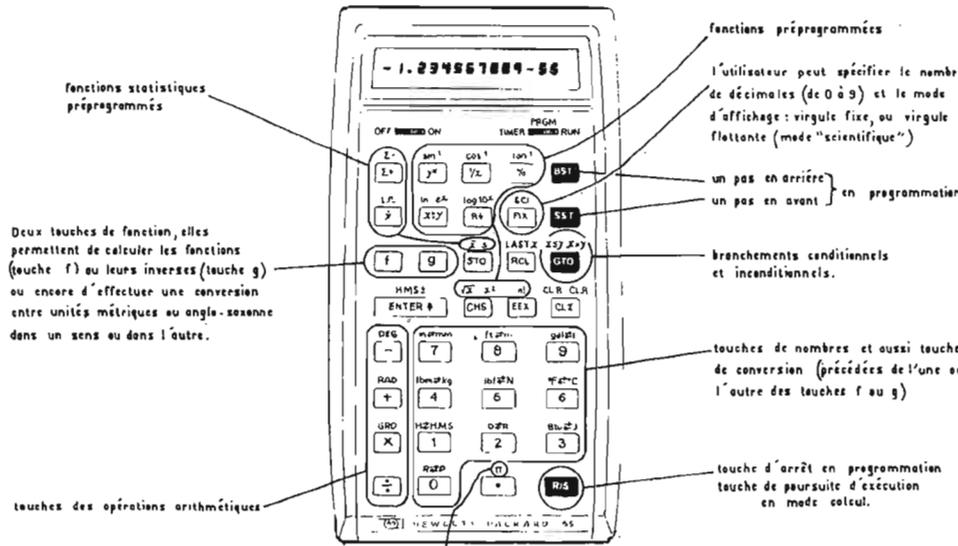


Fig. 21 - Le HP55 et ses possibilités.

$\pi = 3,141592653$

	Programme	Affichage	
		Numéro d'instruction	Code de la touche correspondant à l'instruction
		00.	00
		01.	33
Initialisation en mémoire 1 du nombre de bactéries	STO	02.	01
	1	03.	00
Mise à zéro du compteur de jours (mémoire 2)	STO	04.	33
	2	05.	02
On ajoute 1 jour directement en mémoire 2	STO	06.	01
	1	07.	33
	+	08.	61
	2	09.	02
On multiplie par 2 la population de bactéries et le résultat est directement inscrit en mémoire 1 (tout en étant conservé en registre X de la pile opérationnelle).	RCL	10.	34
	1	11.	01
	2	12.	02
	×	13.	71
	STO	14.	33
	1	15.	01
Comparaison du registre X (10^6) au registre Y (population de bactéries). Si la population est supérieure à 10^6 , le calcul se poursuit en séquence : on se branche sur la ligne 21.	EEX	16.	43
	6	17.	06
	f x≤y	18.	31
Si le contenu de X (10^6) est supérieur au contenu de Y (population de bactéries) le calcul saute une instruction et se branche sur l'instruction « GTO 06 », branchement inconditionnel vers la ligne 06 (et itération).	GTO 2 1	19.	-21
	GTO 0 6	20.	-06
	RCL	21.	34
	2	22.	02
A la ligne 21 le calcul est terminé, le nombre de jours apparaît sur l'écran. Application à 4 populations initiales différentes : 200, 1000, 5000 et 50 000 bactéries - Voici les solutions :	GTO 0 0	23.	-00

2	0	0	R/S
1	0	0	0 R/S
5	0	0	0 R/S
5	0	0	0 0 R/S

13 } Nombre de jours nécessaires pour atteindre une population de 100 000 bactéries.

10 }

8 }

5 }

Fig. 22 - Problème : supposez qu'une culture de bactéries double chaque jour. On se donne une certaine population initiale dans cette culture : en combien de jours atteindra-t-elle le million de bactéries.

préprogrammables : valeur actuelle ou future d'intérêt composé, valeur d'un compte d'épargne, d'un emprunt ; calcul de pourcentages, calculs de majoration et de remise... sont également possible. Une mémoire accumulative est aussi disponible. Ce modèle existe en version programmable (Novus 6025), avec 100 pas de programme.

Dans le Novus 6030, ce sont des fonctions statistiques qui se trouvent préprogrammées : moyenne, écart-type, régression linéaire... sont directement accessibles au clavier. Le Novus 6035 est la version programmable du 6030, avec 100 pas de programme.

Le Novus 5010 « International » est le dernier des calculateurs spécialisés de Novus. Il effectue essentiellement des conversions d'unités. Comme les précédents calculateurs, il est doté d'une mémoire à accumulateur, et affiche ses résultats sur un écran à 8 digits. Il n'en existe pas de version programmable.

Les autres calculateurs Novus sont relativement simples et n'ont pas reçu de spécialisation particulière. Certains d'entre eux sont pourvus d'un dispositif « d'économie de courant » qui éteint l'affichage 25 secondes après le dernier calcul ; une touche de ré-allumage est bien entendu prévue pour faire ré-apparaître le dernier résultat. Le prix de ces petits calculateurs simples, non spécialisés, devrait être compris entre 130 et 230 F.

Les modèles spécialisés seront vendus entre 260 et 1 000 F environ.

Tous les modèles Novus sont bâtis autour de 3 circuits intégrés de National Semi-conductor : une unité logique MM5760, un circuit de commande d'affichage (DM8864) et l'affichage proprement dit (NSA298). Les possibilités de programmation sont réalisées au moyen d'un circuit type MM5765, connecté directement au circuit logique. La distribution des Novus, en France, est assurée par la société Kores S.A.

LES CASIO

Dans la famille des calculateurs scientifiques, il faut faire figurer le modèle FX-10 de Casio, importé en France par Logabor-Informatique qui en assure la maintenance.



a) la « mini »...



b) ... et la « mini-memory ».

Photo 23 - Au bas de la gamme Casio :

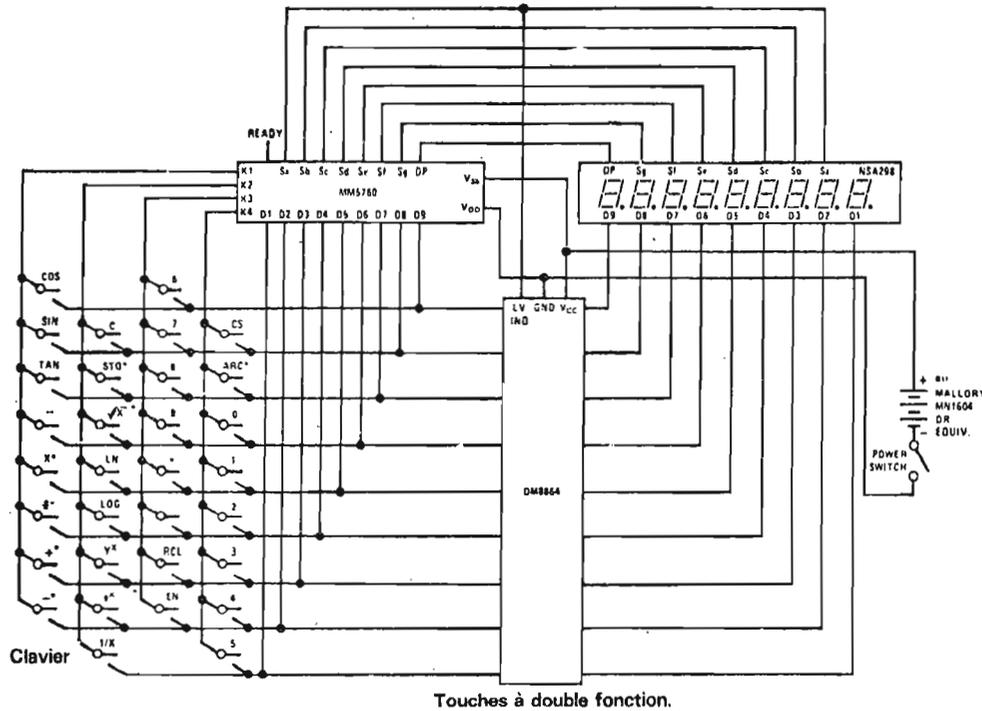


Fig. 23 - Les Novus sont bâtis autour de 3 circuits intégrés.

Tableau III - Les petits calculateurs Novus.

	Novus 821	Novus 826	Novus 822	Novus 824T	Novus 824R
Affichage à 8 chiffres (diodes électroluminescentes)	X	X	X	X	X
Multiplication par facteur constant	X	X	X	X	X
Mémoire à accumulation				X	X
Mémoire simple		X			
Calculs de pourcentage	X	X	X	X	X
Calculs de Carré	X	X	X		
Dispositif d'extinction d'affichage		X	X		
Batterie 9 V	X	X	X	X	
Batteries en nickel cadmium rechargeable					X
Adaptateur pour alimentation sur secteur	option	option	option	option	

Le FX-10 dispose de 11 fonctions scientifiques et il est commercialisé au prix de 710 F HT (valeur : 1-12-1974). En plus des 4 opérations arithmétiques le FX-10 peut calculer des logarithmes décimaux et népériens, élever des nombres à des puissances fractionnaires, calculer des exponentielles, des racines carrées, les fonctions trigonométriques (mais il ne peut pas calculer les fonctions trigonométriques inverses). Ce modèle n'est pas pourvu de mémoire et s'avère, par conséquent, relativement rudimentaire parmi les calculateurs scientifiques.

Casio commercialise aussi un calculateur scientifique plus performant, qui n'est plus un modèle de poche, mais un modèle de bureau. C'est le FX-1.

Dans le cas de la gamme Casio apparaissent deux calculateurs : la « mini » n'effectue que les 4 opérations arithmétiques courantes, mais sur 12 chiffres ; seuls les 6 premiers chiffres sont affichés

PROBLEME	EXEMPLE	OPERATION	LECTURE
Arithmétique	$1.2 + 63 - 52 \times 86 \div 25 = 41.968$	1 □ 2 □ 63 □ 52 □ 86 □ 25 □	41.968
Facteur Constant	$2 \times \pi = 6.283184$ $3 \times \pi = 9.424776$ $0.5 \times \pi = 1.570796$	2 □ 3 □ 141592 □ 3 □ □ 5 □	6.283184 9.424776 1.570796
Trigonométrie	$\sin 12^\circ 45' 9'' = 0.22073$	12 □ 45 □ 9 □	0.22073
Fonction	$e^{\frac{1}{3}} = 4.81047$	□ □ 2 □ □	4.81047
Exponentielle	$\sqrt[3]{216} = e^{1/3 \cdot \ln 216} = 6.46435$	216 □ □ 3 □ □	6.
	$4.56^{1.23} = e^{1.23 \cdot \ln 4.56} = 6.46435$	4 □ 56 □ □ 1 □ 23 □ □	6.46435
Logarithmes Décimaux	$\log 2.3 = 0.36172$	2 □ 3 □	0.36172
Logarithmes Népériens	$\ln 0.31 = -1.17118$	□ 31 □	-1.17118
Élévation en puissance	$2.3^7 = 340.48252$	2 □ 3 □ 7	340.48252
Racine carrée	$2 \times \sqrt{2} = 2.828426$	2 □ 2 □	2.828426
Nombres Réciproques	$\frac{1}{3+5} = 0.125$	3 □ 5 □ □	0.125
Rad. = Deg. conversion	$1 \text{ rad.} = 57.295779^\circ$	180 □ □	57.29579
	$25^\circ = 0.4363322 \text{ rad.}$	25 □ □ □ 180 □	0.4363322

Fig. 24 - Quelques types de calculs scientifiques simples, exécutable sur le FX-10 de Casio.

automatiquement ; une simple pression sur une touche du clavier permet de faire apparaître les 6 autres chiffres. Avec 4 piles (alcalines), ce modèle peut fonctionner 50 heures consécutives ; un adaptateur 220 V permet de le brancher sur secteur.

Ajoutez au modèle « mini », un registre de mémoire, et vous obtenez le Casio « mini-memory ». Taxes, remises ou escomptes sont directement obtenus grâce à une touche de calcul de pourcentage.

« Mini » et « Mini-memory » disposent d'un facteur constant : le dernier multiplicande, (ou dividende) suivi du signe égal, est automatiquement injecté dans le registre de facteur constant : il est donc inutile de le recomposer.

Le Casio-mini est commercialisé 210 F (HT) et le Casio « Mini-memory » 350 F (HT) (valeur : 1-12-1974).

Le Casio-mini est bâti sur un circuit intégré type « μ PD178C » connecté aux circuits d'alimentation, au clavier et à l'affichage par diodes électroluminescentes.

Petit dictionnaire d'informatique

Mercury : mercure
« mercury de lay line » : ligne à retard à mercure

Message : message
Meter : « meter reader » releveur de compteur
Method : méthode
micro :
« micro-electronics » : micro-électronique

PLUS BESOIN D'ANTENNE T.V. EXTERIEURE ! UNE NOUVELLE INVENTION REVOLUTIONNAIRE PERMET DE CAPTER LES ONDES T.V. DIRECTEMENT SUR LES DIZAINES DE METRES DE FILS ELECTRIQUES INSTALLEES DANS VOTRE MAISON. TRANSFORME LITTERALEMENT VOTRE INSTALLATION ELECTRIQUE EN UNE

SUPER-ANTENNE TELEVISION

Se branche sur n'importe quelle prise de courant 110 ou 220 V mais ne consomme pas d'électricité ! Installation immédiate sans spécialiste, sans rien modifier au téléviseur. Fonctionne sur tous modèles noir et blanc. On s'est aperçu que tout le réseau de fils électriques qui court le long des murs de votre appartement constitue un colossal récepteur d'ondes T.V. Il suffit de les amener jusqu'à votre téléviseur, par l'intermédiaire d'un tube spécial moins encombrant que la plus petite antenne intérieure, et vous obtenez instantanément des images claires, lumineuses, finement détaillées.

Une invention fantastique (Brevet D 212.849) ! Supprime les antennes extérieures inesthétiques. Coûte bien moins cher.



GARANTIE 100 %

Dans certains cas, il peut arriver que les conditions particulières de votre installation électrique ne permettent pas une utilisation satisfaisante de cette antenne. Ces cas étant imprévisibles, nous garantissons formellement le remboursement immédiat, intégral et sans formalités de toute antenne qui nous serait retournée après 15 jours d'essai sans engagement.

BON POUR 15 JOURS D'ESSAI SANS RISQUES N° 5 39 1 15 02
à envoyer à LA VIE MODERNE,
3, Av. Jeanne-Marlin - 06300 NICE
Veuillez m'envoyer avec droit de retour dans les 15 jours pour remboursement si pas satisfait :

930.107 - Super Antenne F. 29,50
 2 Super Antennes F. 49,50

Marque de votre téléviseur : _____

Règlement contre remboursement (+ 8,60 F de frais de port et de contre-remboursement).

Règlement ci-joint par chèque ou mandat-lettre (Vous économisez 8,60 F, soit 20 %).

NOM _____
PRENOM _____
N° _____ RUE _____
Code Postal _____
VILLE _____

« microfiche » : microfiche
« microfilm » : microfilm
« microfilm strip » : bande de microfilm
« microfilm viewer » : visionneuse de microfilm
« microfilming » : microfilmage
« microprogram » : microprogramme
Miniaturization : miniaturisation
Mini-computer : mini-ordinateur
Minimization : minimalisation
to minimize : minimaliser
Minor : mineur
to miscalculate : faire une erreur de calcul
Miscoding : erreur de programmation
Misfeed : passage défectueux (d'une carte dans un lecteur par exemple)
Misfiling : erreur de classement
Misidentifying : erreur d'identification
Mismatch : erreur d'assortiment
to misplace : déclasser
Misprint : erreur d'impression
to misread : faire une erreur de lecture
Mistake : erreur
Mixed : mixte
« mixed base notation » : numération à base mixte (ou multiple)
Modem : modem
to modify : modifier (une adresse...)
Modular : modulaire
« modular design » : construction modulaire
Module : module, bloc
Monitor : contrôleur
« monitor printer » : imprimante de contrôle

(à suivre)

Marc FERRETTI

PROBLEME	EXEMPLE		LECTURE	OBSERVATIONS
ADDITION/ SOUSTRACTION	1.23 + 45.6 - 963.2 = -916.37	1 23 45.6 963.2	-916.37	Signe - : solde négatif
MULTIPLICATION/ DIVISION	125 x 36 ÷ 8 = 562.5	125 36 8	562.5	
DOUBLE LECTURE	74125.896 x 321.45678 = 2382871.84277488	74125 896 321 45678 suite du résultat	2382871. 84277488 Réponse :	...Premiers chiffres ...Chiffres suivants 2382871.84277488
CONSTANT	345 x 0.75 = 258.75 456 x 0.75 = 342 104.55 ÷ 0.85 = 123 198.9 ÷ 0.85 = 234	345 0.75 456 0.75 104.55 0.85 198.9 0.85	258.75 342. 123. 234.	
CARRE PUISSANCES	2.5 ² = 6.25 2.5 ³ = 15.625 2.5 ⁴ = 39.0625	2 5 répétition	6.25 15.625 39.0625	
NOMBRES RECIPROQUES	$\frac{8}{123 + 456} = 0.013816925...$	123 456 8	579 1. 0.0138169 25000000	Réponse : 0.013816925
MEMOIRE	1) Cumul automatique 14 x 96 = 1344 47 x (-23) = -1081 263	14 96 47 23 (Red)	1344. 1081. 263.	
	2) Accès direct 350 + 350 + 410 + 410 + 410 - 250 = 1680	350 350 410 410 250 (Red)	350. 410. 250. 1680.	
POURCENTAGES	20 % majoration 1450 1740	1450 20	290 1740	
	20 % minoration 1450 1160	1450 20	290 1160	

Fig. 25 - Des cas de calcul sur une machine toute simple : le Casio « mini memory ».

to monitor : surveiller, examiner
Monitoring : analyse, contrôle, surveillance
MTBF : « mean time between failures » : temps entre pannes
MTBO : « mean time between overhauls » : temps entre révisions
Multi : multi.
« multicomputer » : multi-calculateur
« multi device subsystem » : sous-ensemble à plusieurs périphériques
« multiprocessing » : multi-traitement
« multiprogram computer » : calculateur travaillant en multi-programmation
« multiprogramming » : multi-programmation
« multipurpose » : usages multiples
« multipurpose computer » : ordinateur universel.
Multiple : multiple
« multiple station » : multiposte
« multiple system » : système à plusieurs calculateurs
Multiplex : multiplex
Multiplexing : multiplexage
Multiplication : multiplication

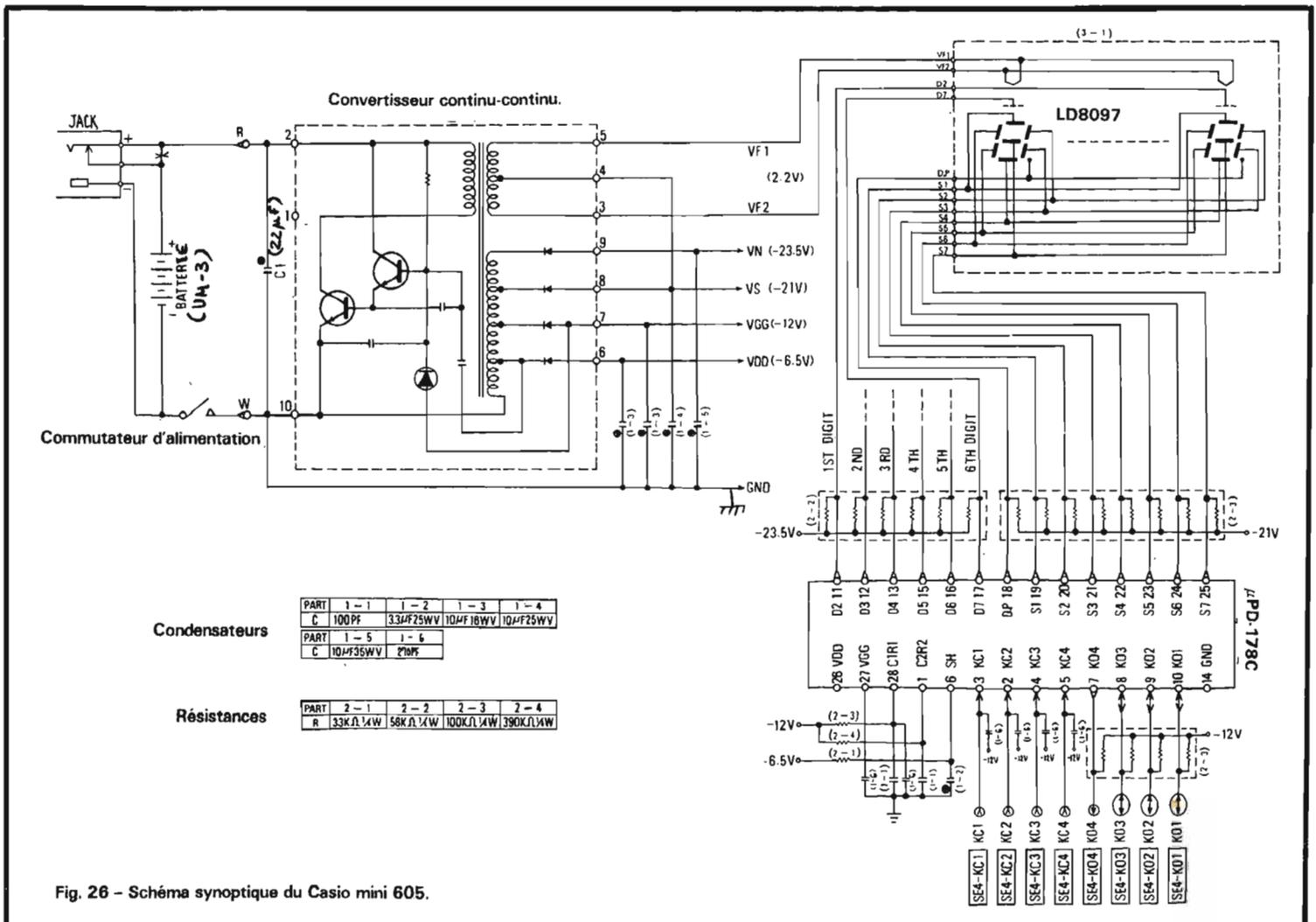


Fig. 26 - Schéma synoptique du Casio mini 605.

10. Les mesures globales

en AUDIOFREQUENCE

(Suite voir N° 1499)

A PRÈS avoir passé en revue les moyens de mesure les plus simples, prévus pour une installation Hi-Fi classique, nous nous attaquons à la description d'appareils nettement plus élaborés qui comprennent les éléments intégrés d'un laboratoire AF dans un même coffret.

A vrai dire, nous pensons que cet article s'adresse à une catégorie d'amateurs chevronnés, voire de professionnels, plutôt qu'à des débutants.

Fidèles, cependant, à notre habitude, nous décrivons un appareil à construire soi-même, le mini-laboratoire AF, qui est à la portée d'un amateur adroit, connaissant bien l'électronique... et le fer à souder, et capable de signoler la mise au point.

Nous citerons, enfin, les performances de quelques appareils commerciaux répondant aux exigences les plus sévères en matière de mesures AF.

UN LABORATOIRE AF DANS UNE PETITE BOÎTE

Les appareils de mesure les plus souvent utilisés en électroacoustique sont principalement :

- un générateur de signaux sinusoïdaux calibrés en tension et en fréquence,
- un appareil de mesure de l'amplitude des signaux de sortie,

- un oscilloscope et/ou un distorsiomètre harmonique pour apprécier la forme de ces signaux,
- éventuellement une ou plusieurs charges résistives de puissance.

Pour satisfaire les amateurs, et certains professionnels, attirés ou concernés par des travaux de mise au point en AF, nous avons élaboré un ensemble de test qui réunit les appareils de mesure essentiels sous la forme condensée d'un mini-laboratoire AF groupant :

- un générateur à 5 fréquences, étalonné en fréquence et en tension, délivrant des signaux en mono ou stéréo, avec un faible taux de distorsion harmonique intrinsèque,
- un millivoltmètre alternatif, à large bande, fonctionnant également en décibel-mètre, en wattmètre à lecture directe et en voltmètre continu 50 V,
- un distorsiomètre harmonique centré sur 1 kHz,
- une paire de charges de puissance de 8 ohms,
- différentes commutations pour les besoins des mesures,
- une alimentation autonome sur piles.

Si l'on indique que les dimensions du coffret de l'appareil sont de 250 x 150 x 100 mm, alimentation comprise, on aura une idée de sa capacité.

L'alimentation autonome sur piles rend ce mini-laboratoire pré-

cieux pour la réalisation, in situ, des opérations de maintenance sur les installations à haute fidélité (plus de fil à la patte...). Il pourra donc intéresser les dépanneurs, installateurs, etc.

Plus modestement, il constituera une petite centrale de mesure pour l'amateur expérimentateur de montages en audiofréquence. Ce dernier sera sensible aux dimensions réduites et au (relatif) faible coût de cet appareil.

EXAMEN DU SCHEMA D'ENSEMBLE

La figure 1 représente le schéma électrique du mini-laboratoire. On distingue nettement les différentes parties qui le composent : générateur, distorsiomètre, voltmètre, alimentation, charges, ainsi que la délimitation schématique en traits pointillés des trois circuits imprimés utilisés.

Les fidèles lecteurs de cette rubrique reconnaîtront certains circuits que nous avons analysés dans les articles précédents : c'est la raison pour laquelle nous ne nous étendrons pas outre mesure sur leur description.

Les circuits d'interconnexions entre le voltmètre, le distorsiomètre les charges et l'alimentation ont ici une grande importance car ils déterminent les fonctions de l'appareil.

LE GÉNÉRATEUR

Le générateur AF n'a, en principe, aucune liaison avec le reste de l'appareil. Il comprend un oscillateur pouvant fonctionner sur chacune des 5 fréquences suivantes, obtenues par commutation de S1 et de S2 : 20 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz.

Ces valeurs ont été choisies pour répondre aux besoins les plus courants. Elles peuvent être modifiées à la demande en jouant sur la valeur des condensateurs commutés (la valeur de la variation de fréquence est inversement proportionnelle à la variation de capacité). On peut également prévoir un plus grand nombre de valeurs fixes par l'utilisation d'un commutateur possédant plus de cinq positions ; cependant, cet aménagement risque de poser des problèmes d'encombrement généralement peu aisés à résoudre.

L'oscillateur proprement dit comporte un amplificateur du type opérationnel μA 709 (ou ses équivalents) en boîtier TO99. Ce circuit, à large bande, permet, par ses corrections de fréquence, de maintenir une oscillation propre et stable sur toute l'étendue de la bande couverte.

La détermination des fréquences est réalisée par un filtre en pont de Wien entre la sortie du CI et son entrée (+).

La classique stabilisation de tension est obtenue par le dosage d'une rétro-action négative vers l'entrée (-) au moyen d'une ampoule midjet 24V, 1 W. Ce dispositif, peu sensible aux variations de température est particulièrement efficace et relativement facile à mettre au point.

La sortie de l'oscillateur est dirigée vers un potentiomètre de variation linéaire et continue du niveau (0 à 1), suivi d'un atténuateur à 3 positions : 0,01, 0,1 et 1 V eff. On peut ainsi obtenir une source de tension stable et relativement précise entre 1 mV et 1 V eff.

Ainsi que nous en avons pris l'habitude sur ce type de générateur, pour la commodité de l'opérateur, nous avons prévu le branchement des commutations Mono/Stéréo et Gauche/Droite en sortie de l'atténuateur. De plus, une prise test est aménagée pour piloter la tension de sortie par le voltmètre ou pour tout contrôle de fréquence ou de tension de l'oscillateur par un appareil extérieur.

Le circuit imprimé supportant l'amplificateur $\mu A 709$ et les composants associés à l'oscillateur, à l'exception des éléments du pont de Wien (solidaires du commutateur de fréquence) et des circuits de sortie, est représenté sur la figure 2. Les lettres repères sur le schéma électrique et sur le plan de câblage général de l'appareil. Cette disposition est également valable pour les autres cartes imprimées du mini-laboratoire AF.

On trouvera plus loin quelques directives pour la calibration de cet oscillateur.

LE VOLTMÈTRE

Nous avons recherché la solution la plus simple et la plus robuste compatible avec l'utilisation la plus courante de l'appareil sans sacrifier les performances.

Le voltmètre est donc composé d'un amplificateur alternatif à 3 transistors suivi d'un redresseur en pont alimentant un galvanomètre.

L'amplificateur est précédé d'un atténuateur à 5 positions qui déterminent la sensibilité et la fonction du voltmètre. En fait, ces 5 positions correspondent à 3 groupes de mesures.

En position 1, l'amplificateur alternatif n'est pas utilisé. Le gal-

vanomètre est monté en simple voltmètre continu passif donnant une sensibilité de 50 V. Cette position a été prévue pour la mesure, par exemple, d'une tension d'alimentation positive d'un appareil extérieur ($R = 1 \text{ k}\Omega/\text{V}$), ce qui est une facilité supplémentaire puisque cette mesure pourrait être réalisée au moyen d'un multimètre.

En position 2, l'amplificateur alternatif et la galvanomètre sont associés pour réaliser la mesure des tensions AF de sortie d'un amplificateur de puissance extérieur. La sensibilité est de 20 V eff., ce qui permet de réaliser ces mesures sur la plupart des amplificateurs courants, à vide ou en

charge (8 ohms sur chaque sortie). Dans ce dernier cas, l'appareil de mesure se trouve automatiquement branché en wattmètre à lecture directe (50 W max./8 Ω) ; on double la valeur lue si la résistance est amenée à 4 ohms et on la divise par deux dans le cas de 16 ohms. Dans cette position l'entrée du voltmètre alternatif n'est pas reliée à la prise « mesure » mais aux bornes « voie 1 » ou « voie 2 » correspondant aux sorties stéréo d'un amplificateur Hi-Fi. On évitera ainsi les difficultés d'une commutation délicate.

Sur les positions 3, 4 et 5, enfin, le voltmètre amplificateur est transformé en millivoltmètre res-

pectivement de sensibilité 1 V, 100 mV ou 10 mV à pleine échelle (entrée « mesure »). Ces positions sont, également, associées à la mesure du taux de distorsion harmonique avec la carte distorsiomètre. Les gammes sont alors de 100 %, 10 % ou 1 % à pleine échelle. On reviendra sur cette fonction.

L'atténuateur d'entrée comporte 5 positions. La position 1 réunit l'entrée de l'amplificateur à la masse. Elle n'est citée que pour mémoire puisque celui-ci n'est pas utilisé. Les positions 2 à 4 sont des positions atténuées ce qui n'est pas le cas de la position 5 (sensibilité 10 mV).

Les valeurs précises des résis-

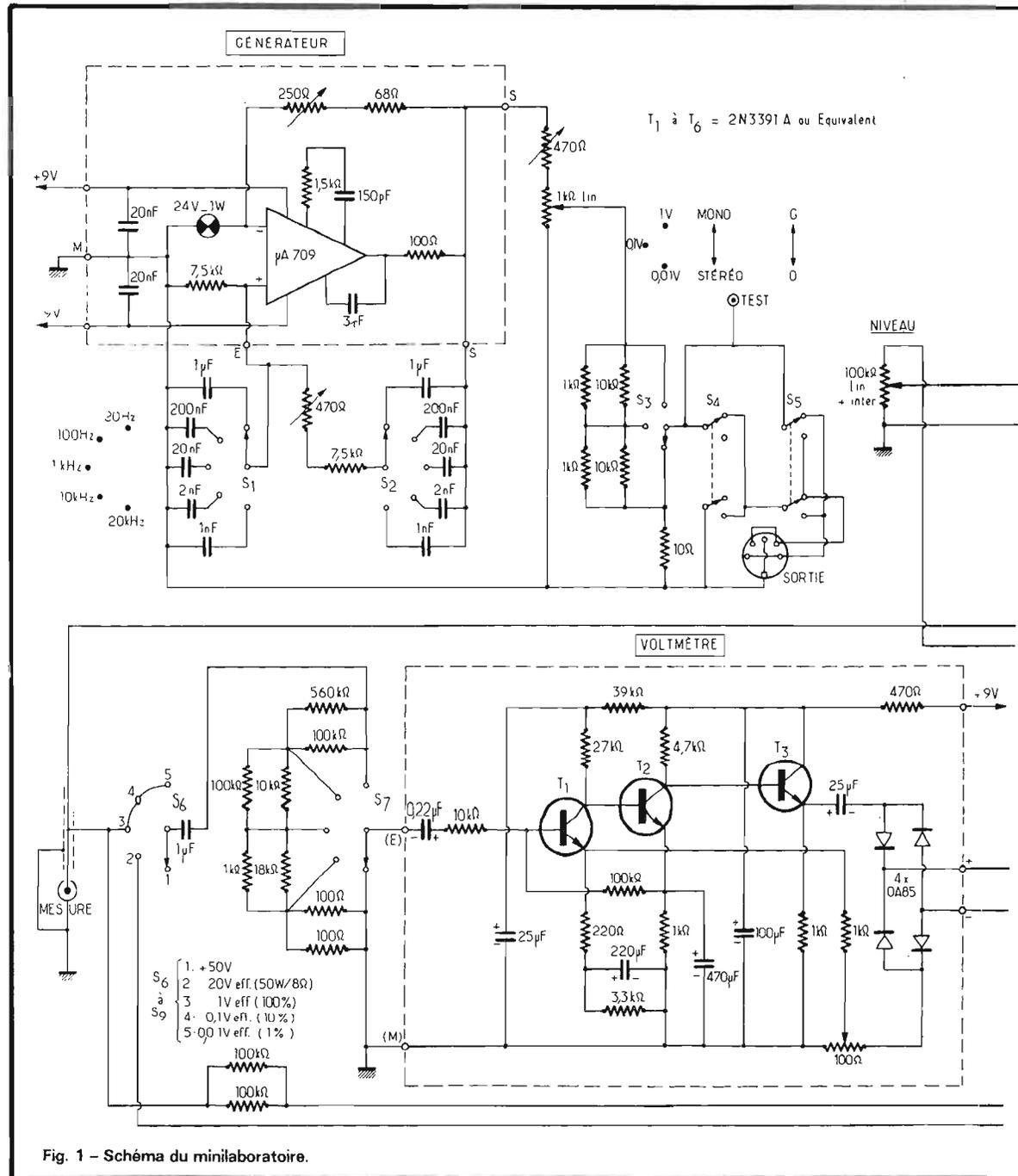


Fig. 1 - Schéma du minilaboratoire.

tances du diviseur sont obtenues par association de résistances de valeur standard à 5 % montées en parallèle, mais on peut tout aussi bien remplacer cette disposition par l'utilisation de résistances uniques à 1 % dont les valeurs seraient : 50 Ω, 950 Ω, 9 kΩ, 85 kΩ.

La valeur de l'impédance d'entrée pour les positions 2, 3 et 4 est de 85 kΩ. Elle est voisine de 50 kΩ pour la position 5.

L'amplificateur du voltmètre qui a déjà fait l'objet d'une description antérieure, comporte deux étages d'amplification T1 et T2 stabilisés et un étage de sortie T3 à émetteur follower abaisseur d'impédance. La base de T1 est

isolée du continu par un condensateur de 0,22 μF au tantale. La résistance de 10 kΩ en série dans l'entrée est destinée à protéger T1 contre les risques d'une surtension malencontreuse, notamment, sur la position 10 mV.

La sortie de l'amplificateur est reliée à un pont de diodes germanium dans la diagonale duquel se trouve le milliampèremètre (positions 2 à 5). La base du pont de diodes revient à la masse à travers la piste d'un potentiomètre ajustable dont le curseur est réuni, à travers 1 000 Ω, à l'émetteur de T1. On sait que cette disposition réalise une réaction négative visant à linéariser les indications du milliampèremètre en élimi-

nant le « coude » de la détection par le pont de diodes.

Le milliampèremètre de sortie est de 1 mA de déviation totale et d'une centaine d'ohms de résistance interne (comme le modèle BM70TL de VOC ou un équivalent chez CdA). Cet appareil a sa borne négative commune avec le pont du circuit amplificateur. La borne positive est commutée (par S10) à la masse, en position 1 (arrêt), sur la source positive de tension, à travers 10 kΩ, en position 2 (vérif. piles), ou sur la borne positive du circuit amplificateur, en position 3 (mesure).

Pour éviter que l'aiguille du milliampèremètre ne soit soumise à des mouvements trop rapides,

on dispose aux bornes de l'appareil un condensateur intégrateur de 5 μF. La diode silicium montée en parallèle en sens direct sert à protéger le cadre contre des surintensités trop importantes : en régime normal, cette diode n'est pas conductrice, sa résistance diminue très rapidement dès que la tension aux bornes du milliampèremètre dépasse 0,6 V, ce qui correspondrait à un courant de 5 à 6 mA dans le cadre.

La figure 3 reproduit le dessin du circuit imprimé du voltmètre et la disposition des composants sur la carte correspondante.

LE DISTORSIOMÈTRE

Là aussi, nous reconduisons une solution déjà écrite et qui a fait ses preuves. Il s'agit d'un montage classique qui filtre en pont de Wien accordé sur 1 kHz. On se reportera à l'article que nous avons consacré à la mesure de la distorsion harmonique pour la description détaillée de ce circuit.

Le montage comporte 3 étages : T4 agit à la fois en abaisseur d'impédance et en déphaseur il délivre deux tensions dont les amplitudes sont dans un rapport de 2 et les phases opposées, de manière à ce que le transfert du filtre soit nul à 1 kHz. Les étages T5 et T6 sont des amplificateurs d'harmoniques à large bande. Une importante réaction négative stabilise le montage et augmente la sélectivité du filtre pour ne pas atténuer l'harmonique 2 du signal.

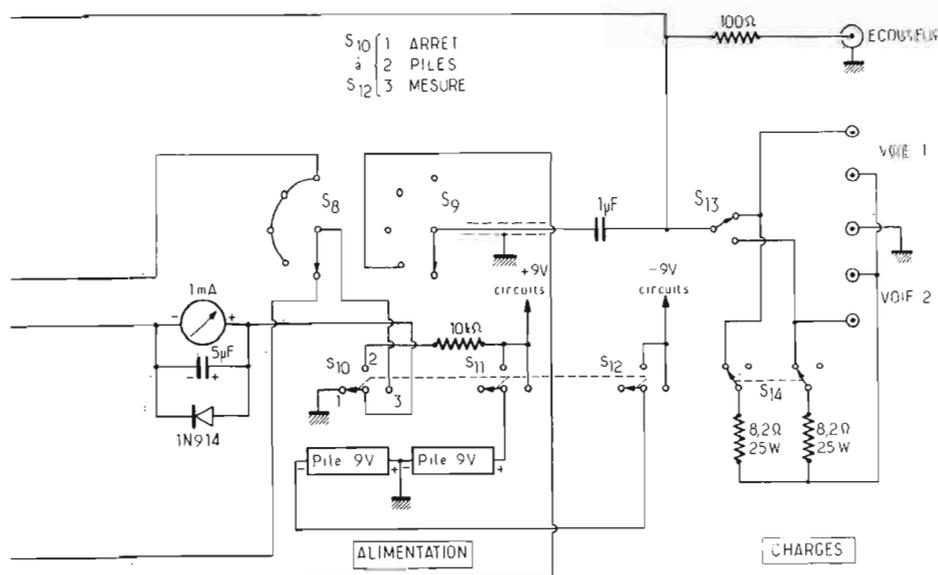
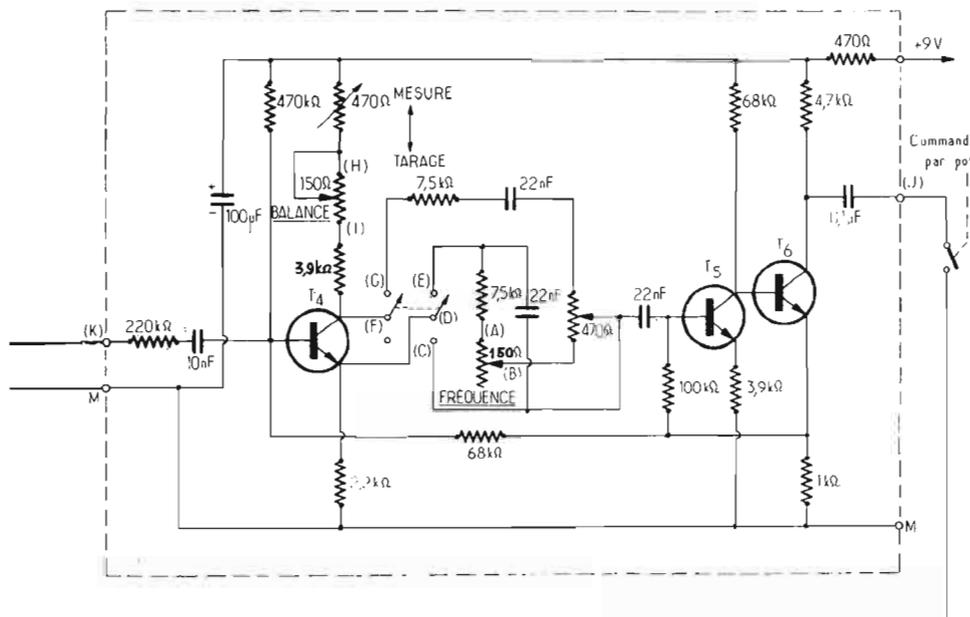
Le gain sur le fondamental, filtre hors service, est à peine supérieur à 1, ce qui implique l'utilisation de transistors à faible bruit pour réaliser des mesures correctes sur la gamme 1 %.

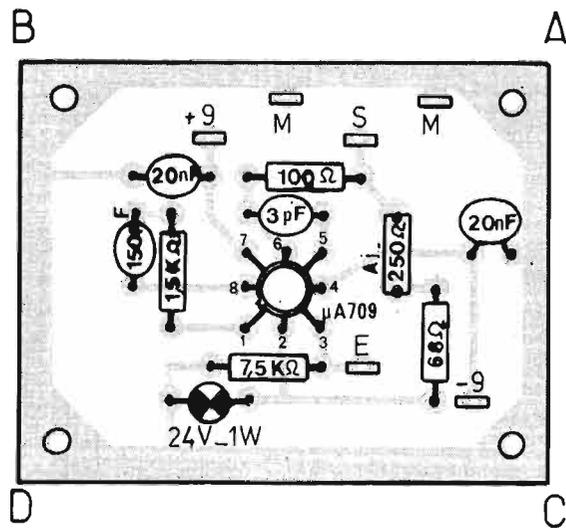
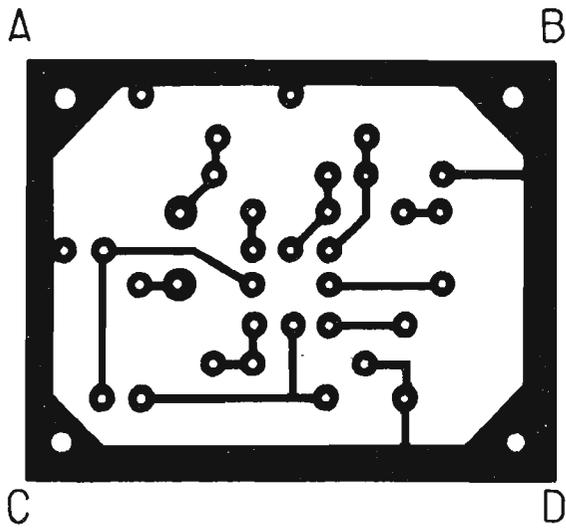
L'entrée du montage est atténuée par un potentiomètre linéaire de 100 kΩ pour régler l'amplitude à 100 % (position tarage). Ce potentiomètre possède un interrupteur couplé qui ouvre le circuit de sortie dans le cas où le distorsiomètre n'est plus utilisé.

Le voltmètre amplificateur est, naturellement, utilisé dans cette fonction, pour mesurer l'amplitude du signal non filtré (tarage à 100 %) ou celle des harmoniques en position « mesure » (100 %, 10 %, 1 %).

Les potentiomètres de « balance » et « fréquence » servent à assurer un accord précis du filtre autour de 1 kHz. On utilisera, de préférence, des modèles

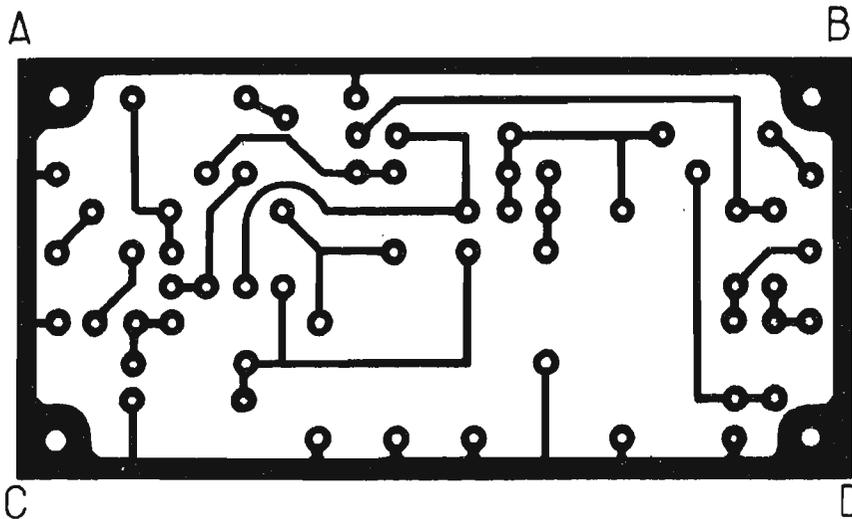
DISTORSIOMÈTRE





70x55mm

Fig. 2 - Circuit imprimé de l'oscillateur.



110x55mm

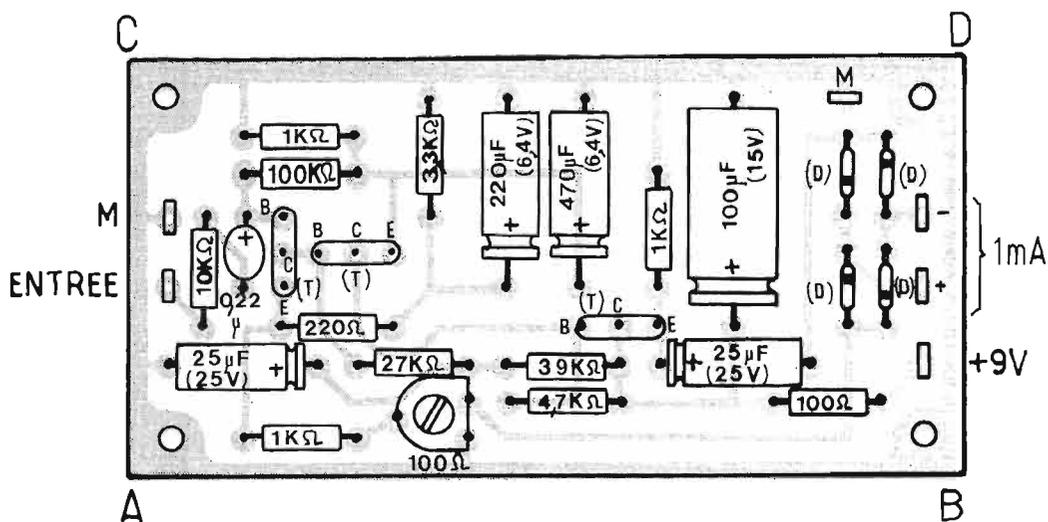
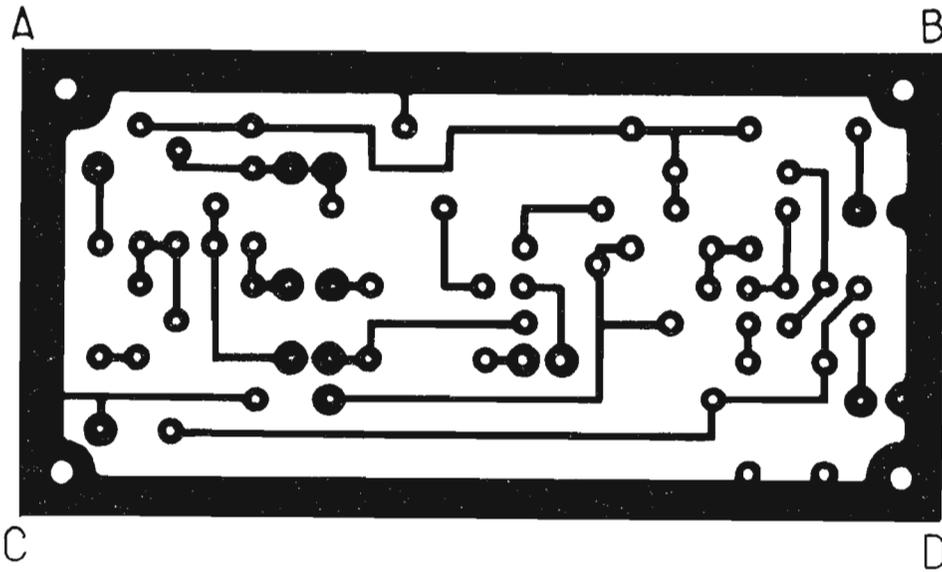


Fig. 3 - Circuit imprimé du voltmètre. T = 2N3391A. D = OA85 ou équiv.



120x60 mm

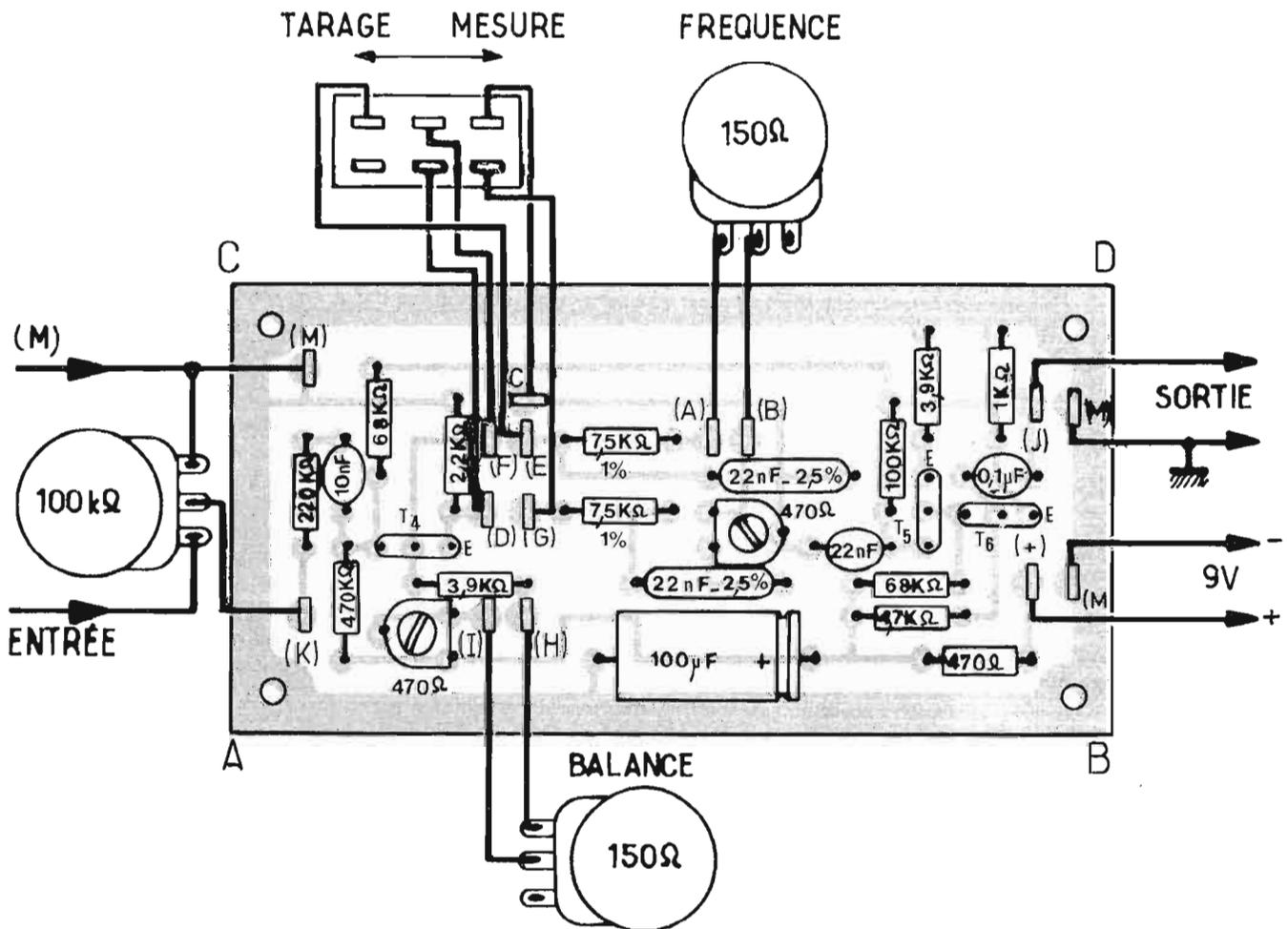


Fig. 4 - Circuit imprimé du distorsiomètre harmonique.

bobinés (du type Minibob, par exemple).

La figure 4 représente le dessin du circuit imprimé du distorsiomètre, ses interconnexions et l'emplacement de chaque composant sur le circuit. La précision des condensateurs et des résistances du filtre est déterminante pour la bonne réjection de la fréquence fondamentale et la mesure des taux de distorsion inférieurs à 1 %.

L'ALIMENTATION AUTONOME

Ainsi qu'on peut le voir sur la figure 1, l'alimentation de l'appareil se fait au moyen de deux piles de 9 volts en positif et négatif relativement à la masse. Il est évident que l'autonomie ainsi obtenue rendra l'appareil particulièrement précieux à certains professionnels de la Hi-Fi. Par ailleurs, l'absence du secteur dans le coffret élimine tout ronflement parasite et facilite les mesures sur signaux faibles.

Les commutateurs S11 et S12 servent à mettre en service cette alimentation. Sur la position 1, à l'arrêt, les deux pôles sont totalement isolés des circuits d'utilisation. L'alimentation n'est active que sur les positions 2 et 3.

Compte tenu des faibles dimensions de l'appareil et du bilan de consommation, nous préconisons d'utiliser 2 groupes de 6 éléments de pile, modèle R6 (petit batonnet de 14 x 50 mm), au carbone-zinc à forte teneur en dépolarisant (modèles à longue durée), ou mieux, alcalino-manganèse.

Il est évident que l'obligation d'avoir une source de tension négative pour l'alimentation partielle du circuit intégré de l'oscillateur rend cette source doublement encombrante. De plus, la pile positive débite plus que la négative et s'use donc plus vite. Il conviendra donc d'inverser, de temps à autre, le rôle des groupes d'éléments. Le contrôle de la tension des piles se fait, en charge, sur la source positive.

En utilisation discontinue, la durée de vie des deux groupes de piles peut atteindre une dizaine d'heures. Les éléments seront montés dans des boîtiers de maintien spéciaux au fond du coffret.

On verra plus loin comment réaliser et utiliser une alimentation secteur de substitution.

LES CHARGES

Nous avons prévu, comme sur le précédent appareil, dénommé Hi-Fi Tester, une paire de résistances de charge de 8,2 ohms, 25 watts (Sfernice) pour les sorties H.P. de l'amplificateur en essai. Pour rendre cet appareil plus universel, ces références sont commutables par le double inverseur S14. Elles n'ont aucun point commun avec la masse, de sorte que l'on peut effectuer le câblage extérieur correspondant à l'une des utilisations suivantes :

- charges stéréo 2 x 8,2 Ω , 25 W, point commun à la masse,
- charge mono 4,1 Ω , 50 W une extrémité à la masse,
- charge mono, 16,4 Ω , 50 W une extrémité à la masse.

Nous avons indiqué, plus haut, la manière d'interpréter les lectures du wattmètre pour chacun des cas cités. La dissipation sera limitée à 2 x 15 W ou 30 W en service permanent, à 2 x 25 W ou 50 W pendant quelques secondes ou à 2 x 30 W ou 60 W en crête, afin d'éviter une élévation de température trop importante à l'intérieur du coffret.

Le commutateur S13 permet de mesurer la voie 1 ou la voie 2 (que l'on peut respectivement appeler voie droite et voie gauche). Le départ se fait, d'une part vers le commutateur S9 qui met en circuit le voltmètre sur la position 20 V. eff./50 W, d'autre part vers le potentiomètre de tarage de niveau du distorsiomètre.

Une sortie « écouteur » avec 100 Ω en série permet d'effectuer un monitoring sonore de la mesure ou d'attaquer l'amplificateur vertical d'un oscilloscope qui visualisera le signal.

RÉALISATION PRATIQUE DU MINI-LABORATOIRE

La figure 5 représente le plan de câblage et, notamment, les interconnexions entre les différents commutateurs, potentiomètres et connecteurs, ainsi que les références des liaisons vers les cartes imprimées (G = générateur, V = voltmètre, D = distorsiomètre).

Il est utile de préciser que le câblage doit être irréprochable. Toutes les connexions seront plaquées contre le panneau. Des précautions particulières seront prises pour le commutateur de gam-

mes du voltmètre (S6 à S9) : les deux galettes I et II seront isolées par un blindage réuni à la masse et débordant largement des paillettes de connexion (ce blindage n'a pas été représenté sur le plan de câblage pour des raisons de lisibilité et de clarté du dessin).

Les cartes imprimées G, V et D seront fixées, par des entretoises de 5 mm sur un blindage métallique en U recouvrant le câblage du panneau avant (voir figure 6). Ce blindage qui supporte également les relais de câblage de fixation des résistances de charge, sera maintenu par 4 vis sur 4 entretoises filetées solidaires de la fixation du galvanomètre. La longueur de ces entretoises n'est pas indiquée : elle dépend du type de milliampèremètre utilisé.

Des trous (non représentés sur la figure) seront pratiqués dans le blindage en U pour assurer la liaison des connexions du panneau, au plus court, vers les cartes imprimées.

La bonne disposition des connexions et des points de masse est essentielle pour un fonctionnement stable des circuits. Il est difficile de donner des directives très précises, que les techniciens chevronnés connaissent bien d'ailleurs. Sans vouloir décourager les amateurs, et au risque de nous répéter, nous ne recommandons pas la réalisation de cet appareil aux tout débutants ou à ceux qui n'ont pas le don de faire un câblage propre et rationnel...

Le coffret, métallique, sera réalisé au moins aux dimensions indiquées (longueur 250, largeur 150, profondeur 100 mm). Une aération de la partie située au droit des résistances de charge de puissance sera prévue en perçant une série de trous de 0,5 mm en face des extrémités de ces résistances sur les deux grands côtés du coffret.

Les entrées voie 1 et 2 sont des bornes universelles. L'entrée mesure est une embase coaxiale sur laquelle on pourra monter la ou les sondes de mesures à câble blindé.

La représentation générale du panneau avant et des marquages est indiquée sur la figure 7. On s'efforcera de réaliser des graduations dB et W/8 Ω en démontant le cadran de l'appareil de mesure (ce travail est délicat mais accessible aux plus adroits, les autres devront se contenter de tableaux d'équivalence). Pour les correspondances d'échelles, nous ren-

voyons le lecteur à l'article consacré à la mesure des tensions alternatives.

CALIBRATION DE L'APPAREIL

Il est nécessaire de disposer au moins d'un bon contrôleur universel capable de mesurer des tensions alternatives.

On commencera par l'étalonnage du voltmètre sur la position 1 V. On réglerà, tout d'abord, une source de tension à 50 Hz, exactement à 1 V eff. au moyen du multimètre.

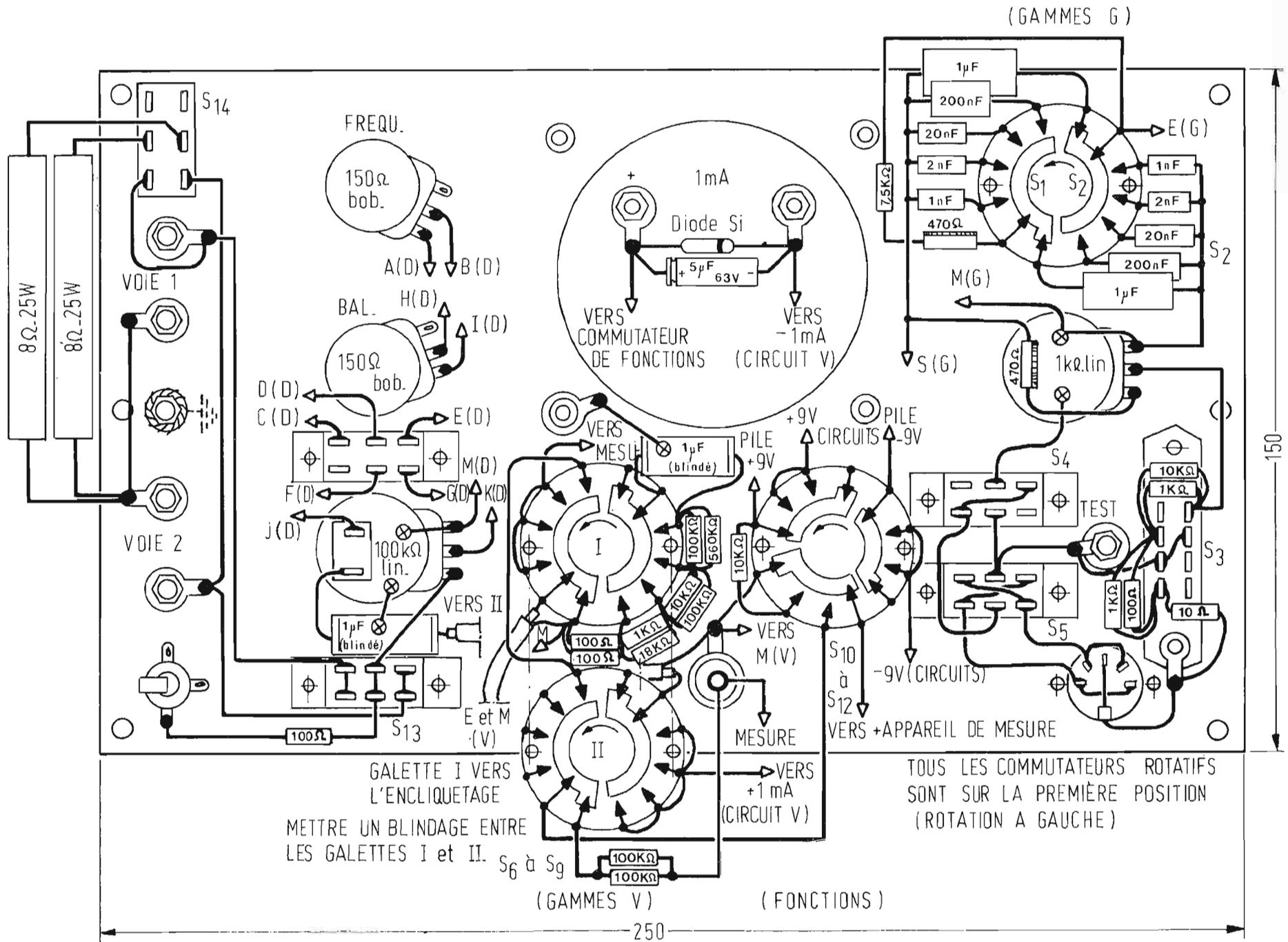
Le voltmètre de l'appareil étant branché en parallèle sur cette source, on réglerà le potentiomètre ajustable de gain du voltmètre pour lire également 1 V au maximum d'échelle sur le voltmètre. On vérifierà, éventuellement, que, sur d'autres valeurs l'étalonnage reste conservé à +/- 5 %.

On réglerà ensuite à mi-course les potentiomètres ajustables du distorsiomètre ainsi que les potentiomètres balance et fréquence. On mettra le potentiomètre niveau au maximum de sa course, l'inverseur tarage/mesure sur mesure. Le distorsiomètre ainsi réglé va servir de fréquence-mètre pour le réglage du générateur. On connectera la sortie test de l'oscillateur à l'entrée mesure voie 1, on mettra l'autre borne de la voie 1 à la masse, on basculera le commutateur de mesure sur 1 et les charges sur hors.

Le potentiomètre de sortie du générateur sera sur 1 (max. de sa course) et le multiplicateur sur 1 V. On commutera la fréquence du générateur sur 1 kHz et l'on réglerà l'ajustable de 470 Ω (pont de Wien) pour un minimum de déviation de l'appareil de mesure (au besoin, on augmentera la sensibilité du voltmètre). On réglerà, enfin, la résistance ajustable de 250 Ω sur le circuit de l'oscillateur pour obtenir un signal ayant un taux de distorsion égal ou inférieur à 0,15 %.

Après avoir placé le potentiomètre de niveau du distorsiomètre sur hors, on déconnectera la liaison test-voie 1 et l'on réunira la sortie test à l'entrée du voltmètre (sensibilité 1 V). On réglerà la résistance ajustable en série avec le potentiomètre de sortie du générateur pour avoir une déviation correspondant à 1 V eff. On pourra aussi graduer le potentiomètre de 1 à 0 par espaces de 0,1.

Fig. 5 - Plan de câblage du mini-laboratoire.



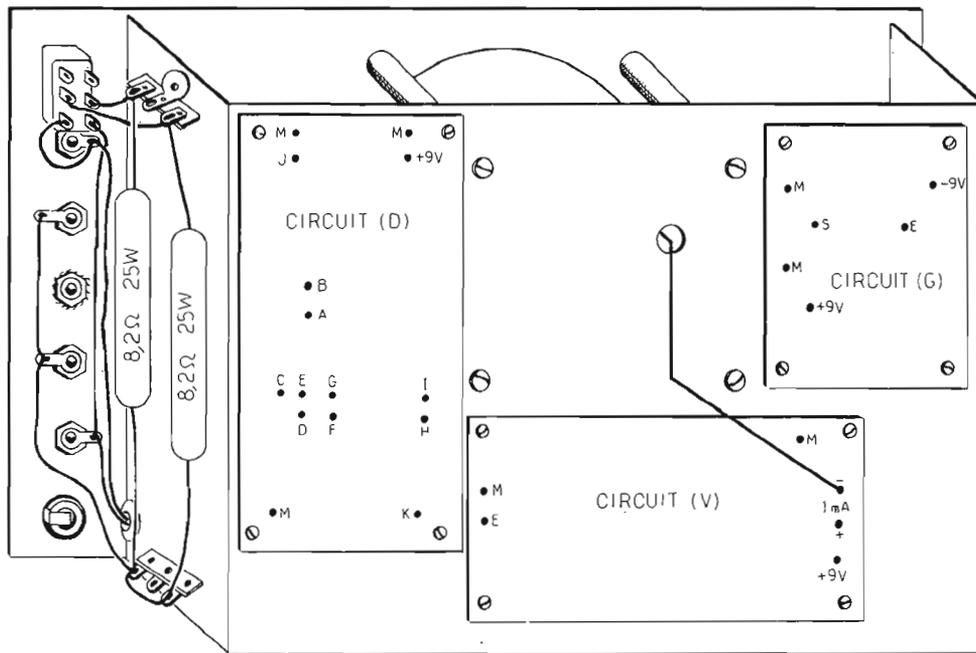


Fig. 6 - Disposition des circuits imprimés.

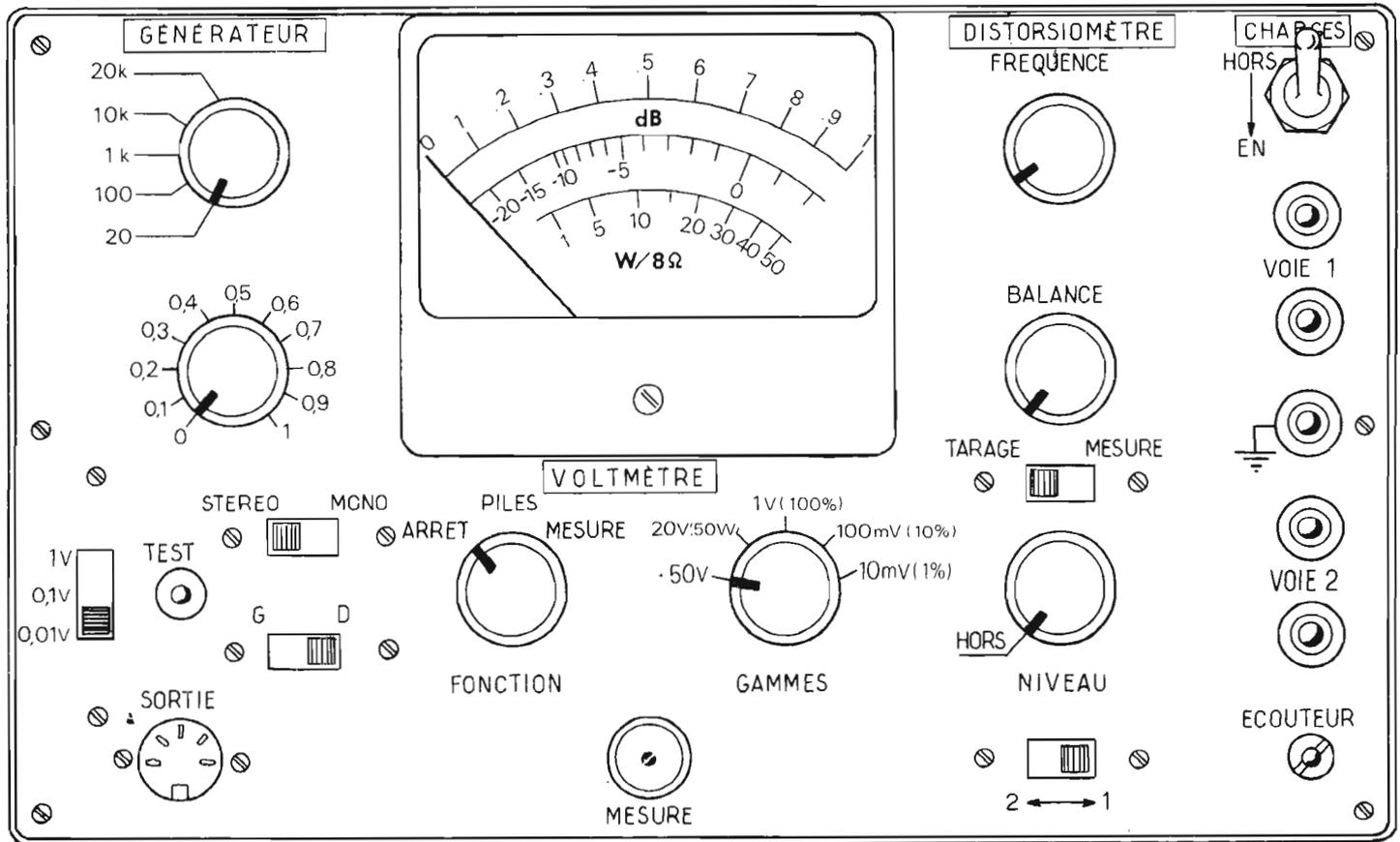


Fig. 7 - Panneau avant avec ses marquages.

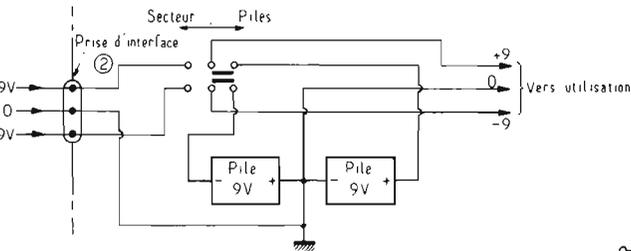
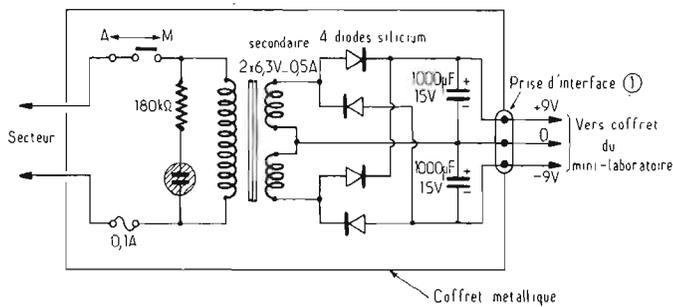


Fig. 8 - Une alimentation secteur de substitution.

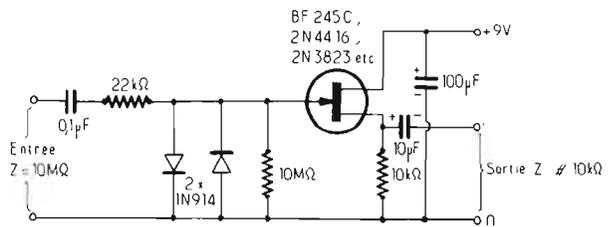


Fig. 9 - Abaisseur d'impédance à entrée protégée. G = 0 db.

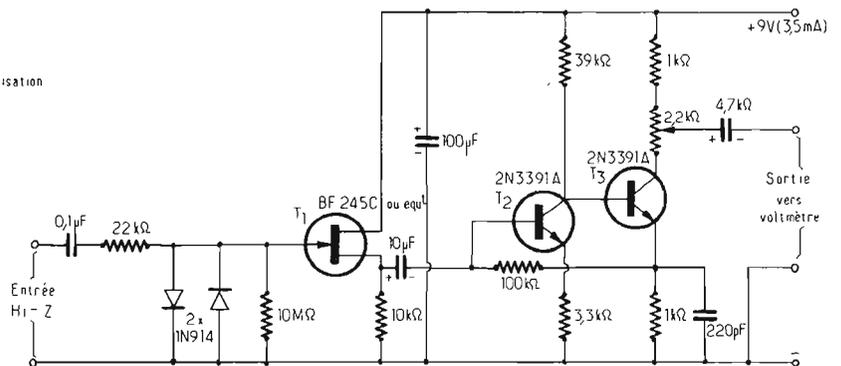


Fig. 10 - Petit amplificateur de 20 db. Bande : 10 Hz à > 100 kHz (à ± 1 db). Z entrée : 10 MΩ (entrée protégée). Z sortie = 1 kΩ max. Distorsion < 0,1 % à 1kHz.

Ceci termine la calibration grossière du mini-laboratoire qui pourra être finolée par l'utilisation d'appareils de mesure extérieurs (millivoltmètre AF, oscilloscope, voltmètre et fréquence-mètres digitaux, etc.).

UTILISATION ET PERFECTIONNEMENTS

L'utilisation du mini-laboratoire est spécialisée pour les chaînes Hi-Fi. Pratiquement toutes les mesures courantes, déterminantes de la qualité électrique d'un amplificateur sont couvertes. C'est ainsi que la sensibilité, le gain, la distorsion, l'action des commandes (puissance, balance, tonalité, filtres, etc.) sont vérifiés et quantifiés. La puissance sur charge, le facteur d'amortissement, le rapport signal/bruit sont mesurés avec une bonne précision. Il est difficile de décrire toutes les possibilités de cet appareil, et ce serait, d'ailleurs, faire injure aux lecteurs intéressés et compétents qui évalueront les services que pourrait leur rendre cet attrayant outil.

Pour éviter une usure trop rapide des piles de l'appareil, on peut imaginer une alimentation secteur de ± 9 V continu dans un petit coffret métallique, ainsi

qu'on l'a représenté sur la figure 8. On utilise un transformateur d'alimentation possédant deux secondaires de 6,3 V, 0,5 A et un redresseur en pont ainsi qu'une paire de condensateurs de filtrage.

Un câble de liaison à 3 conducteurs réunira les deux prises d'interface 1 et 2. Un inverseur piles/secteur situé sur le haut du coffret du mini-laboratoire permettra de conserver à l'appareil son autonomie pour une utilisation volante (position piles) et économisera les piles si l'appareil reste au laboratoire (position secteur).

Une caractéristique du voltmètre est de présenter une impédance pas trop élevée à l'entrée (50 à 80 kΩ) ce qui assure une meilleure stabilité mais est incompatible avec la précision de la mesure si la source a une grande résistance interne. On contournera cette difficulté par l'utilisation d'un abaisseur d'impédance tel que celui de la figure 9 que l'on pourra insérer dans une sonde. Il comporte un transistor FET dont la porte est protégée contre les surtensions par des diodes tête-bêche et une résistance série. L'impédance d'entrée est de 10 MΩ et celle de sortie de 10 kΩ. Le gain est égal à 1. L'alimentation de cet abaisseur (+ 9 V, 500 µA) sera prélevée sur celle du

mini-laboratoire en utilisant une prise d'entrée combinée.

Une autre version de sonde à haute impédance comportant, cette fois, un petit amplificateur à large bande et à faible distorsion harmonique est présenté sur la figure 10. Il comporte le même circuit d'entrée à FET T1 couplé à l'entrée d'un amplificateur T2/T3 à liaison directe, très fortement « contre-réactionné ». Le gain est ajusté à 20 dB exactement entre 10 Hz et plus de 100 kHz. La résistance de sortie est voisine de 1 kΩ et la consommation ne dépasse pas 3,5 mA sur 9 V. Cet amplificateur augmente la sensibilité maximale du voltmètre alternatif jusqu'à 1 mV eff. à pleine échelle, tout en relevant son impédance d'entrée à 10 MΩ. On pourra utiliser cet accessoire pour la mesure des tensions de très faible amplitude, ou comme amplificateur de microphone (utilisation du mini-laboratoire en sonomètre, par exemple).

RÉALISATIONS COMMERCIALES

Des firmes commerciales se sont intéressées depuis longtemps à la réalisation d'ensembles compacts pour le test ou la maintenance des matériels audio-fréquence.

Nous citons trois exemples qui nous ont paru caractéristiques, mais la liste n'est pas exhaustive. **L'Audio-Analyser IM 48 de Heathkit.**

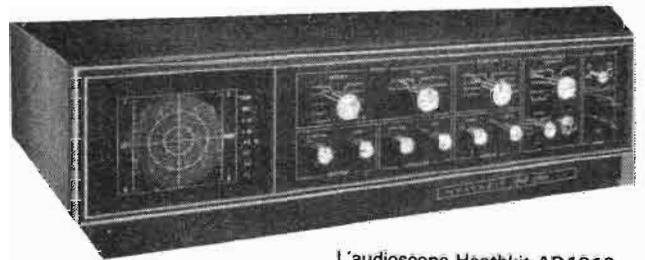
Cet appareil réunit dans un même coffret un voltmètre/dBmètre électronique alternatif, un wattmètre AF, des charges de puissance et un analyseur d'intermodulation. C'est un appareil de conception classique, équipé de tubes, mais dont la stabilité et la sensibilité sont bien connues.

Il permet de réaliser les mesures suivantes :

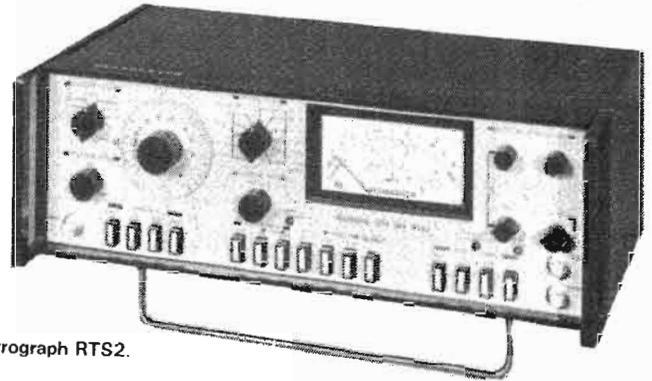
- Mesures des tensions alternatives de 10 mV eff. à 300 V eff. pleine échelle (± 5 %) ou de - 65 à + 52 dBm, par bonds de 1 dB en 10 gammes, ce qui permet d'effectuer des mesures de gain, de niveau de bruit, de sensibilité, etc. La résistance d'entrée est de 1 MΩ.
- Mesure des puissances de 0,15 mW à 150 W à pleine échelle (± 5 %) en 10 gammes. Une puissance permanente de 25 W peut être supportée par l'appareil, on peut admettre 50 W de façon intermittente et 150 W en crête. Une charge interne est utilisée pour le wattmètre mais peut aussi bien être employée sur les autres fonctions. Cette charge est de 4,8, 16 ou 600 Ω.
- Mesure du taux d'intermodu-



L'audio analyser Heathkit IM48.



L'audioscope Heathkit AD1013.



Le Ferrograph RTS2.

lation. On utilise pour cette mesure 2 générateurs à fréquence fixe : 50 Hz et approximativement 6 kHz. La lecture se fait, à pleine échelle, de 100 % à 1 % en 5 gammes ($\pm 10\%$).

La firme Heathkit présente également un distorsiomètre harmonique combiné avec un volt-mètre alternatif.

L'Audioscope AD 1013 de Heathkit.

Il s'agit d'un appareil à installer tout près d'une chaîne de reproduction Hi-Fi, pour en contrôler les caractéristiques essentielles. Sa présentation a une esthétique « de salon », propre aux appareils de ce genre : ce n'est donc pas, à proprement parler, un appareil de laboratoire, encore que ses performances soient très attrayantes pour cet usage.

Pour autant, il ne faut pas considérer l'audioscope comme un gadget : il comporte un oscilloscope, un générateur AF et des commutations qui lui donnent la possibilité de vérifier la séparation des canaux en stéréo ou en quadraphonie, la phase et la puissance relative des signaux, l'accord des récepteurs et des tuners, etc. Il comporte une cinquantaine de transistors, 6 circuits intégrés et un tube cathodique.

L'oscilloscope a une sensibilité verticale de 25 mV/cm (entrée 100 k Ω) de 5 Hz à 200 kHz ± 3 dB. Il possède une base de temps déclenchée de 10 Hz à 100 kHz.

Le générateur couvre la bande

de 20 Hz à 20 kHz. Le sinusoïde de sortie, très stable, ajustable de 2 mV à 3 V eff sur 600 Ω est générée à partir d'une tension triangulaire et d'un synthétiseur. Un calibrateur de tension délivre 1 V crête à crête $\pm 5\%$.

Cet appareil, truffé de possibilités, donnera satisfaction aux amateurs exigeants, notamment aux propriétaires d'installations quadraphoniques.

Le Ferrograph RTS2.

Cet appareil est présenté par la firme LEA qui avait jadis mis au point un « performancemètre » aux prétentions plus modestes que ce petit laboratoire AF intégré.

Il a été spécialement étudié pour réaliser des mesures sur des magnétophones mais sa conception est telle qu'il convient parfaitement à la constitution d'une « centrale de mesures » pour tous les équipements audio fréquence. Il convient tout à fait aux laboratoires spécialisés mais son prix pas trop élevé (environ 5 500 F T.T.C.), compte tenu de la qualité des éléments qui le composent et des nombreuses possibilités d'emploi, devrait intéresser les amateurs désireux de se constituer sous une forme condensée un laboratoire AF de très bonne qualité.

Le principe de cet appareil a été exposé dans le N° 1383 de cette revue (p. 183 et suivantes). Nous nous bornerons à rappeler ses caractéristiques essentielles :

— Générateur RC de 15 Hz à

150 kHz en 4 gammes. Tension de sortie jusqu'à 3 V eff. $\pm 0,2$ dB ($Z < 450 \Omega$), distorsion $< 0,08\%$ entre 100 Hz et 20 kHz.

— Générateur à fréquence fixe : 3 150 Hz, 350 mV sur 220 Ω pour les mesures de fluctuation ou d'écart de vitesse (générateur très stable).

— Millivoltmètre de 1 mV à 100 V eff. en 11 positions de 10 dB (précision $\pm 2\%$ de 30 Hz à 20 kHz) bande $\pm 0,2$ dB de 10 Hz à 150 kHz, impédance d'entrée : 2 M Ω .

— Fluctuomètre (normes CCIR ou DIN 45507) réponse max. à 4 Hz. 3 calibres : 0,1 %, 0,3 % et 1 %. Une gamme ($\pm 2\%$) pour la mesure des écarts de vitesse, sortie pour oscilloscope.

— Distorsiomètre harmonique pour fondamentales comprises entre 400 Hz et 1 100 Hz. Taux mesurables 0,1 % à 100 % pleine échelle. Distorsion résiduelle inférieure à 0,05 %, tensions admissibles de 100 mV à 100 V, sortie pour oscilloscope.

Cet appareil est entièrement transistorisé. Il peut être complété d'un complément (unité auxiliaire ATU1) qui étend ses possibilités d'utilisation.

J.C.

(à suivre)

RECTIFICATIF

Dans le précédent article de cette série publié dans notre numéro 1499 un malheureux « mastic » s'est produit et rend difficilement compréhensible une partie du texte.

Il faut lire :

Page 216. 1^{re} colonne dernière ligne. L'impédance pourra alors être fixée... jusqu'à... Page 217, 4^e colonne, fin du 1^{er} paragraphe... aux sorties D et G de l'amplificateur et à sa borne de masse s'il en possède une.

Cette partie de l'article doit venir s'insérer page 214 entre le 3^e et le 4^e paragraphe.

Fig. 4 - Dans la liste des composants seul le condensateur C1 est au tantale.

Fig. 5 - Le point 3 du circuit imprimé est situé au point commun entre les résistances de 10 k Ω et 220 Ω . Le point 4 au point commun entre la résistance de 10 k Ω et le point milieu de la résistance ajustable de 100 Ω .

Page 215, 4^e colonne dernier paragraphe, lire : On placera S6 sur « Balance », S4 (« charges ») sur « hors », S5 étant sur une position indifférente...

Nous prions nos lecteurs, de bien vouloir nous excuser de ces erreurs.

RETOUR SUR LE MULTIMETRE DMM 1038 : platine de mesure des tensions continues

NOUS avons décrit dans les numéros 1441, 1446, 1450 et 1454, un multimètre numérique, le DMM1038, utilisant les circuits intégrés spéciaux, FEY101B et FEJ271B de la firme RTC-Philips. Or cette firme ayant brutalement stoppé la fabrication de ces composants, de nombreux amateurs se trouvent dans l'impossibilité de réaliser ce multimètre, voire de le terminer.

Les deux circuits indiqués ci-dessus ont été remplacés par un nouveau circuit : le GZF1200D, intégrant en une seule pastille tous les étages nécessaires à la réalisation du voltmètre.

On trouve en figure 1, le brochage du GZF1200D présenté dans un boîtier dual-inline à 28 broches. Le modèle actuel est du type céramique, un boîtier plastique plus économique sera, paraît-il, disponible dans quelques mois.

La figure 2 montre le diagramme logique interne. On y retrouve évidemment les mêmes parties que dans les anciens circuits :

- Les circuits d'horloge et de prédivison par 46.
- Le Flip-Flop d'entrée commandé par un intégrateur externe et assurant la commutation des tensions de référence positive et négative.

- Le compteur-décompteur dont la sortie se fait sur la broche 19 qu'il faudra relier à l'entrée 21 pour envoyer le résultat du comptage-décomptage dans les circuits de multiplexage.

- Ces circuits de multiplexage, pilotés par les impulsions d'horloge convenablement divisés fournissent, d'une part les signaux de balayage (broches 10 à 14) et d'autre part, les signaux d'information (broches 15 à 18).

- Une sortie de polarité (broche 20) indique si la tension mesurée est positive ou négative.

- Enfin des circuits supplémentaires sont prévus pour une utilisation en changement automatique de gammes.

Le GZF1200D utilisant une technologie de fabrication différente des FEY et FEJ (LOCMOS au lieu de MOS-PI) les modalités d'utilisation sont à revoir :

- En premier lieu, la tension d'alimentation n'est plus la même : de 4,75 V à 10,5 V (au lieu de 24 V). Pour obtenir la compatibilité TTL directe avec le décodeur-driver d'affichage DD700, la tension retenue est donc de 5 V.

- Par ailleurs, le rapport de division de la fréquence d'horloge donnant, comme nous venons de le voir, les signaux de fonctionnement interne et de multiplexage est très différent. Avec les FEY et FEJ le temps de mesure était

de 4092 impulsions d'horloge. Avec le GZF1200D il est de 65536 impulsions. Pour obtenir le même temps de mesure (0,5 à 1 s) il faut donc une oscillation d'horloge à fréquence beaucoup plus élevée (100 kHz au lieu de 6000 Hz). Cette rapidité n'est pas sans poser de problème au niveau de l'ampli opérationnel d'entrée qui sera modifié. Les signaux de balayage sont également à fréquence plus élevée (près de 2 000 Hz au lieu de 100 Hz).

L'affichage maximum est de 2048 au lieu de 2046.

- Enfin, il est nécessaire de placer le point 0V (point milieu des tensions de référence, fixant le potentiel du pôle commun) entre les potentiels d'alimentation du GZF1200D. Cela amène le 0V très près de la tension P_0 (à 2,5 V env.). Le montage retenu avec les anciens circuits ne convient plus très bien car le fonctionnement de l'amplificateur différentiel est trop dissymétrique.

- Comme nous l'avons vu, le GZF1200D contient une logique de changement automatique de gamme de mesure. Cette possibilité n'est pas exploitée ici. Huit gammes de mesure sont possibles (range outputs de 000 à 111) : il faut alors utiliser les sorties

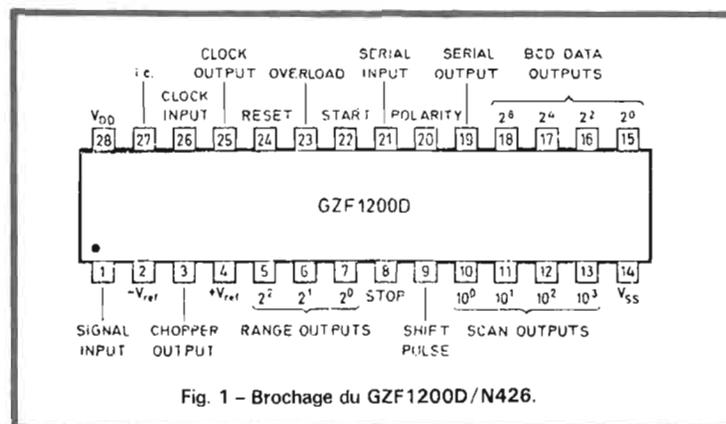
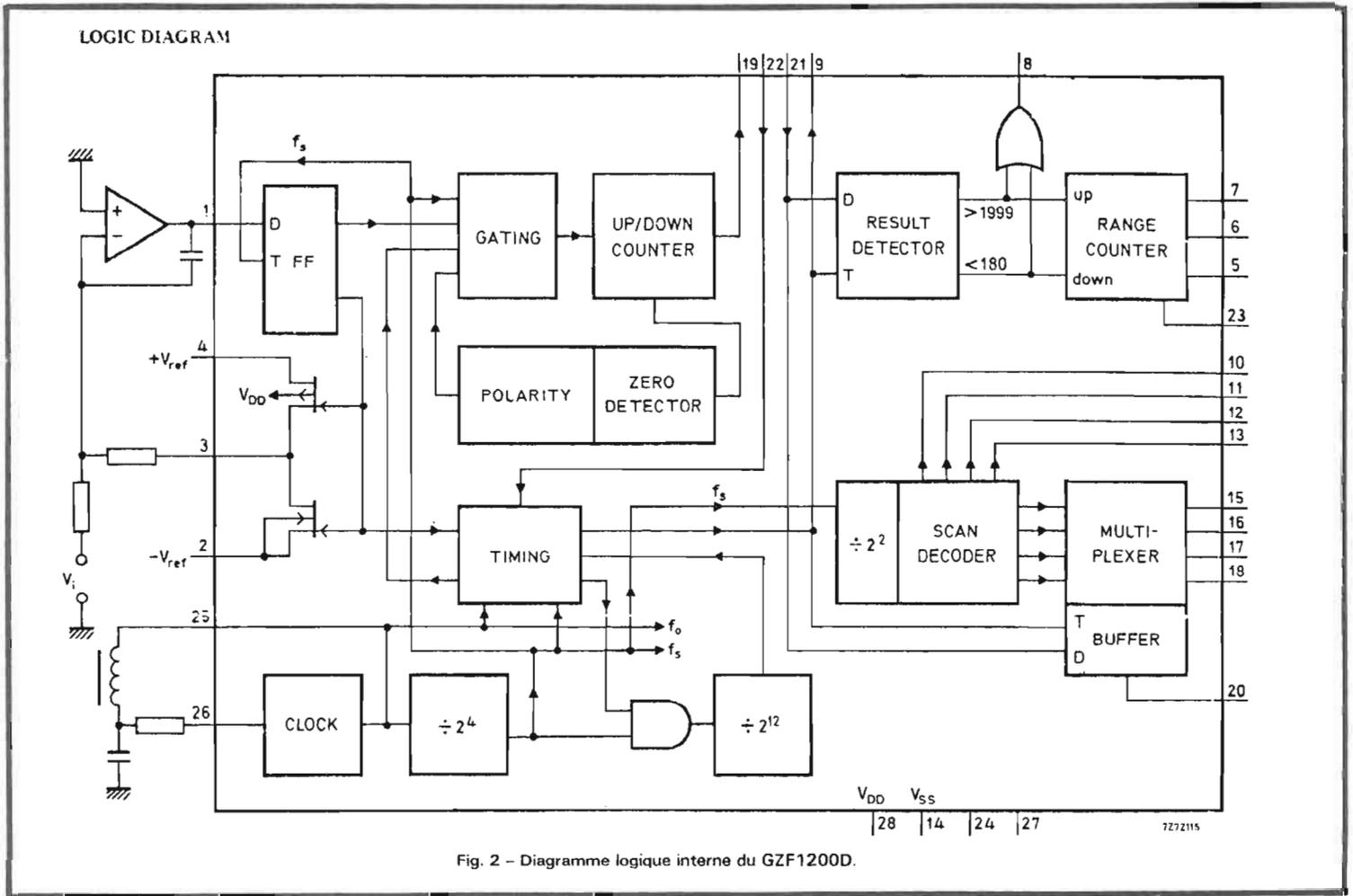


Fig. 1 - Brochage du GZF1200D/N426.



« stop » et « start » arrêtant le comptage pendant le changement de gamme et le redémarrant lorsqu'il est terminé.

Le passage en gamme supérieure se fait lorsque le comptage dépasse 1999, tandis que le passage en gamme inférieure est provoqué par un résultat inférieur à 180. Nous envisageons d'exploiter ces possibilités dans un futur multimètre, mais le problème de la commutation effective n'est ni simple, ni économique.

ÉTUDE DU SCHÉMA Voir figure 3

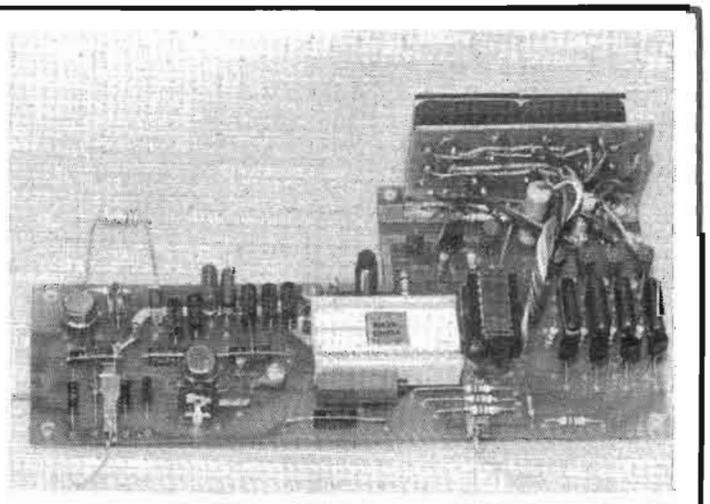
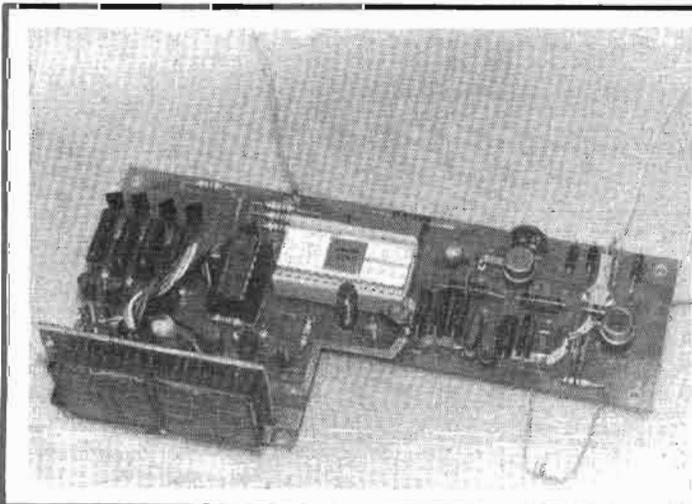
Il s'agissait de réaliser un montage permettant d'utiliser le GZF1200D dans un appareil existant. Nous avons donc essayé d'obtenir un ensemble s'adaptant avec un minimum de modifications au matériel existant.

Ainsi la sensibilité d'entrée a été volontairement conservée identique : 2000 mV. De même la

tres haute impédance nécessaire à l'atténuateur de 10 MΩ. Les tensions d'alimentation sont restées celles de la précédente maquette pour ne pas avoir à modifier aussi les circuits d'alimentation et le transformateur.

Nous trouvons d'abord un amplificateur opérationnel, le LH0042CH de NS, monté en suiveur de tension. Le circuit retenu est équipé de transistors à effet de champ, nous assurant un courant résiduel d'entrée de l'ordre du

picoampère ($1 \text{ pA} = 10^{-12} \text{ A}$). En effet, n'oublions pas que l'entrée de l'ordre du multimètre se referme, à vide, sur la résistance de 10 MΩ de l'atténuateur. Avec ce très faible courant résiduel, nous avons alors apparition d'une tension résiduelle de $10^{-12} \times 10^6 = 10^{-6} \text{ V}$, soit de l'ordre du microvolt. Comme la résolution maximum est de 1 mV, aucun problème n'apparaîtra de ce côté. Par contre, si nous avons monté un circuit plus classique, même à



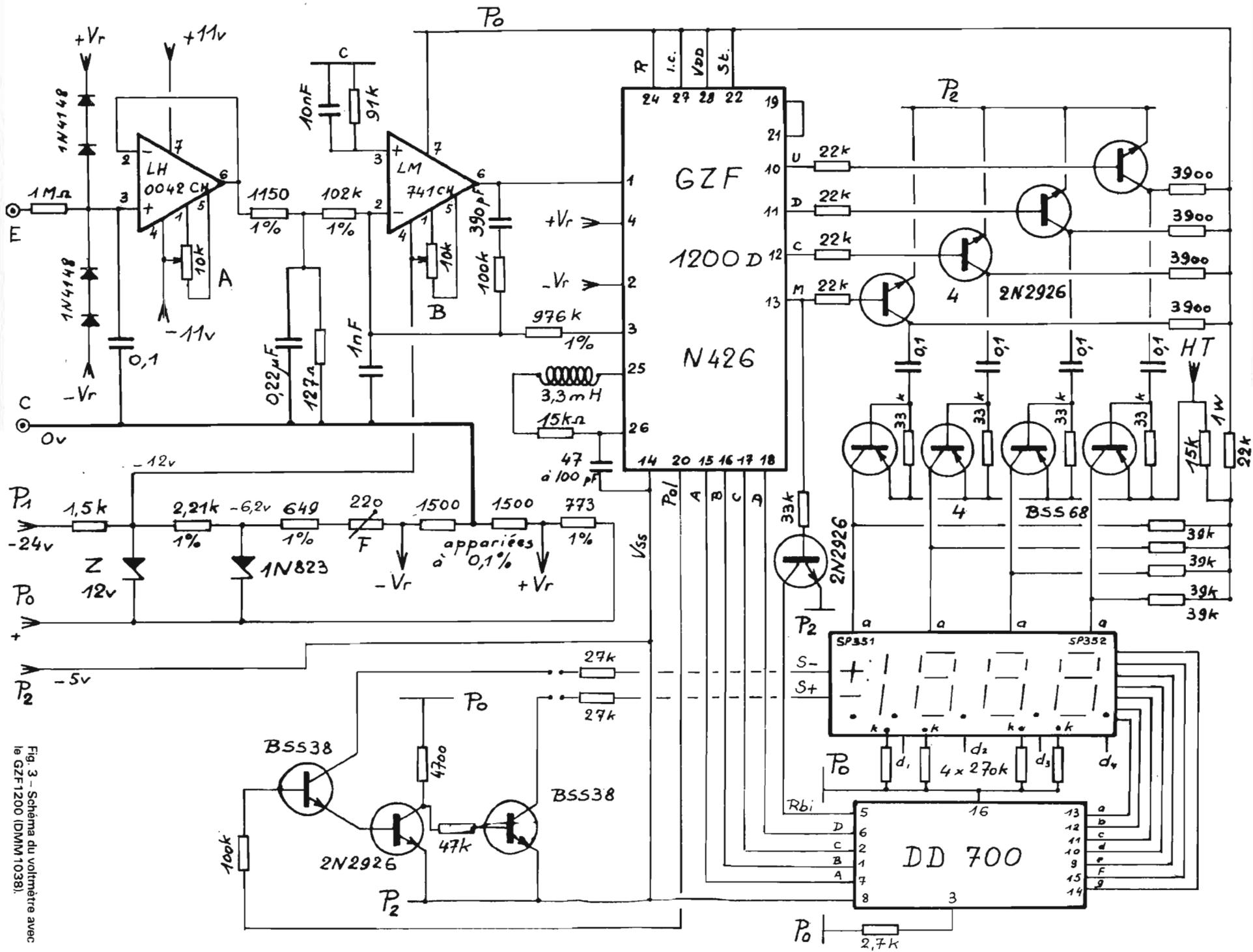


Fig. 3 - Schéma du voltmètre avec le GZF-1200 (DMM1038).

base de transistors à super-gain, comme le LM310, nous aurions bien eu la très haute impédance d'entrée, mais aussi un courant résiduel nettement plus élevé, quoique de l'ordre du nanoampère ($1 \text{ nA} = 10^{-9} \text{ A}$). Le LM310 étant donné pour 2 nA typique à 7 nA max. provoquerait à vide l'affichage d'une tension résiduelle de $2 \text{ à } 7 \cdot 10^{-9} \times 10^6 = 2 \text{ à } 7 \cdot 10^{-3} \text{ V}$, c'est-à-dire de $2 \text{ à } 7 \text{ mV}$, ce qui serait fort gênant.

L'entrée est protégée contre les inductions parasites par la cellule $1 \text{ M}\Omega/0,1 \mu\text{F}$ et contre les surcharges par la $1 \text{ M}\Omega$ associée aux 1N4148, interdisant au potentiel d'entrée de dépasser $\pm 3 \text{ V}$. Les diodes 1N4148 seraient avantageusement remplacées (nous parlons du point de vue technique, évidemment) par la 1N3595 de Sescosem, pour son très faible courant de fuite.

Il est nécessaire d'alimenter le LH0042 en $\pm 11 \text{ V}$ pour obtenir une amplification parfaitement symétrique. Le potentiomètre d'offset règle le zéro du circuit. La sortie du LH0042 alimente un pont diviseur de rapport très voisin de 10 et qui applique donc le 1/10 de la tension d'entrée au circuit opérationnel suivant. Cette tension, via la résistance de $102 \text{ k}\Omega$, charge le 1 nF . Si la charge est positive le 741 bascule et connecte par l'intermédiaire du GZF1200, la tension de référence négative, qui contre-balance la tension d'entrée. Le système va alors effectuer des basculements successifs dont le but est de maintenir nulle la tension moyenne aux bornes du 1 nF . L'offset du 741 est corrigé de manière classique. Les tensions d'alimentation du 741 et les tensions de référence sont obtenues par un réseau diviseur partant du -24 V .

Les résistances à $0,1 \%$ étant chères et surtout difficiles à trouver, il suffit de prendre des modèles 1% mais triées à l'ohmmètre numérique pour être égales à $0,1 \%$ près (les résistances fournies dans le kit de RD. Electronique seront appariées de cette manière).

La résistance ajustable de 220Ω corrige la valeur des tensions de référence pour assurer l'étalonnage de bout de gamme.

Le GZF1200 oscille sur lui-même grâce au couplage entrée-sortie provoqué par la self de $3,3 \text{ mH}$. La fréquence recommandée est de l'ordre de $100 \text{ à } 120 \text{ kHz}$. Le reste du schéma conserve l'affichage :

— Les signaux d'information sont envoyés directement sur les entrées du DD700, la compatibilité TTL étant assurée par la tension d'alimentation identique des deux circuits.

— Les signaux de multiplexage sont positifs. Les 2N2926 les inversent. La liaison par condensateur permet de rétrécir la durée de ces crêteaux négatifs, de manière à obtenir les temps d'interdigit indispensables à un fonctionnement correct des afficheurs Beckman (nouvelle appellation commerciale des afficheurs Sperry). Il faut en effet, un temps de dé-ionisation suffisant pour éviter une confusion des informations d'affichage, d'autant que le multiplexage est très rapide. Les signaux obtenus ainsi, ouvrent les transistors HT, BSS68, qui appliquent la HT sur les anodes des afficheurs. Au repos, le potentiel des collecteurs est de 140 V environ. Le zéro du digit des milliers est effacé en portant, à l'instant du fonctionnement de ce digit, l'entrée R_{BI} du DD700 à 0.

— Lorsque la tension mesurée est négative, la sortie « polarité » du GZF1200 passe à $+5 \text{ V}$. Cette tension rend conducteur le premier BSS38 et bloque le second, affichant le « - » du SP351. Si cette tension est positive, phénomène inverse et allumage du « + ».

LISTE DES COMPOSANTS

1 GZF1200D (RTC)
 1 LM741CH (NS) ou nombreux équivalents des autres marques
 1 LH0042CH (NS) ou 8007C de Intersil
 1 DD700
 4 BSS68 (RTC) ou MP5L51 de Motorola
 2 BSS38 (RTC) ou MP5A43 de Motorola
 6 2N2926 V ou n'importe quel NPN silicium à gain de 200 à 500
 4 1N4148 ou 1N914 ou mieux,
 2 1N3595 de Sescosem
 1 Zener 12 V , 400 mW quelconque
 1 Zener de référence 1N823 ($6,2 \text{ V}$, $0,005 \%$ $^{\circ}\text{C}$)
Résistances de précision 1% , $1/2$ ou $1/4 \text{ W}$
 1 127Ω
 1 649Ω
 1 773Ω
 1 1150Ω
 2 1500Ω (égales à mieux que $0,1 \%$ près)
 1 2210Ω
 1 $102 \text{ k}\Omega$

1 $976 \text{ k}\Omega$

Résistances 5 % 1/4 W

1 1500Ω
 1 2700Ω
 4 3900Ω
 1 4700Ω
 1 $15 \text{ k}\Omega$
 4 $22 \text{ k}\Omega$
 2 $27 \text{ k}\Omega$
 5 $33 \text{ k}\Omega$
 4 $39 \text{ k}\Omega$
 1 $47 \text{ k}\Omega$
 1 $91 \text{ k}\Omega$
 2 $100 \text{ k}\Omega$
 4 $270 \text{ k}\Omega$
 1 $1 \text{ M}\Omega$

Résistances 5 % 1 W

1 $15 \text{ k}\Omega$
 1 $22 \text{ k}\Omega$

Trimmers multitours

2 $10 \text{ k}\Omega$ type T19S, Sfernice
 1 220Ω type T19S, Sfernice

Condensateurs

1 nF , 100 V , type MKM polycarbonate Siemens
 1 10 nF 100 V , type MKM polycarbonate Siemens
 1 $0,1 \mu\text{F}$, 100 V , type MKM polycarbonate Siemens
 1 $0,22 \mu\text{F}$, 100 V , type MKM polycarbonate Siemens
 4 $0,1 \mu\text{F}$, 400 V , type C280 Cogeco
 1 390 pF perle ou plaquette subminiature céramique
 1 $47 \text{ à } 220 \text{ pF}$ styroflex

Divers

1 circuit imprimé A
 1 circuit imprimé C (voir N° 1450, fig. 36, page 195)
 1 afficheur SP351 Beckman
 1 afficheur SP352 Beckman
 1 support DIL 28 broches (éventuellement)
 1 support DIL 16 broches
 1 self $3,3 \text{ mH}$ par ex. SECRE série 500 type 535 (nous avons réalisé cette inductance en bobinant, sur un bâtonnet ferrocube $\varnothing 4 \text{ mm}$ L 25 mm , 300 spires environ de fil émaillé 15/100 en 4 couches).

RÉALISATION

Il suffit de se reporter à la figure 6 qui donne l'emplacement des divers composants sur le circuit imprimé double face (fig. 4 et 5). Circuit imprimé qu'il est possible de se procurer, si l'on recule devant sa confection, aux établissements RD. Electronique. Aucun problème particulier, surtout s'il est fait usage de supports pour les deux circuits intégrés. Souder immédiatement les deux ponts 1 et 2 et les ponts recto-verso a, b et d.

Les résistances des sorties de multiplexage seront soudées bien à plat, de manière à dégager l'accès des trimmers multitours. Par contre les résistances de précision seront laissées avec des fils plus longs, afin de ne pas les faire trop souffrir à la soudure (utiliser le shunt thermique préconisé).

Préparer la platine C. Au montage des afficheurs SP350, il faudra prendre les plus grandes précautions mécaniques. En effet, à l'expérience il apparaît que des fêlures invisibles peuvent se produire, par exemple par torsion abusive des broches : l'afficheur « meurt » alors très rapidement, par entrée d'air.

Assurer la liaison entre les platines A et C

Placer en dernier lieu les circuits intégrés. Le LH0042CH étant à FET, ne le souder que fer débranché du secteur.

Disposer les fils d'alimentation : $+11 \text{ V}$, -11 V , 0 V pour le LH0042CH, P_0 , P_1 , P_2 et HT pour le reste du montage.

MISE EN SERVICE

Vérifier le câblage avec le plus grand soin.

Relier directement E et le commun C.

Mettre sous tension : l'affichage doit marquer un nombre voisin de 0.

On pourra vérifier la fréquence de l'horloge et amener l'oscillation entre 100 et 120 kHz , par action sur l'inductance ou ce qui est plus simple sur la valeur du condensateur.

Si des effluves avaient tendance à se produire dans les afficheurs, il faudrait réduire quelque peu la valeur de la HT.

Court-circuiter la résistance de 127Ω et amener l'affichage à 0 par action sur le potentiomètre B.

Supprimer ce court-circuit et retrouver le 0 avec le potentiomètre A.

Brancher la pile étalon entre E et C et caler l'affichage à la bonne valeur par F.

La platine est alors terminée et prête à être montée dans le DMM1038.

Nous terminerons en signalant que nous décrirons prochainement un petit multimètre très économique, équipé du GZF1200 et muni d'un affichage à diodes électro-luminescentes.

F. THOBOIS

UN DISPATCHING

à " touch-control "

LES systèmes de « touch control » ont un intérêt attractif pour les appareils « grand public » où ils facilitent le choix d'un programme de télévision ou d'une station en modulation de fréquence. Ces systèmes sont très à la mode et aujourd'hui, les fabricants de circuits intégrés disposent de plusieurs circuits permettant la réalisation de ces dispositifs. Plusieurs types de circuits sont disponibles, certains permettent même une commutation statique de signaux basse fréquence. Seulement, ces circuits sont unidirectionnels, et ne permettent pas l'envoi d'un seul signal dans plusieurs directions, ils ne permettent que l'envoi de ce signal vers un point, à partir de plusieurs sources.

Le dispatching dont nous vous proposons ici la réalisation a été conçu pour traiter les signaux dans les deux sens, il permet

même d'aiguiller toutes sortes de signaux, depuis ceux à courant fort, ceux de sortie d'amplificateur vers des enceintes, que ceux à courants plus faibles, venant par exemple d'un magnétophone ou d'un tuner. Nous avons en effet utilisé, non une commutation statique simple mais peu compatible avec les courants « forts » mais une commutation par relais. Déjà, en décembre 1973 nous vous avons proposé une réalisation de ce genre. Cette fois, le nombre de relais a été réduit, ce qui autorise une réduction sensible du prix de revient de l'installation. Les circuits intégrés utilisés font partie d'une nouvelle génération, le fabricant, en l'occurrence Siemens, ayant amélioré la fiabilité du fonctionnement et de l'utilisation. L'emploi de relais en sortie autorise même le passage du courant continu.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS

Les circuits intégrés SAS 560S et 570S sont les successeurs des circuits SAS 560 et 570. 560 et 570 se distinguent entre eux par le fait que le circuit 560 dispose d'un étage de mise en condition initiale qui fait que dès que l'on met le circuit sous tension, le canal 1, qui correspond à plusieurs bornes bien précises du circuit intégré est en service. Le circuit intégré 570S n'a pas cette particularité et sera employé en association avec le 560S chaque fois qu'un nombre de fonctions supérieur à quatre sera nécessaire.

Les améliorations de la série 560 et 570S ont porté sur plusieurs points. Une amélioration a été apportée sur la sécurité contre l'inversion des tensions d'alimen-

tation. Chaque circuit devait être alimenté par deux sources, l'une à « haute » tension pour les potentiomètres commandant la tension des varicaps des tuners, l'autre à basse tension pour la signalisation du canal en service. L'ordre de mise sous tension devait être respecté pour éviter la destruction du circuit. Il est maintenant possible de porter ces deux broches à leur tension nominale dans n'importe quel ordre, la structure interne du circuit ayant été modifiée.

La consommation de puissance a été réduite et en même temps, le courant maximal autorisé pour la signalisation est passé de 35 à 55 mA. Le domaine de fonctionnement a été élargi, ce type de circuit intégré peut maintenant être alimenté à partir d'une tension de 8 V. La sensibilité aux parasites a été améliorée par la disposition interne du circuit ; la stabilisation

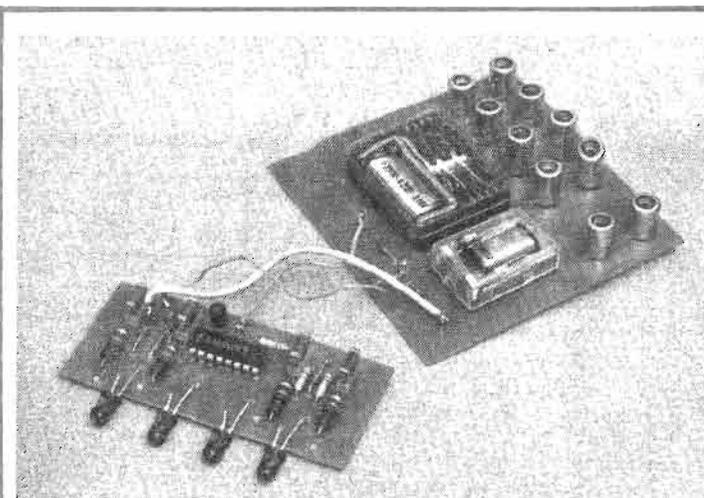


Photo 1
Ce dispatching à quatre entrées stéréophoniques est construit en deux modules, l'un de commande avec le circuit intégré, les diodes électroluminescentes et les touches, l'autre avec les relais et les prises.

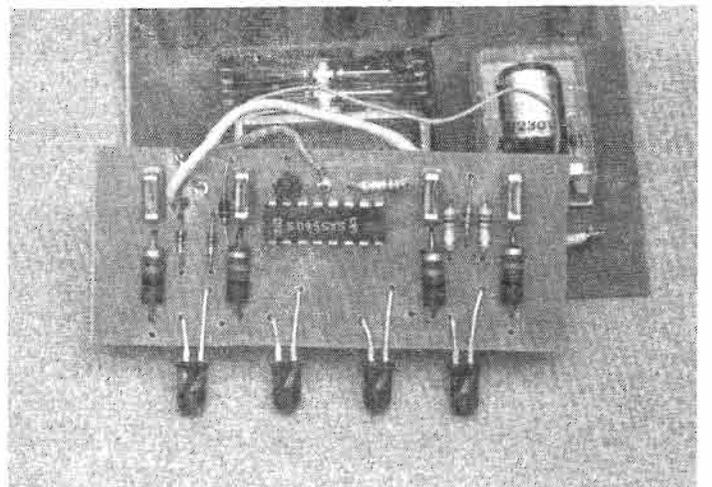


Photo 2 - Détail du bloc de commande qui peut se monter directement sur le panneau avant.

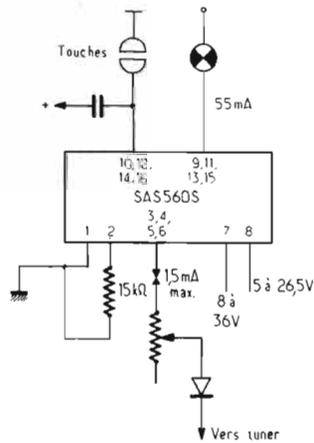


Fig. 1. - Principe du branchement du circuit intégré 560S utilisé sur un téléviseur.

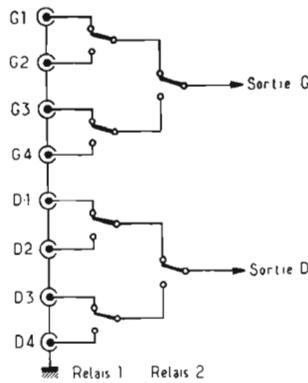


Fig. 2. - Utilisation des contacts repos et travail des deux relais pour la commutation de quatre entrées stéréophoniques.

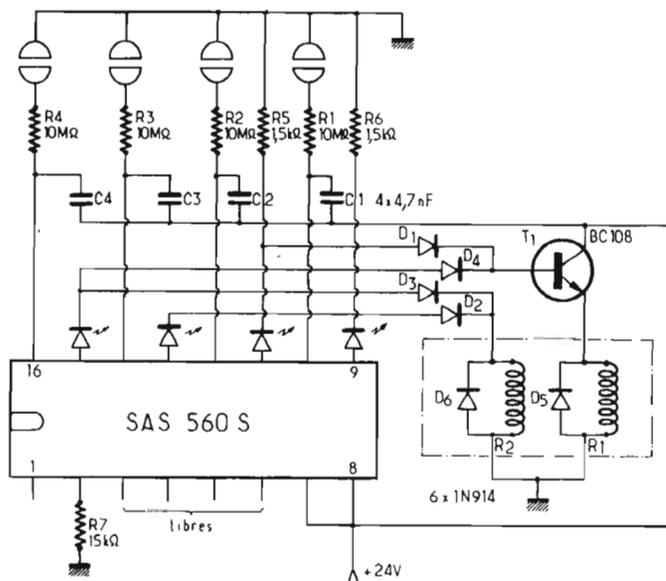


Fig. 3. - Schéma de principe de la commande des relais à partir du SAS 560S.

de tension interne permet d'alimenter le circuit intégré à partir d'une source grossièrement filtrée. Des parasites d'une amplitude de 5 volts ne suffisent pas à passer d'un canal à l'autre. De plus, des diodes de protection intégrées aux bases des transistors d'entrée suppriment les tensions positives ; dans ce cas de fonctionnement, l'impédance d'entrée devient de l'ordre de 3 kΩ.

L'enclenchement du canal numéro 1 (mise sous tension des circuits intégrés) est assuré par un trigger, cet enclenchement n'a lieu qu'une fois que la tension d'alimentation est bien établie.

FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT INTÉGRÉ

Le circuit intégré de touch control type 560S dispose d'une entrée reliée à une touche sensi-

ble. Le fait de placer une résistance de valeur élevée entre la masse et la touche donne naissance à un courant dans le circuit d'entrée du CI. Ce courant commande une bascule qui remet à zéro la bascule précédemment excitée et met en service deux circuits. Le premier de ces circuits commande la mise sous tension d'un potentiomètre dont le curseur ira vers les diodes varicaps du tuner commandé. Le second de ces circuits fait apparaître une tension positive sur la borne destinée à l'affichage de la sortie en service. On dispose ainsi de deux tensions, obtenues au travers de transistors. Le courant maximum que l'on peut tirer de la sortie « potentiomètre d'accord » est de 1,5 mA tandis que celui d'affichage peut atteindre 55 mA en régime permanent et 100 mA pendant 2 secondes. Cette dernière limitation devra être prise

en considération lors de l'emploi de lampes pour le circuit d'affichage. Les filaments des lampes possèdent en effet une faible résistance à froid et de ce fait, sont traversés par un courant élevé lors de la phase d'allumage. La figure 1 donne le brochage et les limites de fonctionnement de ce circuit. Il est possible d'étendre ce circuit, dans ce cas, il n'y aura qu'une seule résistance de 15 kΩ pour les deux circuits intégrés, les deux bornes numéro 2 seront reliées entre elles. Cette borne sert à assurer l'interconnexion pour la remise à zéro des autres bascules. Une précaution à prendre lors de l'utilisation avec plusieurs potentiomètres : placer, entre chaque curseur du potentiomètre et la sortie vers le tuner, une diode de séparation.

Une autre possibilité est offerte par ce type de circuit intégré, le branchement en compteur en

anneau. Ce type de compteur permet une commande à distance par exploration successive de toutes les stations préréglées. Ce compteur en anneau se réalise en reliant l'entrée 2 à la sortie d'accord 1 et ainsi de suite à l'aide d'un condensateur de faible valeur (56 pF), les impulsions de commande sont envoyées sur la borne 2.

APPLICATION DES SAS 560S et 570S À UN DISPATCHING

Le dispatching élémentaire est constitué par un clavier à touches reliées mécaniquement entre elles de telle façon que l'enfoncement d'une touche entraîne la libération d'une autre précédemment enfoncée. On peut également réaliser cette fonction à partir d'un sélecteur rotatif dont l'attrait est inférieur et qui oblige à passer par les autres fonctions. Les contacts électriques de chaque touche sont câblés pour réaliser le schéma souhaité.

Avec les circuits intégrés de touch-control, nous nous proposons de réaliser cette même fonction. En effet, la commande sur une touche entraîne la libération d'une bascule, condition essentielle pour la réalisation d'un système équivalent au clavier mécanique. Ce clavier électronique doit aussi posséder un système de signalisation, que le clavier mécanique possédait grâce à l'enfoncement de la touche qui se détachait des autres, restées en position de repos.

Le courant de sortie relativement élevé des circuits SAS 560S permet de commander un relais, et de plus, il existe un composant lumineux très pratique et très fiable, la diode électroluminescente que nous avons mis à profit. Cette diode s'illumine brillamment sitôt qu'elle est traversée par un courant d'une dizaine de milliampères : cette diode électroluminescente ne demande qu'une tension d'alimentation réduite, de l'ordre de 1,5 V environ. Placée en série avec le relais, elle constituera un afficheur de choix ne dérivant qu'une partie réduite de l'énergie disponible à la sortie du circuit intégré. La solution la plus simple pour réaliser ce sélecteur à touches sensibles est de placer, sur chaque sortie prévue pour les lampes de signalisation, un relais. Pour que le courant traversant ce relais soit le plus faible possible, il

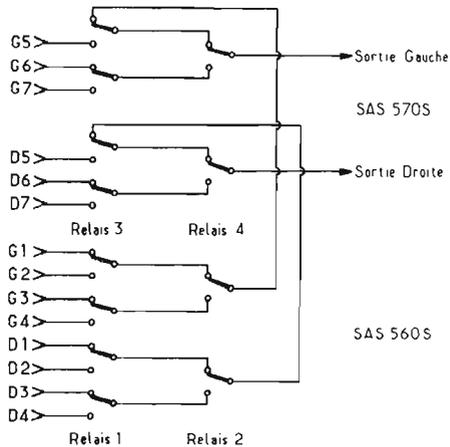


Fig. 4. - Extension à sept entrées du dispatching à touch control.

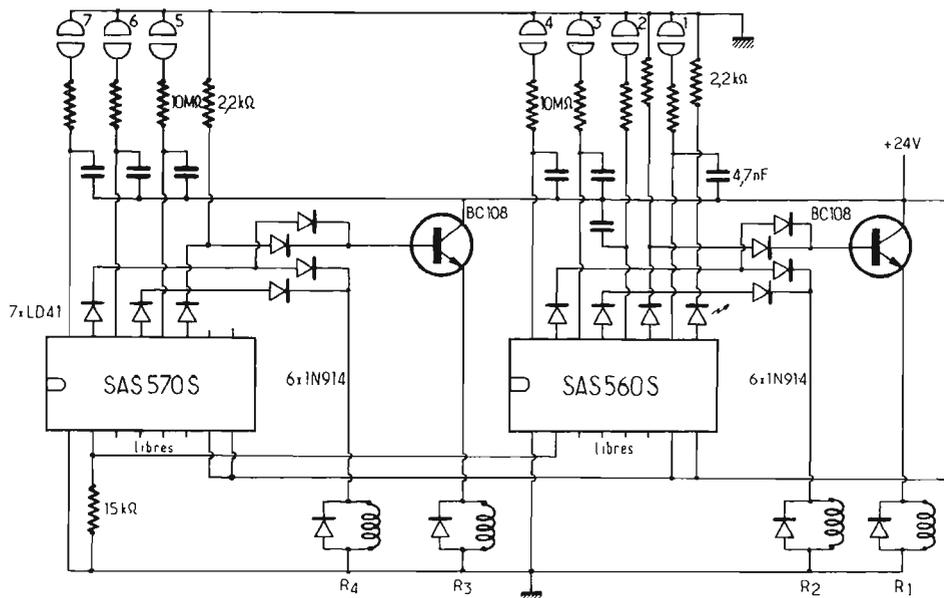


Fig. 5. - Schéma de principe de la commande des quatre relais à partir d'un SAS 560S et d'un SAS 570S.

faut que sa résistance soit élevée donc que sa tension de fonctionnement le soit. Comme le circuit intégré admet une tension de 26,5 V on choisira un relais 24 V dont la consommation soit inférieure à 55 mA.

Nous avons utilisé dans le premier « touch control » décrit 4 relais identiques. Le prix d'un relais est relativement élevé, et, cette fois nous avons réalisé une économie sensible. Un dispatching à quatre entrées stéréophoniques demande huit entrées élémentaires. Un relais à quatre inverseurs possède huit entrées, un contact repos et un contact travail par inverseur. En utilisant le schéma de principe de la figure 2, on s'aperçoit qu'il est possible à partir de deux relais de traiter les huit entrées nécessaires. Ainsi, l'entrée 1 sera dirigée vers la sortie si les deux relais sont au repos ; l'entrée 2 lorsque le relais 1 sera collé et le relais 2 au repos, l'entrée 3 avec le relais 1 au repos et le relais 2 collé, et l'entrée 4 lorsque les deux relais seront collés. Ainsi, avec deux relais, nous pouvons réaliser la commutation désirée. L'un des relais sera un modèle à quatre inverseurs et l'autre relais n'en possèdera que deux.

Ce système n'est ni plus ni moins qu'un codeur logique, il y a quatre solutions pour deux relais.

Si nous avons pu réduire le nombre de relais, il a fallu augmenter le nombre de composants qui, heureusement sont des

modèles économiques, des transistors et des diodes que l'on trouvera partout. Lorsque l'entrée 1 est en service, aucun relais n'est excité, donc la diode électroluminescente signalant l'entrée de la fonction 1 en service doit s'allumer. Elle sera reliée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance. Cette fonction est celle qui est mise automatiquement en service au moment de la mise sous tension du clavier. Si ce clavier électronique est utilisé à l'entrée d'un amplificateur, elle pourra servir au branchement du tuner, appareil qui, sitôt branché délivre un signal, ce qui n'est pas le cas d'un tourne-disques ou d'un magnétophone. Autre avantage, en cas de panne du clavier, il y aura toujours une entrée en service, celle du tuner.

La quatrième fonction du clavier nécessite le collage de deux relais. Il n'est pas possible de commander les deux relais simultanément avec le courant de sortie du circuit intégré, ce qui nous a obligé à mettre le transistor T1 en collecteur commun pour alimenter le relais à quatre inverseurs. Ce relais est, en effet, celui qui réclame le plus d'énergie. Comme nous l'avons vu précédemment, ce relais est en service lorsque les touches 2 et 4 sont excitées. Une porte à diodes D1, D4 évite le renvoi d'une tension sur la sortie non commutée. Ces diodes éliminent le risque de claquage par tension inverse trop élevée des diodes électroluminescentes. Ces

diodes ont en effet une tension inverse de l'ordre de 3 V. Ces diodes D1 à D4 ne sont peut être pas indispensables, mais ne connaissant pas la structure interne du circuit intégré, nous avons préféré prendre toutes les précautions nécessaires. Des diodes ont été placées en inverse aux bornes des relais pour éliminer les surtensions se produisant lors de la coupure du courant dans le relais.

La sortie 2, c'est-à-dire la borne 11 est reliée à une diode électroluminescente dans laquelle l'intensité a été limitée par la résistance R5 de 1,5 kΩ. Le courant de base de T1 est insuffisant pour provoquer l'illumination de la diode électroluminescente.

Pour la sortie 3, borne 13, le courant traversant le relais traverse également la diode électroluminescente ; pour la dernière sortie, c'est la somme des deux courants de base du transistor T1 et du relais 2 qui traverse la diode. Les quatre sorties destinées aux potentiomètres d'accord sont laissées libres. Noter également que les deux bornes d'alimentation ont été réunies au pôle positif de l'alimentation.

Les touches de ce type de circuit intégré sont d'une grande sensibilité. Nous avons introduit ici un filtre passe-bas limitant les risques de fonctionnement parasite dus à des tensions alternatives. Noter que les condensateurs sont reliés, non à la masse mais au pôle positif de l'alimentation. Cette précaution est indispensa-

ble pour assurer la commutation de l'entrée 1 lors de la mise sous tension. En effet, dans le cas où ces condensateurs seraient reliés à la masse, leur courant de charge se comporterait comme le courant de commande ce qui reviendrait à appuyer sur toutes les touches à la fois. Les résistances de 10 MΩ sont là pour améliorer l'efficacité des filtres passe-bas et rendre le montage peu sensible aux parasites externes.

Ce dispatching possède un nombre d'entrées limité. Comme nous l'avons vu précédemment, ces circuits intégrés permettent d'étendre les possibilités du commutateur. La figure 4 montre ce qu'il est possible d'obtenir avec quatre relais que l'on peut commander séparément. Au lieu de huit entrées, il n'y en a plus que sept. La suppression d'une entrée est due à l'utilisation des contacts repos de tous les relais. L'entrée 1 est obtenue lorsque tous les relais sont au repos, les entrées 2, 3, 4 lorsque le circuit intégré SAS 560S est en service, les entrées 5, 6 et 7 lorsque le SAS 570S entre à son tour en action. Il n'est pas possible de mettre les sorties de chaque ensemble élémentaire en parallèle, à moins de ne pas utiliser la position repos de chaque relais. L'extension peut se faire avec un nombre plus élevé d'entrées, chaque fois que l'on rajoute un circuit intégré, trois nouvelles entrées sont disponibles, les bornes 9 et 10 de chaque circuit resteront inemployées.

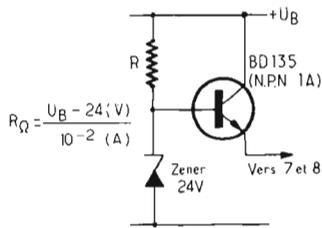


Fig. 6. - Principe de l'alimentation à partir d'une tension supérieure.

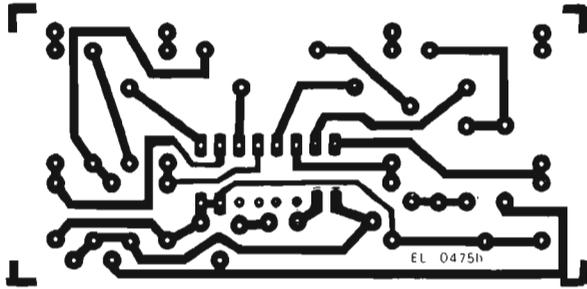


Fig. 7. - Circuit imprimé du bloc de commande.

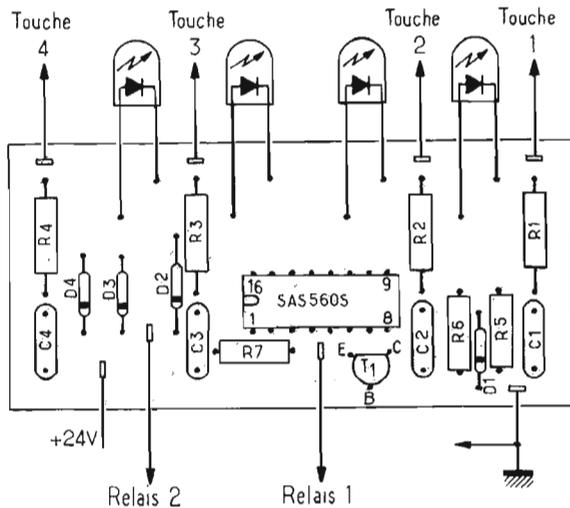


Fig. 8. - Schéma de câblage du bloc de commande.

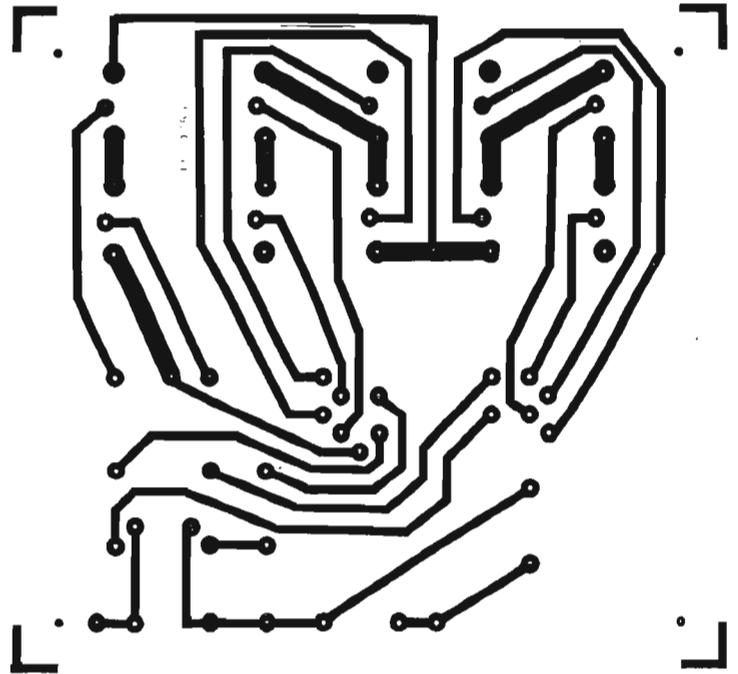


Fig. 9. - Circuit imprimé du bloc de commutation.

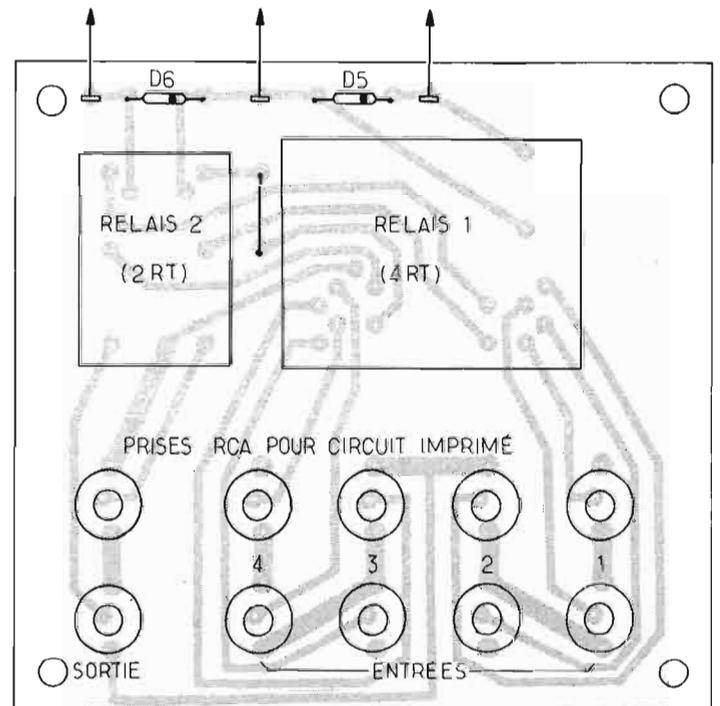


Fig. 10. - Schéma de câblage du bloc de commutation.

La figure 5 montre le schéma complet sans les contacts des relais, pour un clavier à sept entrées.

RÉALISATION PRATIQUE

La réalisation que nous vous proposons est particulièrement adaptée aux circuits d'entrée d'un amplificateur. Cette distinction se fait au niveau de la séparation du bloc de commande comportant le

circuit intégré, les touches, les diodes électroluminescentes, et le bloc de commutation qui comporte les deux relais, leur diode de protection et les prises d'entrées. Nous vous proposons un circuit imprimé type, mais toutes les fantaisies, quant au groupement des éléments restent possibles.

La séparation des relais et du bloc de commande permet de placer les relais près des entrées, dis-

position favorable à l'obtention d'un rapport signal sur bruit élevé, la longueur des fils étant réduite au minimum. Une modification peut être apportée pour l'entrée tête magnétique. Si les entrées magnétophone, tuner ou auxiliaire se font à haut niveau, l'entrée phono se fait à bas niveau, et il n'est pas question de mélanger ces signaux. Pour résoudre ce problème, la solution est de couper le circuit entre la

prise d'entrée et le contact du relais et d'intercaler entre ces points le correcteur RIAA qui délivrera un niveau compatible avec celui des autres entrées. La sortie sera reliée à l'entrée de l'amplificateur de puissance, par l'intermédiaire d'un potentiomètre de niveau. Il est également possible d'insérer entre le contact mobile du relais et la prise de sortie un correcteur de timbre.

Du point de vue câblage, il n'y

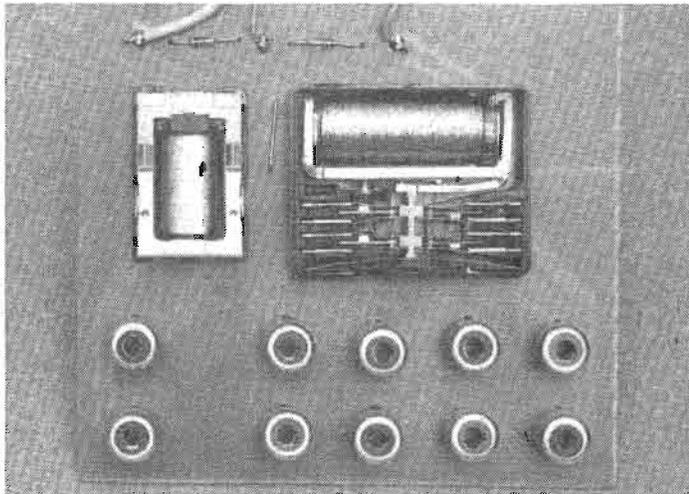


Photo 3 - Détail du bloc de commutation, trois fils le relie au bloc de commande.

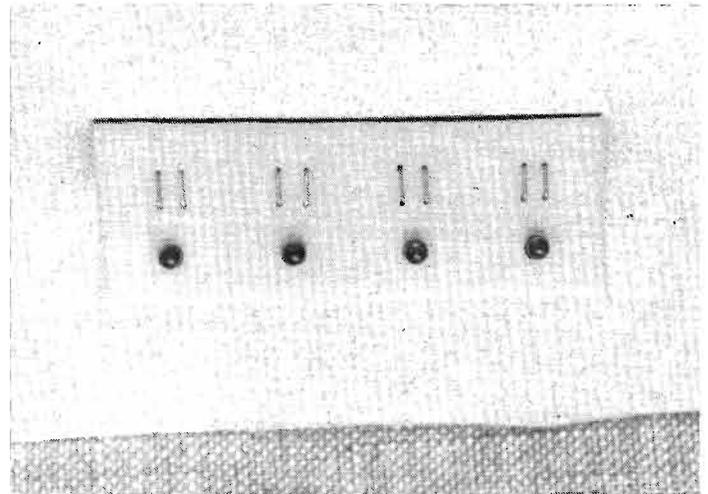


Photo 4 - Réalisation type de clavier de commande électronique.

à que trois fils, dont un fil de masse entre le bloc de commande et celui de commutation, ce câblage peut être réalisé en fil ordinaire, il n'y passe que du courant continu. Le bloc de commande est d'une taille réduite, il pourra donc se monter directement sur la façade de l'amplificateur. Les diodes électroluminescentes peuvent s'introduire dans des trous pratiqués dans cette façade. Collées, elles suffiront à maintenir le bloc de commande en place.

LES COMPOSANTS

Les composants essentiels de cette réalisation, autrement dit les relais et le circuit intégré sont disponibles chez les distributeurs Siemens dont la liste figure en fin d'article. Les relais sont d'un modèle miniature extra-plat; ce sont des relais dits relais-carte prévus pour être montés sur carte de circuit imprimé. Leur faible épaisseur permet de réaliser des ensembles où les cartes seront espacées de 15 mm. Ces deux relais, l'un à quatre, l'autre à deux inverseurs ont une bobine dont la tension nominale est de 24 V. Toutefois, un fonctionnement correct est obtenu à partir de 18 V sur les échantillons que nous avons eus entre les mains. La consommation de ce montage variant suivant le nombre de relais excités, il est bon, si on utilise ce montage sur un amplificateur dont la tension d'alimentation est supérieure, de prévoir un limiteur de tension, pour éviter toute détérioration du circuit inté-

gré. Le schéma d'un tel limiteur, il s'agit en fait d'une mini-alimentation régulée, est représenté figure 6. Le transistor, monté en collecteur commun dissipe une certaine puissance, si son échauffement est trop important, prévoir un radiateur (tôle d'aluminium de quelques centimètres carrés). Le transistor devra supporter un courant de 0,1 A, un BD 135, transistor NPN driver d'amplificateur de puissance, en boîtier époxy fait parfaitement l'affaire. Les diodes électroluminescentes ont un diamètre de 5 mm, ce sont des modèles classiques. Quant aux diodes et au transistor T1, ce sont des diodes à jonction au silicium et un transistor d'un modèle courant, au silicium également, ces composants doivent supporter une tension d'environ 25 V et un courant de 0,05 A.

LES TOUCHES

Le problème des touches constitue le point le plus délicat de la réalisation. L'une de nos photos montre comment résoudre ce problème. Deux morceaux de fil de cuivre placés côte à côte sont reliés, l'un au potentiel de la masse, l'autre à la résistance de 10 M Ω . On peut également utiliser comme contact une tête de vis ou toute autre pièce métallique dont nous vous laissons le choix. Il faut de toute façon que le doigt puisse toucher simultanément la masse et la pièce métallique aboutissant à l'entrée du circuit intégré. Les dispositifs de touch control du commerce pourront également être pris pour exem-

ple; mais il s'agit dans tous les cas de fabrications de série utilisant des moyens industriels importants et des touches difficiles à réaliser par un amateur.

CONCLUSION

Le clavier à touches sensibles est à la portée de tous, c'est ce que nous avons voulu montrer, bien sûr, il est un peu plus cher que son homologue mécanique mais oh combien plus attrayant. Sa fiabilité est exemplaire, nous en avons un en service (à quatre relais) sur un amplificateur et cela depuis plusieurs années, sans qu'il y ait eu le moindre problème, que ce soit au niveau des contacts ou du circuit intégré.

Le fait de placer plusieurs contacts en série réduit quelque peu la fiabilité, elle reste néanmoins très satisfaisante et ne doit pas en fait poser de problème, à moins que ce dispatching ne soit utilisé dans des conditions atmosphériques exceptionnelles.

Ce système peut s'appliquer aux dispatchings des auditoriums, où il permet une réduction très sensible de l'encombrement et du câblage. Les relais, au besoin, peuvent être remplacés par des modèles plus importants, supportant une intensité élevée.

D'autres applications peuvent être envisagées, la seule condition étant de respecter les limites dictées par le constructeur. Un circuit intégré est vite détruit, si on ne prend pas les précautions nécessaires à sa survie. Ces précautions prises, il assurera, sans défaillance un service illimité. Les

lampes à incandescence ayant été remplacées par des diodes électroluminescentes, il ne reste plus qu'un composant dont la fiabilité reste incertaine (rassurez vous, il peut assurer plusieurs millions de manœuvres sans défaillir), c'est le relais, la commutation statique est là, mais elle ne peut pas toujours être employée. Le bon vieux relais a repris ici du service, assisté par la microélectronique.

E.L.

LISTE DES COMPOSANTS

1 relais V 23030 A 1021 A 104 (4 RT, 24 V) Siemens,
1 relais V 23012 A 0105 A 001 (4 RT, 24 V) Siemens,
1 circuit intégré SAS 560S, Siemens,
4 diodes électroluminescentes diamètre 5 mm, rouge,
6 diodes silicium, genre IN 914,
1 transistor genre BC 108 ou équivalent en boîtier plastique,
4 condensateurs 4,7 nF,
4 résistances 10 M Ω ,
2 résistances 1,5 k Ω ,
1 résistance 15 k Ω ,
Prises, circuit imprimé.

UN VOLTMETRE MUSICAL :

APPLICATION

D'UN CONVERTISSEUR

TENSION - FREQUENCE

CE montage permet le contrôle de piles ou la mesure d'une tension continue de 1 V à 300 V. Il est alimenté par deux piles de 4,5 V qui débitent 0,2 mA au repos et 10 mA au maximum en fonctionnement. Il utilise un amplificateur opérationnel SFC 2776 qui a la particularité d'avoir une fréquence maximale de fonctionnement proportionnelle à un courant. Couplé à un autre amplificateur opérationnel classique on

obtient alors un convertisseur tension-fréquence. Un troisième circuit intégré alimente un haut-parleur qui produit alors un son de fréquence proportionnelle à la tension à contrôler. Une tension de référence permet de se faire une idée sur la valeur de la tension à mesurer. Par comparaison une oreille (même non musicale) permet de détecter facilement le dixième de volt sur dix volts environ. On peut donc comparer deux tensions identiques à

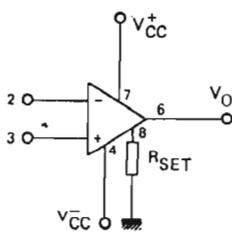
1 %, précision acceptable vu la modicité du nombre de composants : trois circuits intégrés linéaires et quelques résistances. Nous remarquerons l'étrange absence de condensateur dans ce montage, car en général il faut au moins un condensateur (ou une inductance) pour élaborer des oscillations BF. En fait, la seule capacité nécessaire au fonctionnement est « intégrée » : c'est la capacité de compensation en fréquence du SFC2776.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL SFC 2776

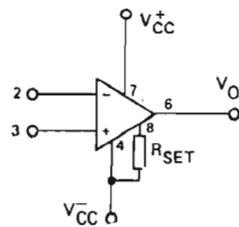
Il fonctionne avec des tensions d'alimentation allant de +1,2 V à +15 V, il est protégé contre les courts-circuits, les tensions des bornes d'entrée ne doivent pas dépasser les tensions d'alimentation, et la compensation en fréquence est interne. On dit que c'est un amplificateur « program-

CIRCUITS DE REGLAGE

REGLAGE PAR RESISTANCE

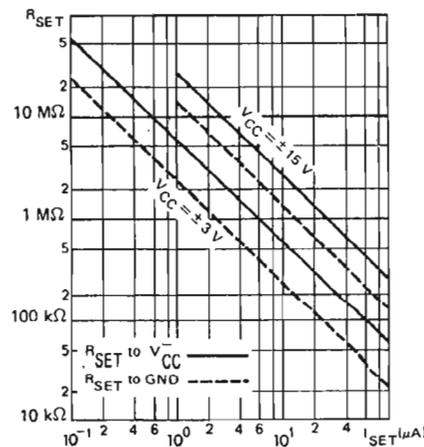


Résistance de réglage connectée à la masse



Résistance de réglage connectée au $-V_{CC}$
Recommandé pour : $V_{CC} < \pm 6 V$

COURANT DE REGLAGE EN FONCTION DE LA RESISTANCE DE REGLAGE



RESISTANCE DE REGLAGE DU COURANT DE REPOS (réunie au $-V_{CC}$)

V_{CC}	I_{SET}	
	1,5 μA	15 μA
$\pm 1,5 V$	1,7 M Ω	170 k Ω
$\pm 3 V$	3,6 M Ω	360 k Ω
$\pm 6 V$	7,5 M Ω	750 k Ω
$\pm 15 V$	20 M Ω	2 M Ω

EQUATIONS DONNANT LE COURANT DE REGLAGE

$$I_{SET} = \frac{V_{CC}^+ - 0,7 - V_{CC}^-}{R_{SET}}$$

lorsque la résistance de réglage est connectée au $-V_{CC}$

$$I_{SET} = \frac{V_{CC}^+ - 0,7}{R_{SET}}$$

lorsque la résistance de réglage est connectée à la masse.

Note : Ce circuit S.F.C 2776 peut fonctionner avec la résistance de réglage réunie à la masse ou au $-V_{CC}$.

Fig. 1 - Réglage du courant de polarisation du SFC2776.

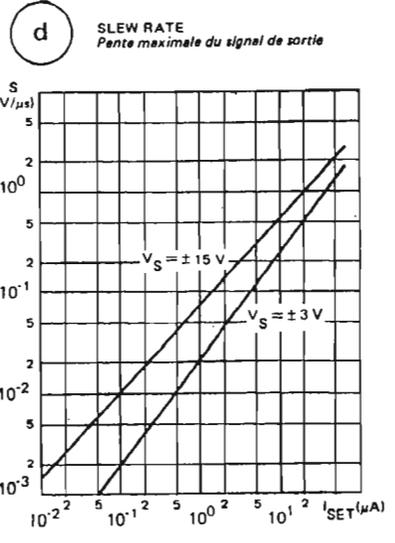
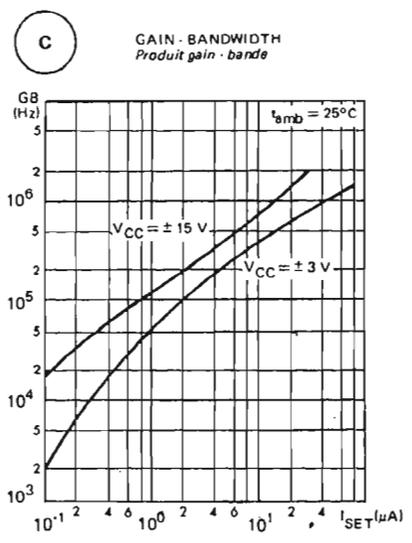
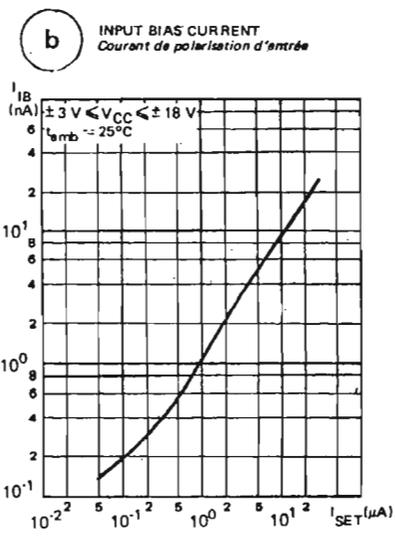
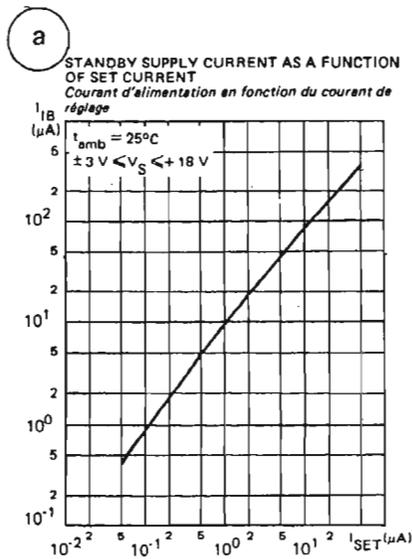


Fig. 2 - Principales caractéristiques du SFC2776 en fonction du courant de polarisation affiché (I_{SET}).

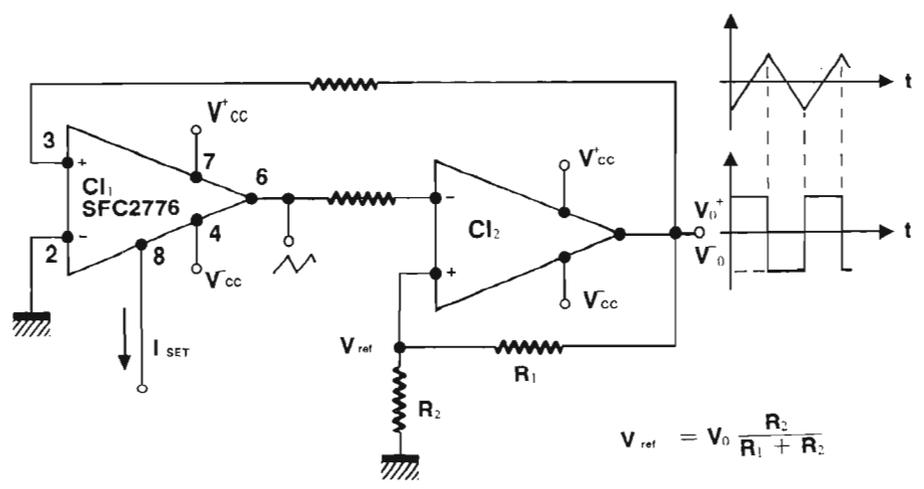


Fig. 3 - Schéma de principe du convertisseur courant-fréquence.

nable » car ses principales caractéristiques dépendent du courant de polarisation (I_{SET}) que l'on peut ajuster à l'aide d'une simple résistance (R_{SET}) reliée soit à la masse soit à la tension d'alimentation négative (V_{CC}): la figure 1 montre comment choisir cette résistance R_{SET} pour obtenir le courant I_{SET} désiré. La consommation, les courants d'entrée, la bande passante, la pente maximale du signal de sortie (ou slew-rate), sont des paramètres proportionnels au courant de polarisation I_{SET} : voir figure 2.

On peut ainsi optimiser le circuit de manière à consommer le moins possible par exemple. On peut aussi exploiter la propriété que possèdent ces paramètres à varier en fonction de I_{SET} : l'application suivante utilise la variation du slew-rate pour élaborer un signal en dent de scie dont la pente varie en fonction de I_{SET} .

LE CONVERTISSEUR COURANT-FRÉQUENCE

Le schéma de principe est représenté figure 3. Le SFC 2776 (A_1) attaque l'amplificateur A_2 qui est monté en trigger dont les seuils sont égaux à :

$$V_{Ref} = V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

V_0 étant les tensions maximales de sortie délivrables par A_2 .

La sortie de A_2 est rebouclée sur l'entrée non inverseuse du SFC 2776 de telle sorte que le système relaxe : si la sortie de A_2 est à V_0^+ , la tension de sortie du SFC2776 « monte » avec une vitesse égale au slew rate correspondant au courant I_{SET} affiché, et lorsqu'elle atteint le seuil V_{ref}^+ du trigger, celui-ci bascule, sa tension de sortie devient négative et égale à V_0^- ; alors la tension de sortie du SFC2776 « descend », atteint le seuil V_{ref}^- du trigger qui bascule à nouveau, etc. Le système oscille avec une période :

$$T = \frac{4 V_{ref}}{S}$$

S étant la pente maximale du signal de sortie ou slew rate du SFC 2776. Ainsi en faisant varier le courant de réglage I_{SET} la période ou la fréquence varie comme l'indique la figure 4.

LE CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE

Il ne reste plus alors qu'à rendre le courant I_{SET} proportionnel à la tension à mesurer V_x : rien de

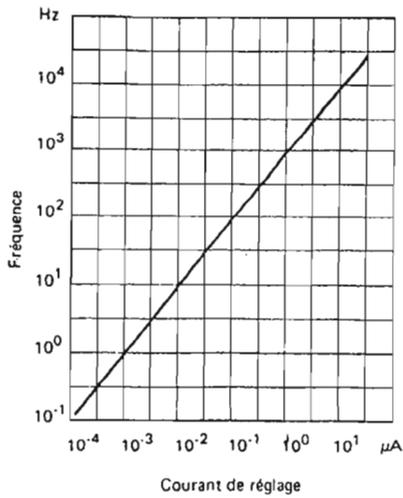


Fig. 4 - Fréquence en fonction du courant de réglage I_{SET} .

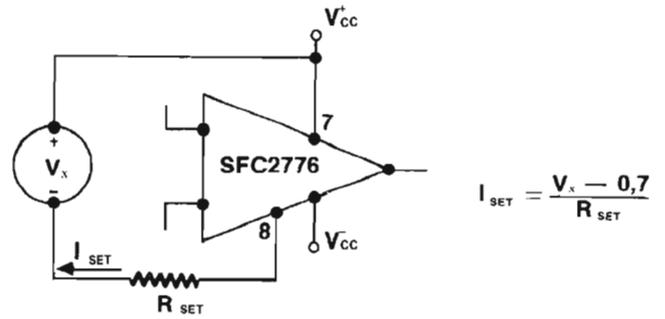


Fig. 5 - Montage pour commander en tension le convertisseur de la figure 3.

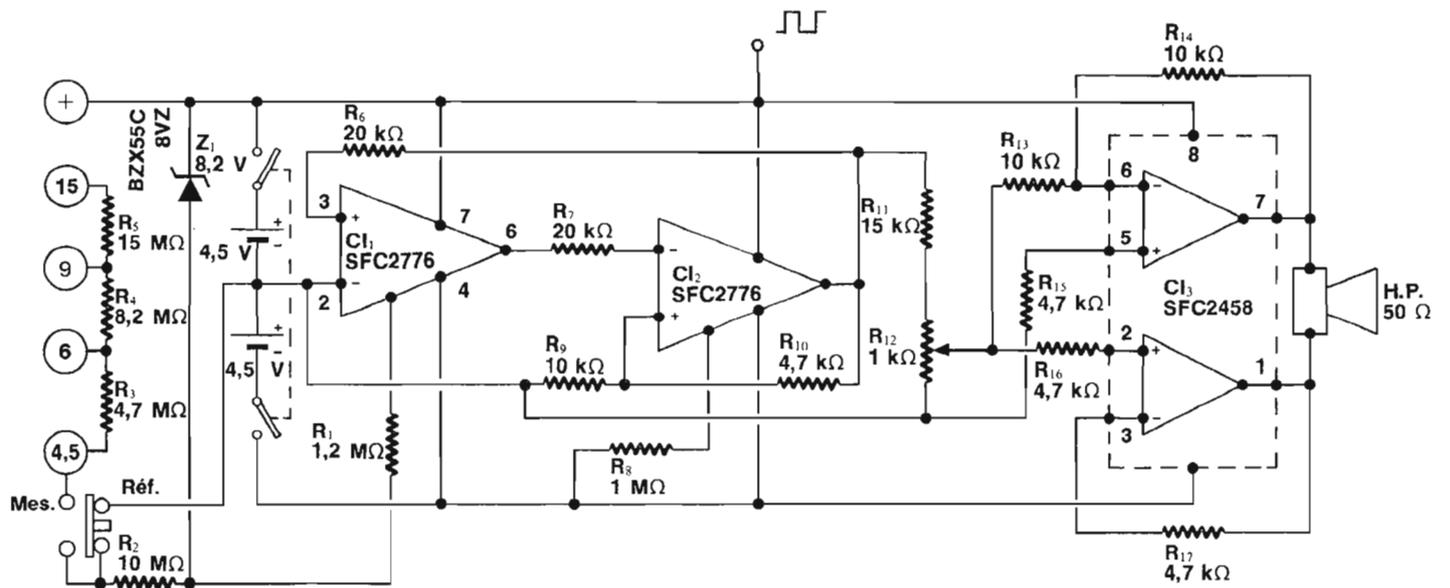


Fig. 6 - Schéma de réalisation d'un contrôleur de piles sonore.

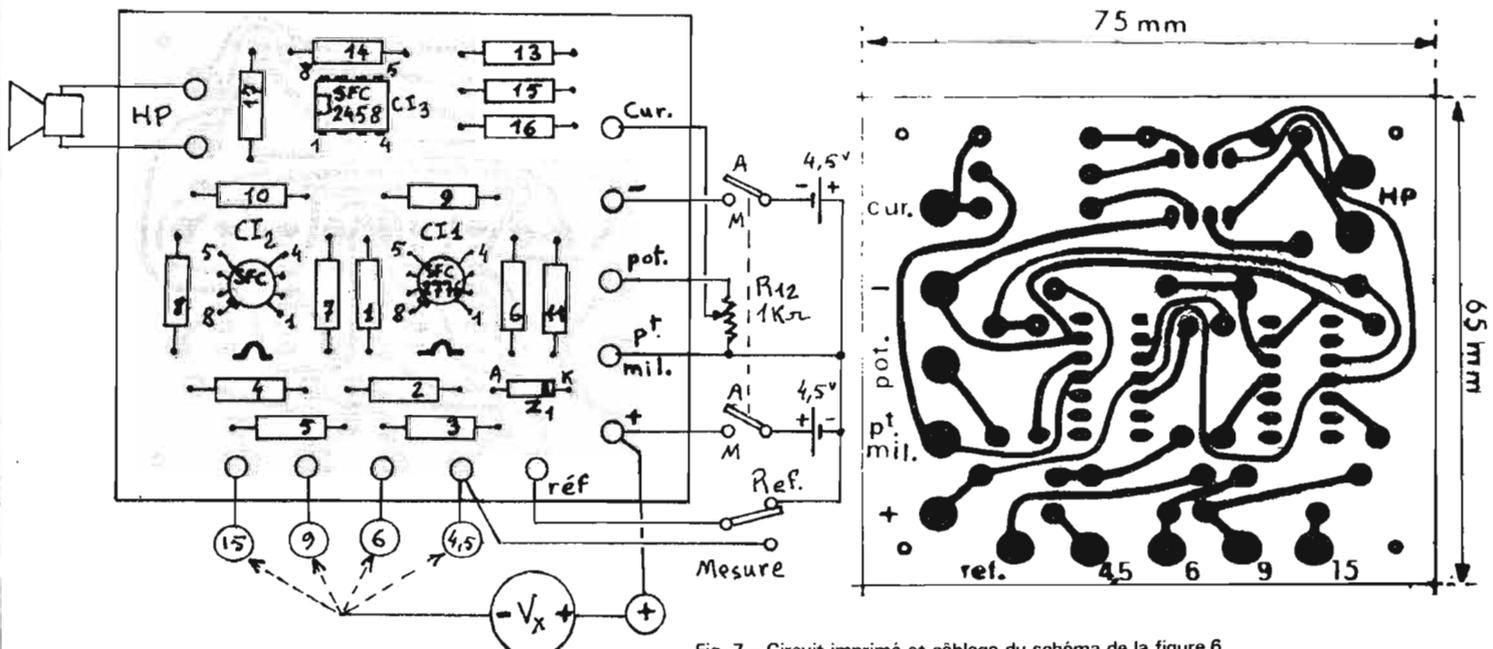


Fig. 7 - Circuit imprimé et câblage du schéma de la figure 6.

$$V_x = 1 \text{ V}$$

$$V_x = 10 \text{ V}$$

Fig. 8 - Signaux de sortie du SFC2776 et du trigger pour deux valeurs de V_x sur le même calibre 4,5 V.

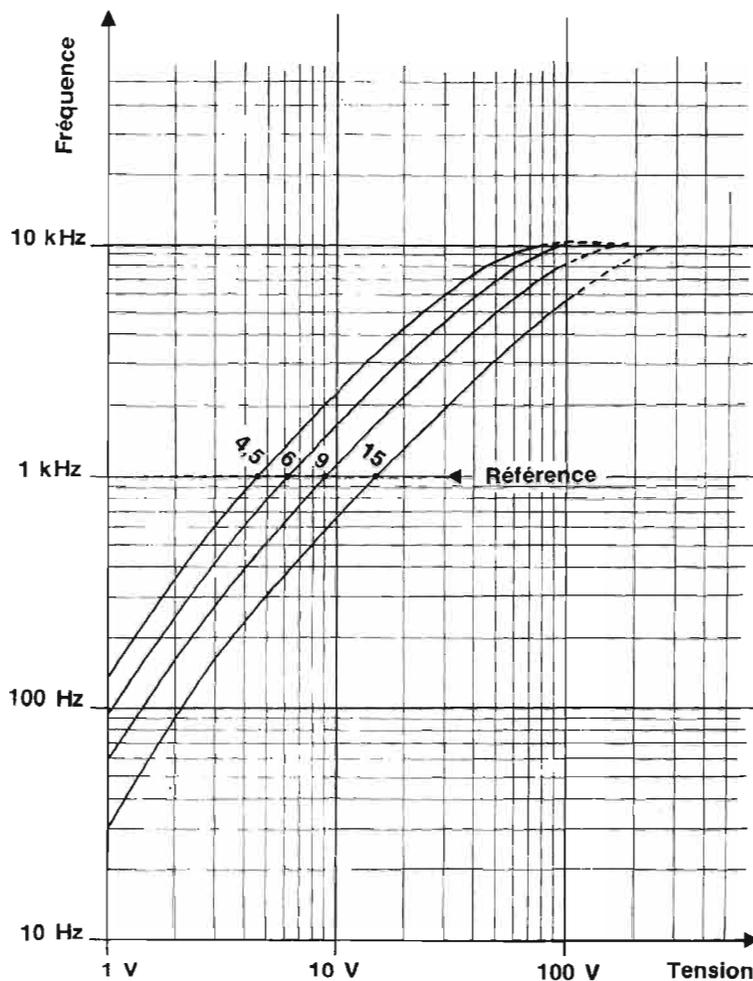
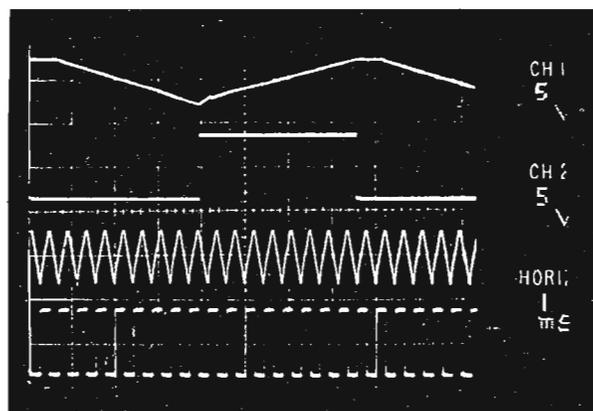


Fig. 9 - Fréquence en fonction de la tension V_x pour différents calibres.

SFC 2776 $I_{SET} = 6 \mu A$ →
 SFC 2776 $I_{SET} = 60 \mu A$ →
 SFC 2741 compensation interne →
 SFC 2709 sans compensation →

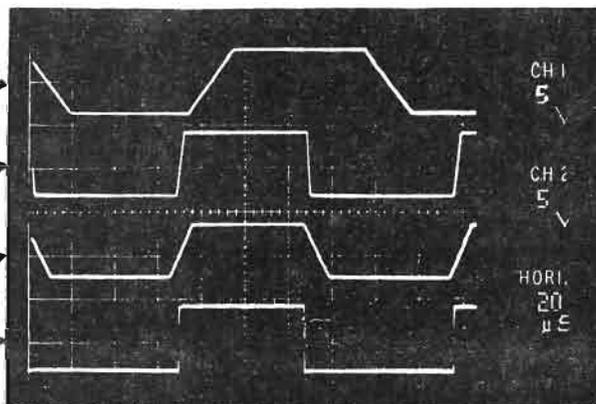


Fig. 10 - Sortie du trigger pour différents circuits intégrés.

plus simple, une résistance suffit. Elle devra être de forte valeur car pour rester dans le domaine des fréquences audibles, le courant I_{SET} doit être inférieur au μA .

Si on branche la tension inconnue V_x comme l'indique la figure 5, nous obtenons alors un convertisseur tension-fréquence dont la fréquence est :

$$F = \frac{S}{4 V_{ref}}$$

S (exprimé en volts par microseconde) étant déterminé par la courbe de la figure 2-d avec :

$$I_{SET} = \frac{V_x - 0,7}{R_{SET}}$$

REALISATION

Le schéma de réalisation est représenté figure 6 et son circuit imprimé figure 7.

La résistance R_{SET} réglant le courant de polarisation est constituée par l'ensemble des résistances R_1, R_2, R_3, R_4 et R_5 . La diode zener Z_1 de 8,2 V assure une double protection : la tension de la broche 8 du SFC 2776 ne peut dépasser 8,2 V, et le circuit est protégé contre les inversions de polarité de la tension à mesurer. Le haut parleur utilisé doit avoir une impédance supérieure ou égale à 16Ω . Il est attaqué en opposition de phase par un double amplificateur opérationnel SFC 2458 : l'un est monté en inverseur et l'autre en suiveur. Le pont diviseur $R_{11}-R_{12}$ limite la tension appliquée au HP de manière à ce que la puissance dissipée par le SFC 2458 ne dépasse pas 100 mW environ. Ainsi avec le potentiomètre R_{12} de 1 k Ω , les valeurs minimales de R_{11} sont les suivantes :

$R_{11} = 15 \text{ k}\Omega$ avec un HP d'impédance 50 Ω

$R_{11} = 22 \text{ k}\Omega$ avec un HP d'impédance 25 Ω

$R_{11} = 33 \text{ k}\Omega$ avec un HP d'impédance 16 Ω

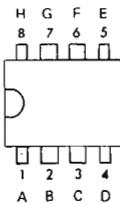
La pile 4,5 V de l'alimentation positive sert de référence. Pour plus de précision on pourrait élaborer une référence par diode zener : il faudrait rajouter en série une résistance reliée au - 4,5 V avec une zener dont la cathode serait reliée au + 4,5 V. La tension aux bornes de la zener serait alors la tension de référence.

Le bouton poussoir inverseur est branché à la référence au repos, ainsi il n'y a pas le risque de décharger les piles d'alimentation : le témoin de la mise en marche est sonore, et fournit en

MP-48 (CB-86)
DUAL IN LINE PACKAGE
Boîtier enfichable



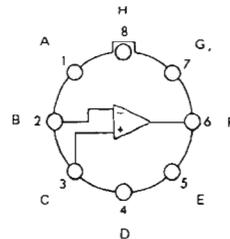
Top view
Vue de dessus



TO-99 (CB-11)
METAL CAN
Boîtier métallique



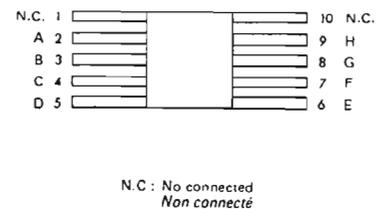
Top view
Vue de dessus



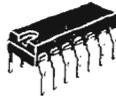
TO-91 (CB-86)
FLAT PACKAGE
Boîtier plat



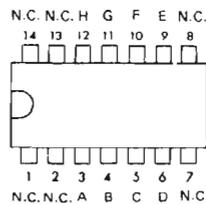
Top view
Vue de dessus



TO-116 (CB-2)
DUAL IN LINE PACKAGE
Boîtier enfichable



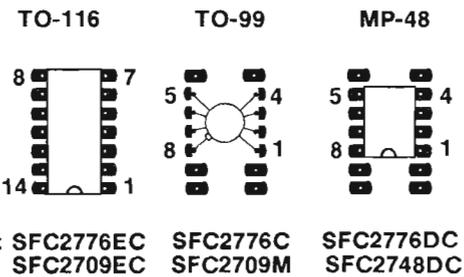
Top view
Vue de dessus



N.C. : No connectec
Non connecté

Fig. 11 – Brochage des principaux circuits intégrés linéaires.

Vues de dessus



Exemples : SFC2776EC SFC2776C SFC2776DC
SFC2709EC SFC2709M SFC2748DC

Fig. 12 – Manière de câbler les boîtiers TO-99 et MP48 sur un circuit imprimé prévu pour des boîtiers TO-16.

même temps la fréquence de référence. Cette référence est fonction de l'état de la pile 4,5 V : c'est pourquoi une référence à zener serait souhaitable.

Différents calibres ont été prévus : 4,5 V, 6 V, 9 V, et 15 V, d'autres peuvent être envisagés. Il est intéressant d'ajuster R_3 , R_4 et R_5 pour avoir la même fréquence à pleine échelle que celle de la référence. Pour les tensions choisies 4,5 V, 6 V, 9 V et 15 V, nous avons obtenu 1 kHz avec : $R_1 = 1,2 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 4,7 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 8,2 \text{ M}\Omega$, $R_5 = 15 \text{ M}\Omega$.

La photo de la figure 8 représente les signaux de sortie du SFC 2776 et du trigger pour $V_x = 1 \text{ V}$ et $V_x = 10 \text{ V}$. Il est possible d'utiliser ces signaux dans un autre but de produire un son, mais, attention, le montage est fortement perturbé si l'on charge la sortie des signaux triangulaires, car l'impédance de sortie du SFC 2776 augmente rapidement lorsque son courant de polarisation devient inférieur au nano-Ampère, ce qui est le cas pour V_x faible. En revanche, on peut très bien utiliser la sortie du trigger pour d'autres applications où l'on aurait besoin d'un signal modulé en fréquence par une tension V_x ; à cette fin, un réseau de courbes a

été relevé sur la figure 9 représentant la fréquence en fonction de la tension pour différents calibres. On remarquera la non linéarité des courbes, ce qui s'explique par le fait que, plus la fréquence s'élève, moins le retard apporté par le trigger devient négligeable devant la période. Autrement dit, la période réelle est égale à la période théorique augmentée des retards apportés par le trigger. La photo de la figure 9 (pour $V_x = 1 \text{ V}$) illustre ces retards correspondant au temps que met le trigger à passer de l'état haut à l'état bas et vice versa. Pour le trigger nous avons utilisé aussi un SFC2776 avec un courant de polarisation relativement faible ($6 \mu\text{A}$: voir fig. 1) d'où un slew rate de $0,25 \text{ V}/\mu\text{s}$ (voir fig. 2-d), ce qui limite effectivement la durée des fronts de $7,5 \text{ V}$ crête à crête à $30 \mu\text{s}$ d'après les mesures.

On peut réduire ces temps de commutation en augmentant le courant de polarisation du deuxième SFC 2776 ou en changeant simplement le circuit intégré par un autre du genre SFC 2741 ou 2108 ou 2709, ceci en supprimant la résistance R_8 qui ne sert qu'à ajuster le courant I_{SET} du SFC2776.

La photo de la figure 10 montre

différentes formes d'onde produites par un SFC2776 à $I_{SET} = 6 \mu\text{A}$ et à $I_{SET} = 60 \mu\text{A}$ puis par un SFC 2741 et par un SFC 2709. Le SFC 2741, avec sa capacité de compensation en fréquence interne, présente des temps de commutation relativement longs, alors que le SFC 2709 répond plus rapidement car il n'a pas de capacité de compensation, donc son slew rate est meilleur. Pour le trigger (réaction positive) on choisira de préférence un amplificateur sans compensation en fréquence (ni interne ni externe) si l'on désire des signaux à fronts raides.

L'impédance d'entrée du montage étant très élevée ($2,5 \text{ M}\Omega$ par volt environ), il se peut que le signal soit perturbé par le réseau 50 Hz : pour y remédier, on peut brancher un condensateur de 47 nF aux bornes de la zener de protection Z_1 .

REMARQUES CONCERNANT LES BROCHAGES

CI_1 doit être obligatoirement un SFC 2776 et CI_3 un SFC 2458.

On a le choix pour CI_2 qui peut être un SFC 2776 ou un

SFC 2741, un SFC 2308, un SFC 2709.

Tous ces circuits possèdent le même brochage. Ils existent, en général, sous trois boîtiers différents comme l'indique la figure 11, (le boîtier plat TO-91 est moins courant).

Il est commode de prévoir le circuit imprimé avec des boîtiers TO-116, car les autres boîtiers TO-99 et MP-48 peuvent se câbler à la place du TO-116 : voir figure 12.

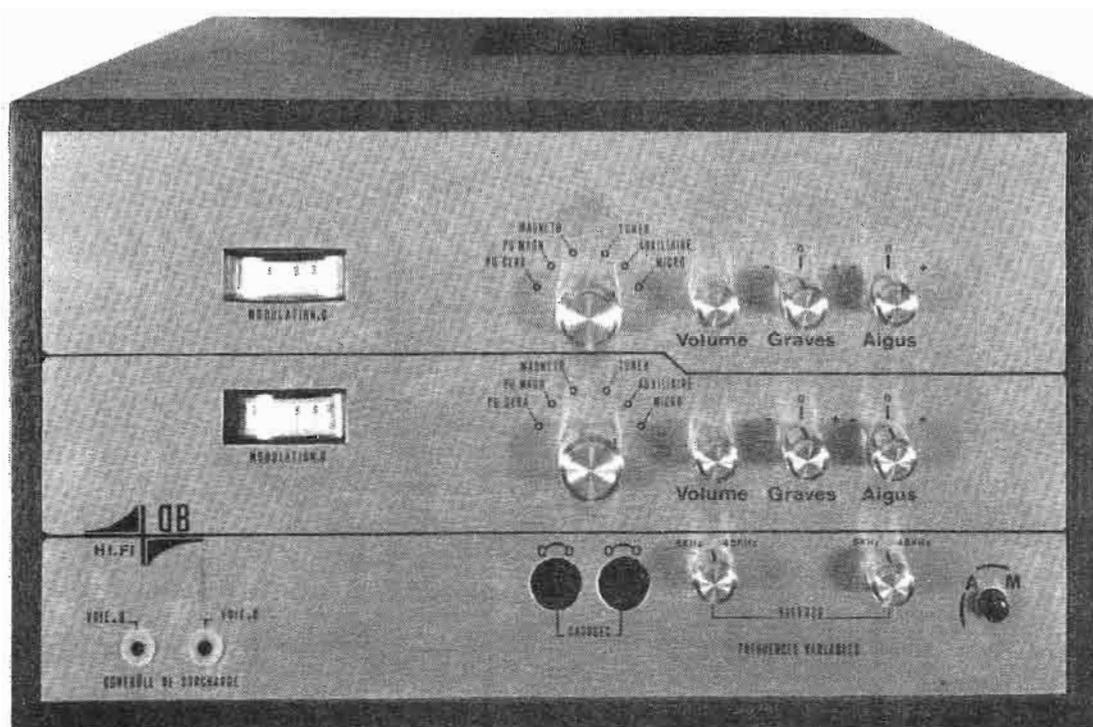
CONCLUSION

L'aspect «gadget électronique» de ce montage est trompeur, car sa fonction principale est de convertir une tension en fréquence, et on connaît toute l'importance de cette fonction nécessaire dans de nombreuses applications. Son originalité réside dans l'utilisation du SFC 2776 qui exploite le slew rate, défaut limitant les performances des amplificateurs opérationnels.

AMPLIFICATEUR

STEREOPHONIQUE

MODULAIRE



2 x 25 Weff / 8 Ω - 2 x 50 Weff / 4 Ω

(Suite et fin)

LE COFFRET

Celui-ci peut-être réalisé soit avec du bois de 12 mm ou avec de la tôle de 10/10°. Dans les deux cas, il est indispensable de prévoir les ouvertures indiquées figure 41, l'ouverture supérieure permettant une évacuation thermique (échauffement des modules alimentations et amplificateurs, l'ouverture, sous l'appareil, le

passage des six prises DIN).

Nous pensons personnellement qu'il est plus facile de se faire découper quatre planches, mieux encore de demander à un ébéniste de réaliser un tel coffret (découpe et collage des panneaux).

La découpe supérieure se fera en fonction de la grille d'aération que l'on trouvera dans un maga-

sin de surplus (grille de HP de téléviseur par exemple).

LA FACE AVANT

C'est le travail le plus délicat à réaliser et c'est pourtant de ce travail effectué soigneusement que dépend l'esthétique finale de l'amplificateur.

Les dimensions de cette face avant sont de 295 x 160 mm. On prend une plaque d'aluminium découpée à ces cotes, dont l'épaisseur est de 2 mm.

On pose sur cette plaque bien à plat la platine métallique C (voir N° 1482 page 217). Celle-ci étant de dimensions inférieures, on la centre correctement pour que les débordements soient égaux.

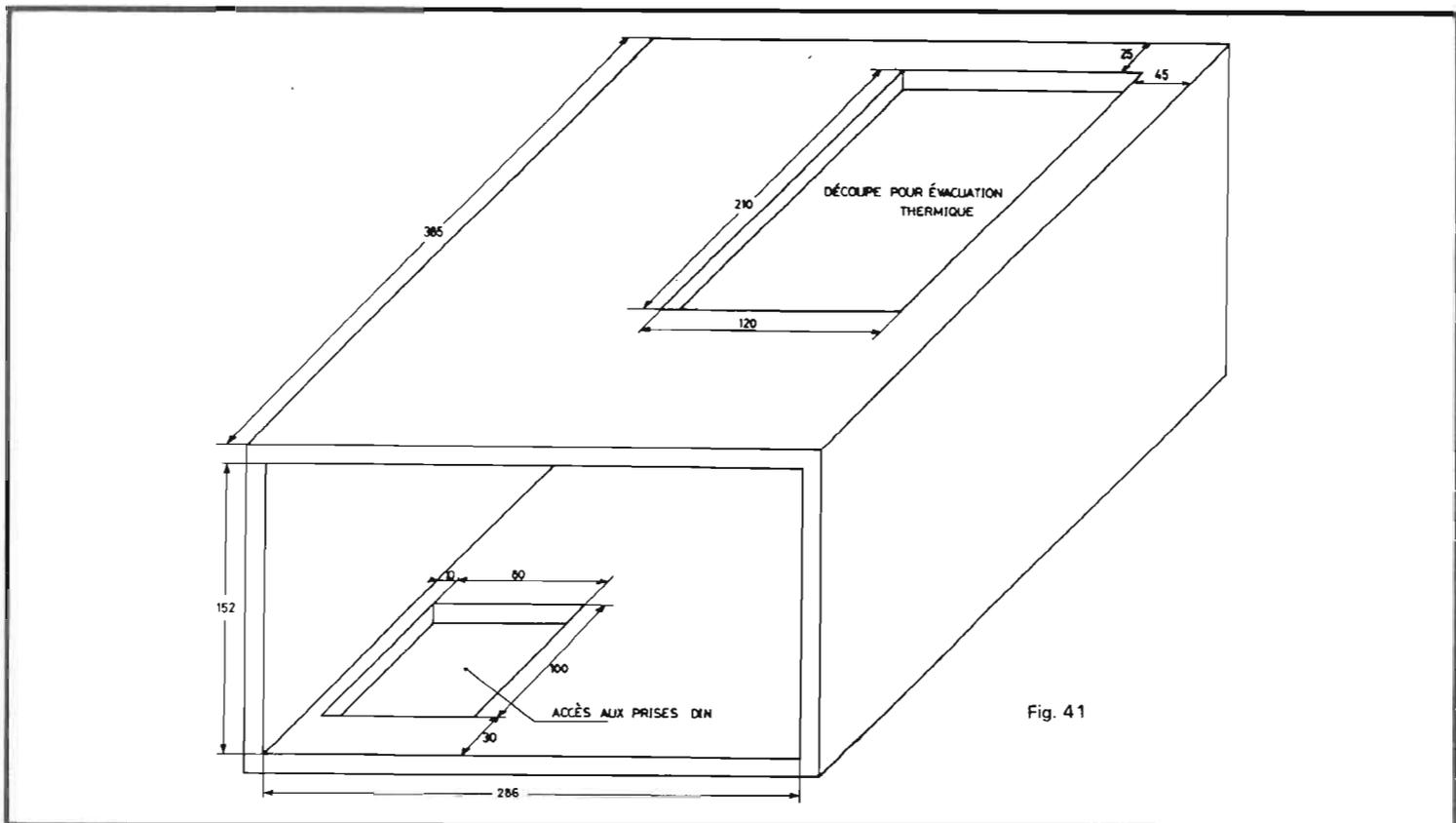


Fig. 41

Avec une pointe à tracer, on repère tous les trous et découpes de la platine C à l'exception bien entendu des trous de fixation de diamètre 4 mm.

Pour les deux découpes destinées au passage des Vu-mètres, les dimensions sont de 35 x 15 mm (et non 38 x 18 mm comme pour la platine C).

De même au niveau des contrôles de surcharges, on perce à $\varnothing 4$ mm et non plus $\varnothing 8$ mm.

Pour les perçages à $\varnothing 8$ mm des deux trous destinés au passage

des axes des potentiomètres du filtre actif, il suffit de repérer sur la platine C le centre de l'axe de ces composants au stylo feutre par exemple (dans l'épaisseur de la tôle). Le module HP1 est, bien entendu, fixé alors au châssis.

Trous et découpes terminés, on frotte la plaque d'aluminium, côté inscriptions, avec un tampon stochh brite de gauche à droite afin de la polir et de supprimer toutes les rayures (ce mode d'emploi nous a été donné par un lecteur).

On doit alors obtenir une face avant satinée.

Reste à y fixer les différentes inscriptions. On utilise pour cela des lettres autocollantes Decadry que l'on trouve chez les libraires.

La figure 42 donne un exemple de face avant gravée de notre prototype.

Prendre soin de bien repérer les six positions des commutateurs de fonctions, pour que ceux-ci correspondent à celui du bouton lors des commutations.

On terminera par le vernissage

de cette face avant avec une bombe SK10 Kontakt. La plaque d'aluminium sera positionnée bien verticalement dans un endroit sans poussière. La bombe à environ 30 cm de la plaque, on pulvérise le vernis abondamment. Celui-ci va s'étaler et former un film protecteur pour les autocollants.

Cette face avant sera ensuite collée directement contre la platine C avec de la cyanolite.

On visse la platine C au châssis A de chaque côté, c'est tout.

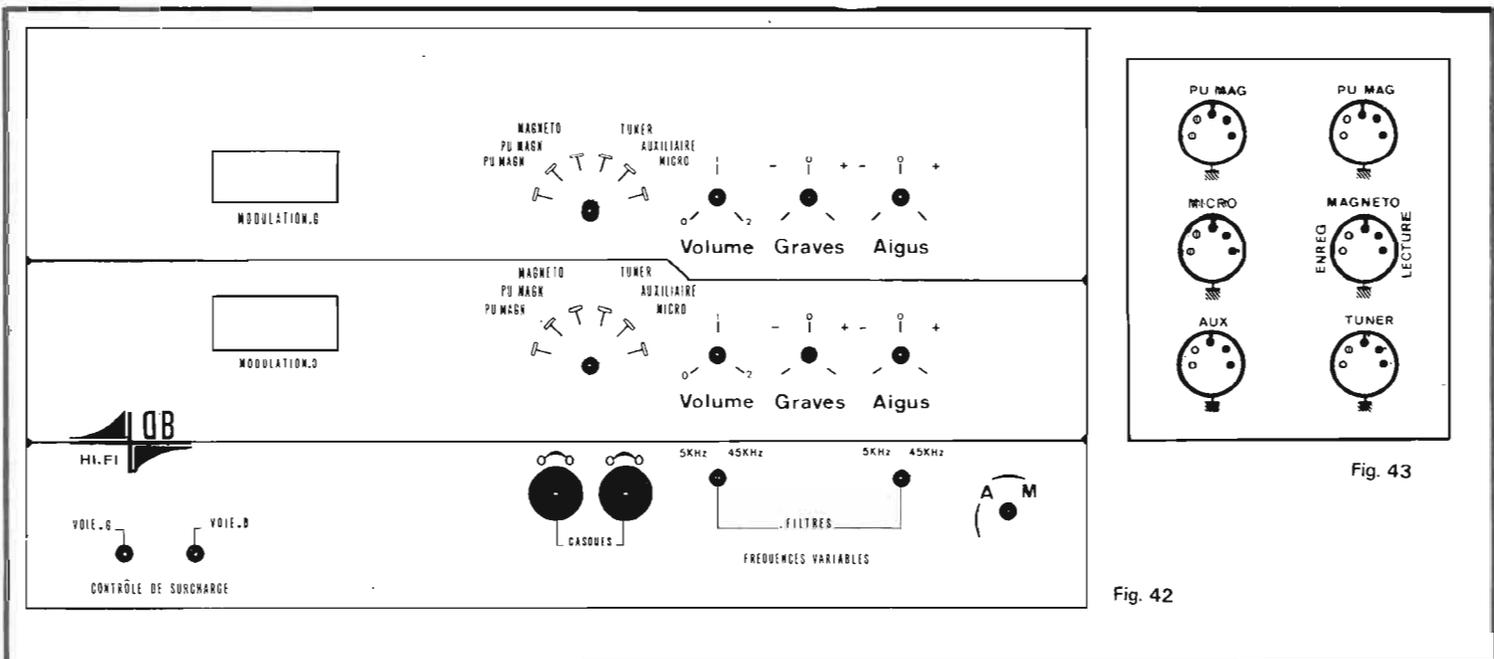


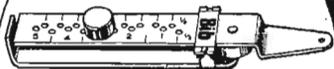
Fig. 43

Fig. 42

Cartouche nettoyante pour têtes de lecture de magnétophone 8 pistes.



Balance pèse pick-up de précision de 0,25 g à 5 g.



Mallette pouvant contenir 12 cassettes.



Trousse d'entretien pour têtes d'enregistrement lecture et effacement de magnétophones.

Barrette pour raccourcir les câbles de liaison ou les fils électriques



Colleuse pour bande magnétique de largeur (6.35 mm).



Nécessaire de nettoyage pour pointe de lecture.

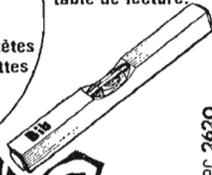


Nécessaire d'entretien pour les magnétophones à cassettes avec colleuse pour bande de largeur 3,2 mm



Cassette pour nettoyer les têtes de magnétophones à cassettes

Niveau pour assurer l'horizontalité de la table de lecture.



PC 2620

Bib®



Chez votre spécialiste Hi-Fi
Demandez l'éventail de tout ce que
Bib a innové pour améliorer votre
confort d'audition Hi-Fi.

CIBOT RADIO a sélectionné
tous ces accessoires et les
expédie dans toute la France.

CIBOT 136 Bd Diderot Paris 12°
Métro : Reuilly-Diderot Tél. 346.63.76

FILM & RADIO

6, rue Denis Poisson - PARIS 17°

Garrard-Frank-Bib-Jensen
Excel-Sound-LAFAYETTE

Les deux Vu-mètres sont alors collés contre la platine C toujours avec de la cyanolite. Il en est de même pour le module HP8 comme nous l'avons indiqué dans notre précédent numéro, figure 40.

Les axes des potentiomètres sont coupés à 10 mm de la face avant. Le choix des boutons est une affaire de goût personnel.

IMPORTANT

Pour les lecteurs qui utilisent des potentiomètres Sfernice PE25 sur les modules préamplificateurs HP4, **il est indispensable d'isoler les axes métalliques de ces composants, de la platine C.** On utilise du ruban adhésif scotch enroulé autour des axes.

PLAQUETTE REPÈRE DES 6 PRISES DIN D'ENTRÉES

Il est utile de disposer d'une plaquette indicatrice de six prises d'entrées permettant le raccordement des différents appareils.

Celle-ci représentée figure 43 est à coller sous le coffret à côté de la découpe.

Le câblage interne des fils blindés sur ces prises est symbolisé par des ronds noirs.

Nous venons de publier en détails la réalisation d'un amplificateur 2 x 25 W eff/8Ω. Si toutefois quelques points demeureraient obscurs aux lecteurs, nous sommes à leur disposition pour les aider dans la mise au point de leur appareil.

Nous conseillons d'employer des composants de qualité :

- Résistances à couche métallique ± 5 %.
- Condensateurs électrochimiques au tantale pour les faibles valeurs.

Dans ces conditions, les performances sont tenues pour une mise au point pratiquement nulle (réglage du + 50 V de l'alimentation HP 3).

CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR 2 x 25 W eff/HP-8 ω

- Puissance de sortie : 2x 25 W eff.
- Impédance HP : 8 Ω (4 Ω à 16 Ω).
- Protection : Alimentation disjonctable - Protection électronique des blocs de puissance - Fusible.

- Double alimentation stabilisée à montée de tension linéaire (anti-cloc).

- Filtrage électronique (750 000 μF).

- Transformateur toroidal.

- 6 entrées :

2 x PU magnétique : 3 mV/47 kΩ.

Magnétophone (bas niveau) : 4 mV/47 kΩ.

Tuner : 250 mV/60 kΩ.

Auxiliaire : 250 mV/100 kΩ.

Microphone : 10 mV/47 kΩ.

- Distorsion harmonique : < à 0,2 % à toute puissance.

- Distorsion intermodulation : < à 0,2 %.

- Bande passante : 20 Hz à 50 kHz à -1 dB.

- Filtre actif passe-bas à fréquence de coupure variable balayage de 58 kHz à 3,2 kHz.

- Contrôle de modulation par Vu-mètre.

- Contrôle de surcharge par diode électroluminescente.

- 2 canaux totalement indépendants permettant le mixage direct sur magnétophone (PU magnétique + Microphone par exemple).

- Contrôles de tonalité indépendants sur chaque voie : Aigus : ± 16 dB. Graves : ± 20 dB.

- Prises casque.

- Réalisation modulaire en trois dimensions supprimant les câblages de fils.

- Blocs de puissance utilisant des transistors darlington complements couplage ampli/HP par condensateur.

B. DUVAL

L'AMPLIFICATEUR



LUXMAN SQ 700X

L'AMPLIFICATEUR Hi-Fi Luxman SQ 700X est, par sa puissance l'un des premiers de la gamme de ce constructeur japonais dont la réputation de sérieux n'est plus à faire. Comme tous les appareils d'origine nippone, le SQ 700X se distingue par sa présentation extrêmement finie, il se différencie pourtant de ses confrères par la présence d'un correcteur de timbre à fréquence charnière commutable autorisant une action modérée aux deux extrémités du spectre sonore, avec la possibilité de maintenir la qualité de la voix grâce à la conservation d'une zone centrale, 500, 2 000 Hz linéaire, l'action du correcteur de timbre commençant au-delà.

CARACTÉRISTIQUES

Amplificateur de puissance :

Puissance de sortie : 2 fois 20 W eff sur 8 ohms, les deux canaux en service, 25 W par canal, un seul canal excité.

Taux de distorsion harmonique : inférieur à 0,1 % (8 ohms, 20 W).
Taux de distorsion par intermodulation : inférieur à 0,1 % (8 ohms, 20 W).

Bande passante : 10-50 000 Hz (-3 dB, 0,1 %).

Sensibilité : 430 mV (8 ohms, 20 W).

Bruit résiduel inférieur à 0,5 mV.
Facteur d'amortissement ; 38 (8 ohms) ; 76 (16 ohms).

Préamplificateur :

Tension de sortie : 430 mV.
Impédance de sortie : environ 100 ohms.

Réponse en fréquence : 10 Hz, 50 kHz (-1 dB).

Taux de distorsion harmonique : inférieur à 0,04 % (1 kHz, 1 V).

Sensibilité d'entrée : Phono 1 et 2 : 2 mV, aux. 1 et 2 : 120 mV.

Impédance d'entrée : Phonos 50 kohms, aux. 50 kohms.

Rapport signal/bruit : phono supérieur à 60 dB, auxiliaire : supérieur à 70 dB.

Tension d'entrée maximum sur entrée phono : 200 mV à 1 000 Hz.

Composants : 28 transistors, 6 diodes.

Consommation 100 W max, alimentation 220 V, 50 Hz.

Dimensions : 373 x 227 x 125 mm.

Poids : 7,8 kg.

Présentation :

La façade de l'amplificateur Luxman SQ 700X est un profilé extrudé brossé et anodisé de couleur naturelle. Les boutons, de même couleur sont encastrés dans cette façade, une contreplaque interne de couleur noire assure l'étanchéité à la poussière entre façade et boutons. Les inverseurs, commandés par levier sortent d'ouvertures de forme bizarre qui ne semblent pas dictées par un rôle fonctionnel. Là encore, une pièce de matière fibreuse accompagnant les mou-

vements de l'inverseur évite l'introduction de la poussière et rend totalement invisible le châssis. Cet assemblage de pièces paraît assez complexe et ne se justifie que par l'aspect extrêmement soigné de la présentation. Les boutons de commande des contacteurs sont garnis d'une pièce de matière plastique noir mat assurant une prise irréprochable sans le moindre glissement. Nous ne pouvons que louer cette formule qui permet de choisir des commutateurs dont le mécanisme est robuste. Un poussoir commande l'interrupteur de mise sous tension, le voyant est simplement constitué d'un cylindre de matière transparente passant au travers d'un trou de la façade. Symétrique par rapport à l'interrupteur, un trou de 6,25 mm de diamètre permet le branchement de la fiche Jack du casque.

La face arrière est d'une taille plus réduite que celles que l'on a l'habitude de voir chez les japonais. Les prises sont réparties dans un rectangle de 4,5 cm de hauteur sur 31 cm de long. Le raccordement des enceintes est obtenu par des bornes à ressort. L'extrémité dénudée du câble de l'enceinte s'introduit dans son trou une fois la borne enfoncée. La polarité de sortie est repérée par la couleur des bornes.

A proximité de ces bornes, une prise secteur au standard américain permet de brancher un autre

appareil, tuner ou tourne-disques. Les prises d'entrée et de sortie à bas niveau sont au standard américain. La prise de magnétophone est doublée d'une prise DIN suivant une habitude déjà bien établie. La liaison entre le préamplificateur et l'amplificateur de puissance peut être ouverte, un cavalier permet d'intercaler par exemple un filtre électronique à plusieurs voies ou d'attaquer d'autres amplificateurs à partir du préamplificateur du SQ 700X. Cette sortie est située après les correcteurs de timbre et le potentiomètre de volume. Le potentiomètre de volume pourra servir dans le cas d'un système de multi-amplification à régler le niveau général, une fois que l'équilibre entre les diverses voies aura été réglé. Le filtre électronique devra comporter un organe de réglage de niveau pour chaque sortie d'amplificateur. Cet amplificateur dispose de nombreuses entrées, par exemple, on peut utiliser deux tourne-disques, un tuner et un appareil auxiliaire sur les entrées normales, sélectionnées par le commutateur rotatif tandis qu'un magnétophone pourra être branché sur l'entrée spéciale. Autre preuve du soin apporté par ce constructeur à la fabrication, l'amplificateur est livré avec ses entrées phono équipées de bouchons de court-circuit. Ainsi, lorsque l'on passera d'une entrée sur l'autre, aucun bruit parasite ne se fera entendre, ces entrées étant

court-circuitées. Autre précaution, dont on ne voit pas très bien l'utilité : la sortie pour l'enregistrement au magnétophone est équipée de bouchons de matière plastique. Cette précaution est sans doute prise pour attirer l'attention du propriétaire du SQ 700X sur le rôle de sortie de ces prises, seules les entrées restant libres.

Cet ensemble est monté dans un coffret de contreplaqué plaqué de palissandre. A l'intérieur de ce coffret, une feuille de papier métallisé sert de blindage ultime.

Fonctions disponibles :

Nous avons déjà vu que le nombre d'entrée et de sortie permettait le branchement de deux paires d'enceintes, qu'un interrupteur de façade permet de commuter. Deux possibilités sont offertes, et il n'est pas possible de brancher les deux paires d'enceintes simultanément, afin de ne pas

surcharger les étages de sortie. Sur la façade, un sélecteur rotatif sert à choisir les entrées. Le magnétophone est mis en service par un interrupteur séparé à deux positions, « source » ou « monitor ». Dans cette dernière position, le préamplificateur reçoit le signal issu de la tête de lecture du magnétophone, aussi bien en lecture qu'en enregistrement. Dans ce dernier cas, le sélecteur rotatif choisit la source qui sera enregistrée tandis que l'amplificateur recevra soit le signal direct, soit celui passant au travers du magnétophone.

A la droite du sélecteur d'entrée se trouvent les quatre boutons de commande du correcteur de timbre. Les réglages sont séparés pour chaque canal. Les potentiomètres utilisés sont à crans, la manœuvre de ces potentiomètres se fait par crans, il y a onze positions stables possibles,

cinq de chaque côté de la position médiane. Les positions intermédiaires autre que celles fixées mécaniquement restent possibles.

Ce correcteur de timbre possède une particularité, un commutateur permet de modifier à volonté la fréquence à partir de laquelle l'action du correcteur se fait sentir : 5 kHz et 2,5 kHz pour les aigus, 250 Hz et 500 Hz pour les graves. Un inverseur peut mettre complètement hors circuit ce correcteur.

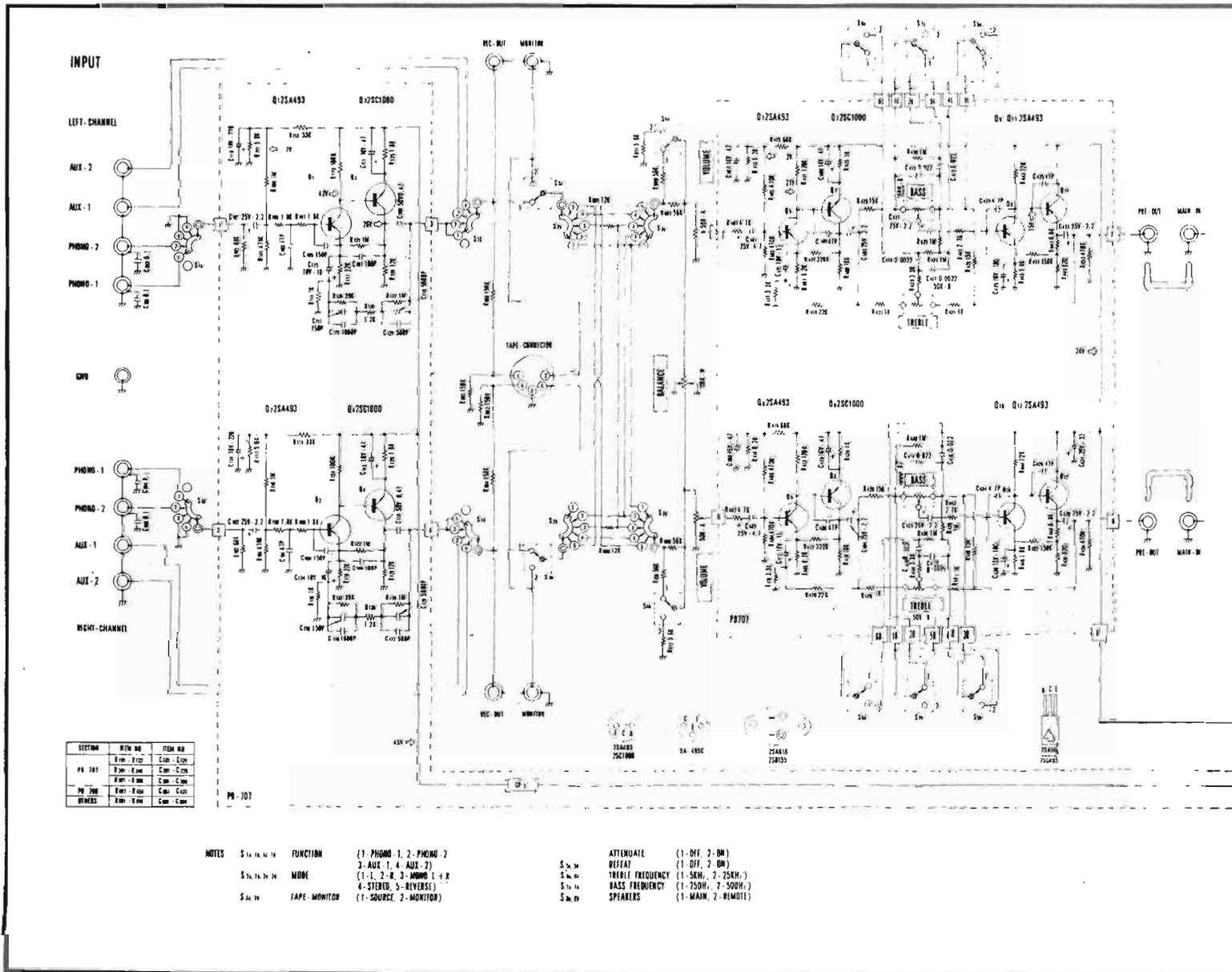
Le dernier commutateur rotatif sert à changer le mode de fonctionnement de l'amplificateur ; il peut travailler soit en monophonie sur l'une ou l'autre des voies, soit en mono avec comme signal la somme G+D soit en stéréo normale ou inverse. Un potentiomètre de volume et un de balance ainsi qu'un atténuateur souvent baptisé « muting » complètent ce préamplificateur. Aucune correc-

tion physiologique n'a été prévue, le correcteur de timbre y pourvoira.

EXAMEN DES CIRCUITS

L'examen du schéma de principe de l'amplificateur SQ 700X montre qu'il ne s'agit pas d'un appareil simplifié. Contrairement à la tendance qui veut qu'un amplificateur de faible puissance soit simple, la conception de cet appareil est très différente. Le préamplificateur et la section de puissance ont été dissociés, le premier, à part peut-être l'absence de filtre passe-haut et passe-bas est très complet, par rapport à celui qui équipe la plupart des amplificateurs de puissance identique.

L'alimentation secteur de cet



appareil se fait par un transformateur dont le primaire a été prévu pour recevoir diverses tensions secteur. Pourtant, on note sur l'appareil l'absence de répartiteur de tension secteur, les fils de sortie du transformateur étant reliés entre eux sur le circuit imprimé principal en fonction de la tension en usage dans le pays de destination. Ici, une étiquette porte l'inscription 220 V AC. La modification de la tension secteur est une opération que l'on ne pourra confier qu'à un spécialiste qualifié. La primaire est protégée par un fusible accessible de l'arrière de l'amplificateur.

Plusieurs secondaires sont bobinés. L'un est exclusivement réservé à l'allumage du voyant, ce circuit dispose d'un fusible séparé. L'alimentation des étages de puissance est à point milieu à la masse, il n'y a donc pas de condensateur entre la sortie des

amplificateurs et les enceintes. Deux condensateurs de 2 200 microfarads se chargent du filtrage. Un troisième secondaire alimente les étages de préamplification.

Les étages de sortie sont du type complémentaire. Aucune protection électronique n'a été prévue, seul un fusible inséré entre la sortie et l'amplificateur se chargera de fondre en cas de surcharge.

Ce fusible est calibré à 3 ampères et limite la puissance de sortie à 36 W sur 4 ohms. La stabilisation thermique est assurée à la fois par une thermistance et un régulateur de tension (c'est un ensemble de diodes en série dans un même boîtier). L'étage d'entrée est un différentiel de structure classique. La contre-réaction est transmise sur la base de l'un des transistors d'entrée. Un circuit passe-bas élimine les

tensions hautes fréquences susceptibles de créer des perturbations. Côté entrée, les deux amplificateurs sont dissociés électriquement du préamplificateur, côté sortie, le fait d'enfoncer la prise de casque dans son embase entraîne une coupure des enceintes.

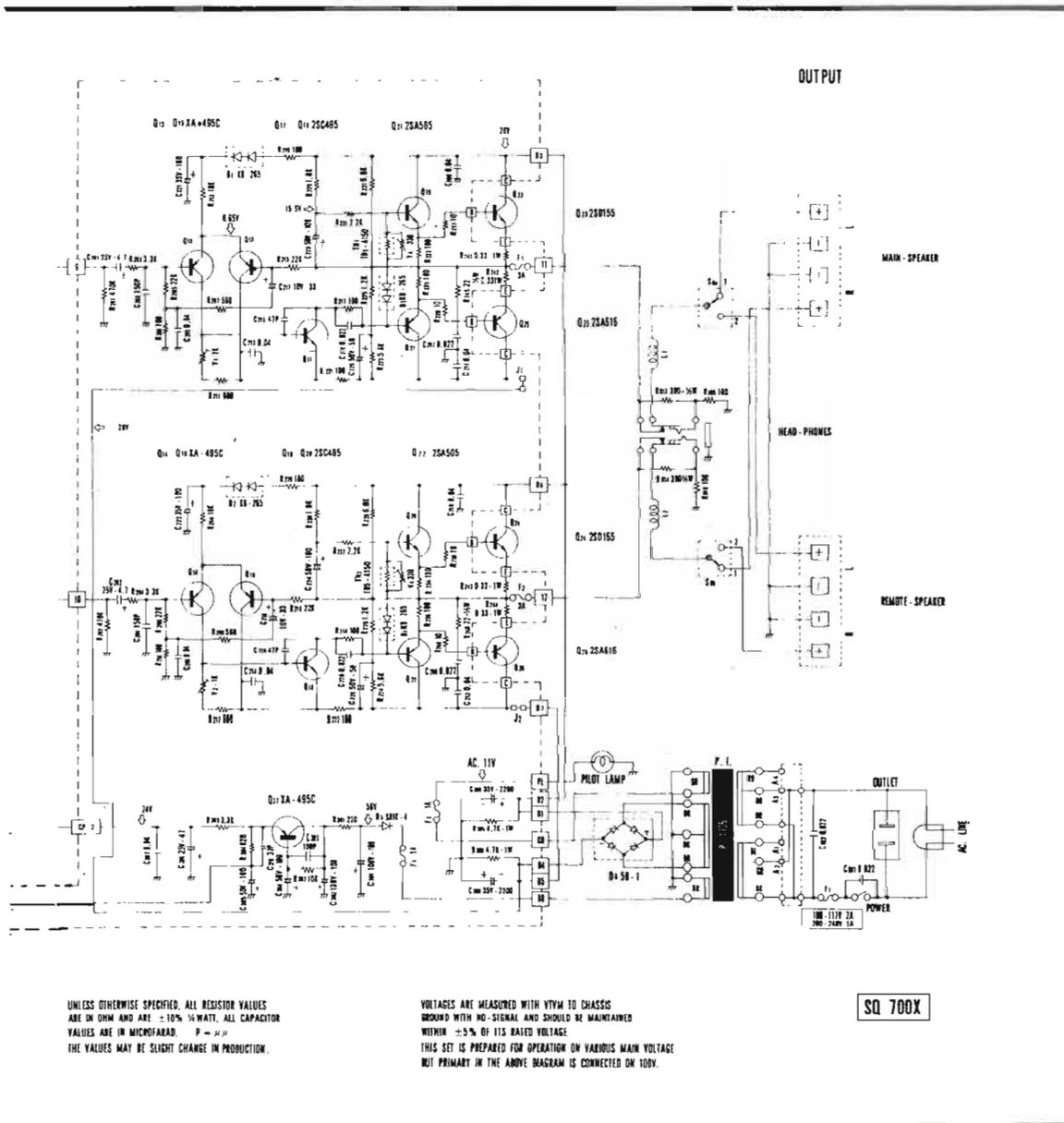
Le correcteur de timbre mérite réellement une attention particulière car non seulement il dispose du choix de plusieurs fréquences charnières mais aussi la commutation de ces fréquences se passe dans le plus grand silence, il n'y a aucun bruit de commutation car le constructeur a placé en série avec les condensateurs du correcteur une résistance de forte valeur, n'intervenant pas dans la correction de fréquence, mais qui charge le condensateur à la valeur qu'il aurait une fois en service. Au moment de sa commutation, il n'existe aucune différence de

potentiel aux bornes du commutateur, il ne peut y avoir de bruit. Ce genre de bruit entraînerait le passage d'un courant important dans les enceintes acoustiques. Un interrupteur double met en court-circuit le correcteur de timbre de façon à assurer à volonté la linéarité de la bande passante par élimination du correcteur. Le correcteur de timbre utilise quatre transistors montés deux par deux. Le premier couple de transistors est un montage complémentaire à liaison directe PNP/NPN, (Q₅, Q₇) la contre-réaction se fait séparément en continu et en alternatif. La seconde paire de transistors assure une impédance de sortie faible. Le couplage des deux transistors se fait en continu, la contre-réaction est appliquée directement sur la base du premier transistor. Des condensateurs de faible valeur, montés entre collecteur et base de chaque transistor limitent les risques d'oscillation aux fréquences élevées.

Le préamplificateur RIAA est alimenté sous une tension élevée : 45 V alors que la tension d'alimentation du correcteur n'est que de 24 V.

La raison de ce choix est simple, le constructeur a voulu assurer une possibilité de surcharge importante à cet étage. La sensibilité est de 2 mV et la surcharge possible est de 200 mV soit 40 dB de mieux, valeur très élevée pour un préamplificateur. Signalons toutefois que cette tension de 200 mV est valable pour une fréquence de 1 000 Hz. Le gain du correcteur RIAA est, suivant les indications du constructeur de 60 à 1 000 Hz puisque pour le niveau d'entrée nominal, la tension de sortie est égale à la sensibilité des autres entrées. Comme cette sensibilité est de 120 mV, le calcul est facile. Avec un gain de 60, une tension d'entrée de 200 mV donne à la sortie une tension de 12 000 mV soit 12 V, efficaces. Pour qu'il n'y ait pas de distorsion, la tension d'alimentation doit être supérieure à la tension crête à crête de sortie soit $12 \times 2\sqrt{2} = 33,9$ V. Ce qui justifie le choix des 45 V d'alimentation, et qui suppose une excellente stabilisation du point de fonctionnement de cet étage.

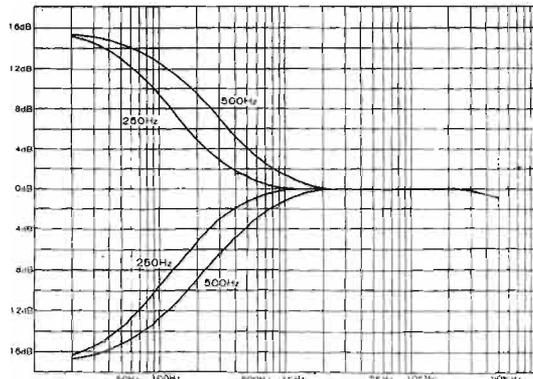
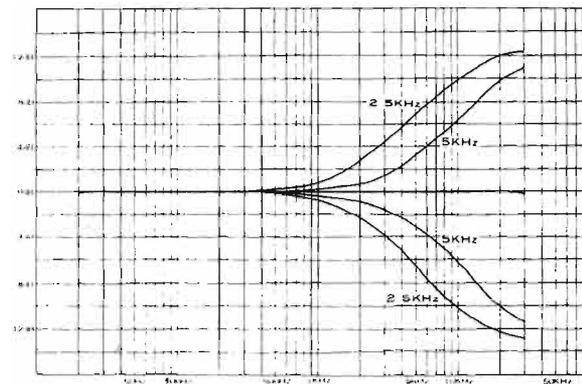
La conception est très soignée, nous trouvons dès l'entrée un filtre passe-bas éliminant les signaux HF susceptibles d'être détectés par le transistor d'entrée.



UNLESS OTHERWISE SPECIFIED, ALL RESISTOR VALUES ARE IN OHMS AND ARE ± 10% TOLL. ALL CAPACITOR VALUES ARE IN MICROFARAD. P = 50

VOLTAGES ARE MEASURED WITH 100Ω SIGNAL AND SHOULD BE MAINTAINED WITHIN ± 5% OF ITS BATED VOLTAGE. THIS SET IS PREPARED FOR OPERATION ON VARIOUS MAIN VOLTAGE NOT PRIMARY IN THE ABOVE DIAGRAM IS CONNECTED ON 100V.

SQ 700X

Bass Tone Control**Treble Tone Control****FABRICATION**

La technologie japonaise fait en général appel à plusieurs circuits imprimés indépendants reliés entre eux par l'intermédiaire d'une multitude de fils de toutes couleurs. Cet amplificateur ne manque pas à la tradition mais il n'y a ici que deux circuits, d'une taille confortable. Le premier est soudé directement aux cosses des potentiomètres de timbre et fixé de chaque côté par des équerres, aucun risque de casse, bien que du stratifié bakélinisé moins robuste que de l'époxy ait été employé. Les raccordements des fils se font sur des œillets sertis sur le circuit imprimé. Cette formule peu économique permet d'éviter le décollément du cuivre lors de la soudure à la main des fils de liaison. L'emplacement des composants est sérigraphié côté composants.

Chaque circuit est proprement réalisé, les composants rigoureusement alignés. Le refroidissement des transistors de sortie se fait par la façade arrière en aluminium de 15/10^e d'épaisseur. Les fils blindés sont préparés avec le plus grand soin, un souplesse isole la tresse de masse du fil central et du contact avec le châssis. Ces précautions ne semblent pas inutiles, il suffit de considérer les mesures de bruit pour se rendre compte de la qualité ainsi obtenue.

Le châssis est en acier cadmié bichromaté passivé, une traverse longitudinale maintient le circuit imprimé principal en place.

MESURES

Cet amplificateur n'a pas du tout été prévu pour travailler avec une impédance de charge de 4 ohms. Le fait d'interdire le raccordement des deux paires d'enceintes aux étages de sortie en est une preuve. Nous avons pourtant tenté un essai, la puissance de sortie à 1 000 Hz, les deux canaux en service étaient de deux fois 20,7 W sur 4 ohms, et de 30, 25 W par canal, un canal étant en service. Sur une charge de 8 ohms, les deux canaux en service, la puissance de sortie est de 20,5 W par canal, soit un peu plus que la valeur annoncée. Un seul canal étant excité, cette puissance est de 24,5 W soit légèrement moins que celle annoncée. La moyenne est bonne. Nous avons mesuré, à la puissance maximale, la valeur du taux de distorsion harmonique. Pour une charge de 4 ohms, ce taux est de 0,2 % par contre, sur une charge de 8 ohms, cette valeur tombe à 0,06 % à 1 000 Hz. A 40 Hz, cette valeur est conservée tandis qu'à 20 kHz, le taux de distorsion est inférieur à 0,2 %. Ces valeurs sont conformes à ce qui a été annoncé par le constructeur. La mesure du taux de distorsion par intermodulation a donné un résultat supérieur à celui annoncé, mais, comme le constructeur n'annonce pas les paramètres de sa mesure, il nous est impossible d'effectuer une comparaison. La valeur que nous avons mesurée, pour la puissance maximale est de 0,2 %, c'est une valeur que l'on

doit considérer comme excellente et normale pour un amplificateur à symétrie complémentaire.

La bande passante est très étendue, sur les entrées auxiliaires, elle va de 3 Hz à 51 kHz, pour la chaîne complète, à -3 dB. Le correcteur de timbre est d'une efficacité normale, +12, -13 dB à 50 Hz avec le commutateur du correcteur de timbre en position 250 Hz, +13,5, -15 dB en position 500 Hz. Pour le correcteur d'aigü nous avons relevé, à 15 kHz les valeurs suivantes : +9,5, -9 dB en position 5 kHz, -11, +11 dB en position 2,5 kHz.

Le rapport signal/bruit mérite une attention particulière, il est excellent sur les entrées phonos : 72 dB en mesure non pondérée, avec la sensibilité ramenée à 5 mV ; sur les entrées auxiliaires, ce rapport est de 80 dB. La sensibilité de l'entrée phono est de 2,35 mV à 1 000 Hz et de 120 mV pour les entrées auxiliaires, chiffres voisins de ceux annoncés.

CONCLUSIONS

L'amplificateur Luxman SQ 700X est sans discussion possible un élément de valeur. Son préamplificateur est très complet et pourra être utilisé avec des amplificateurs plus puissants. La construction est particulièrement soignée, non seulement sur le côté présentation mais aussi à l'intérieur qui est propre sans toutefois avoir été spécialement paré pour sa présentation. Il est facile de

caler des câbles entre deux plaques de tôle, nous préférons l'honnêteté de ce constructeur qui a préféré assembler ses câbles en torons pas toujours parfaits.

Les performances sont excellentes en tous points, pourvu que l'on n'utilise pas cet amplificateur avec une enceinte de 4 ohms. La notice, malheureusement en anglais, est remarquablement faite et explique, point par point ce qui arrive à un signal qui se présente à l'entrée phono. Le correcteur de timbre fait, lui aussi, l'objet d'un chapitre particulier et intéressant. Pour les techniciens, un réseau de courbes permettra de se rendre compte des possibilités de l'appareil. En résumé, un excellent appareil qui confirme la qualité de la production de la mar-

PROGRES ET TRANSFORMATIONS DES COMPOSANTS

MALGRÉ les progrès et la diffusion des systèmes de montages imprimés ou intégrés comportant, comme leur nom l'indique, un ensemble de composants utilisés simultanément sous forme de blocs facilement interchangeables, les composants « discrets », c'est-à-dire distincts et séparés, présentent toujours un très grand intérêt dans les montages électriques et électroniques, dont ils conditionnent le fonctionnement et la fiabilité.

Leurs progrès et leurs perfectionnements ne sont pas toujours très spectaculaires, mais ils doivent cependant attirer l'attention, en raison de leur importance pratique beaucoup plus essentielle qu'on le croit généralement.

Ce sont surtout des composants **passifs**, qui ne produisent pas de courants et d'effets électriques, mais modifient les courants ou les effets électriques appliqués sur eux. Il y a, en fait, à l'heure actuelle des demandes importantes de ces composants passifs ; les innovations technologiques sont sans doute moins apparentes que pour leurs cousins plus prestigieux les circuits intégrés, mais elles n'en sont pas moins très réelles.

Les circuits intégrés sont de plus en plus adoptés pour des applications classiques plus ou moins modifiées, et ont permis d'envisager des applications entièrement nouvelles, les éléments passifs se sont développés cependant concurremment pour leur servir, en quelque sorte, de compléments. Et même si cette tendance à l'intégration diminuait

plus ou moins la nécessité d'employer des composants passifs dans certaines parties des équipements électriques et électroniques, leurs emplois dans des fabrications nombreuses augmenteraient leur importance.

Par exemple, chaque plaquette de calculateur portatif ou miniature exige quatre condensateurs extérieurs. Pour un multimètre de type normal, il faut employer cinq circuits intégrés et dix composants passifs, et chaque montage d'alimentation dans un calculateur exige des résistances et des condensateurs électrolytiques. De nombreux circuits logiques transistors-transistors doivent comporter des résistances d'excitation.

Les fabricants de composants passifs ont réussi à mettre au point de nouveaux composants, de nouveaux matériaux, à perfectionner des produits anciens pour adapter les éléments à la puissance, à la rapidité de fonctionnement des circuits intégrés. Ces progrès ont permis d'envisager une gamme de fréquences de fonctionnement allant depuis le courant continu jusqu'à 5 GHz, et une gamme de tensions de 5 volts à 50 Kilovolts.

Pour assurer le fonctionnement des circuits intégrés, qui constitue une application importante pour ces composants passifs, les dimensions, la consommation et les tensions de fonctionnement ont été réduites, en même temps qu'on a pu obtenir une diminution des prix de revient.

Un fait significatif dans cette

industrie des composants passifs a consisté dans le passage graduel du marché et des applications militaires et aérospatiales dans lesquelles le facteur primordial consiste dans les performances élevées, aux applications industrielles et d'amateurs, dans lesquelles le prix de revient par rapport à la qualité demeure le facteur fondamental. Ce fait est par-

ticulièrement valable pour l'automobile, la télévision, le matériel électroacoustique, et les autres applications « grand public ».

Un autre fait important consiste dans la miniaturisation. Les techniciens ont demandé, et les fabricants ont pu réaliser ainsi, des résistances de puissances admissibles de plus en plus réduites, et de dimensions de plus en

tournez la page

infra vous informe

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a white lab coat, holding a mobile phone to his ear. To his right is a vintage-style radio receiver on a stand. The background is dark with several 'infra' logos, each consisting of a stylized signal or wave symbol above the word 'infra'. The text 'tournez la page' is written in a white, sans-serif font on a dark rectangular background. Below the radio, the text 'infra vous informe' is written in a similar font, with 'infra' in a larger, bold font.

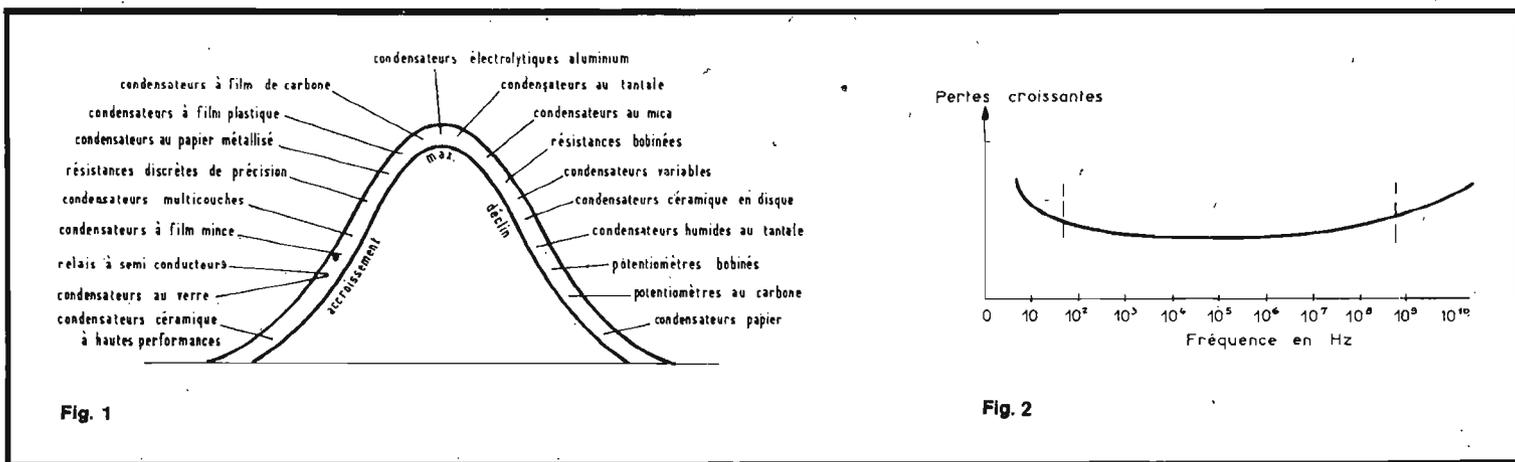


Fig. 1

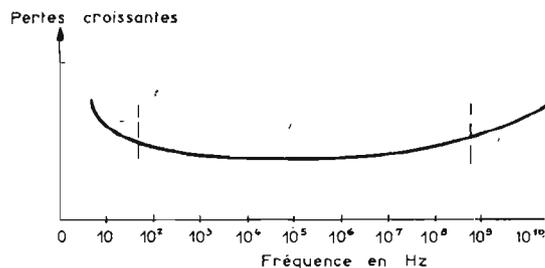


Fig. 2

plus faibles. Les tensions nominales des condensateurs supérieures aux tensions de fonctionnement des circuits intégrés ont été réduites, des relais plus petits, plus rapides pour les applications des semi-conducteurs, ont été réalisés et perfectionnés.

Les progrès techniques les plus importants ont pu être effectués dans trois domaines principaux :

- 1) Les études et la mise au point de nouveaux matériaux, des méthodes de contrôle plus précises des matériaux standards.
- 2) Un contrôle automatisé des chaînes de production, en particulier pour le bobinage, l'assemblage et les essais par laser.
- 3) L'amélioration des types d'enrobage et de protections et l'automatisation des techniques d'enrobage.

LES PROGRÈS TECHNIQUES

La mise au point de matériaux récents a ainsi permis de nombreux progrès techniques. Des films plus minces ont été étudiés pour les condensateurs à films plastiques, et des travaux remarquables ont été effectués pour mettre au point des encres destinées aux circuits à films épais, et pour les condensateurs, qui ne comportent pas des produits rares de plus en plus coûteux, tels que l'argent, le palladium, le platine.

L'apparition de nouveaux composants, les propriétés techniques de certains produits anciens, de nouvelles techniques des semi-conducteurs et des équipements d'instrumentation, ont exigé des composants passifs différents, ou des formes différentes de composants déjà existants.

Par exemple, le condensateur électrolytique à feuilles d'aluminium empilées, qui avait pu être

réalisé pour des fréquences de fonctionnement dans la gamme de dizaines de kHz, a été perfectionné pour la commutation haute fréquence et l'alimentation de systèmes à ferro-résonance. Encore inexistant il y a quelques années, le condensateur à feuilles empilées est actuellement un des composants dont l'importance et le progrès sont les plus rapides.

Les condensateurs céramiques à multi-couches sont employés en grand nombre par les constructeurs de circuits digitaux pour assurer un découplage à haute fréquence avec des connexions extrêmement courtes, et ont servi à perfectionner les circuits à hyperfréquences.

Les tolérances, les prix et la stabilité des résistances « discrètes » ont été améliorés, lorsqu'il a fallu les employer dans les montages à lasers. Les relais à semi-conducteurs offrent la rapidité, l'isolation électrique, et la fiabilité sous la forme de circuits intégrés compatibles, et commandent des courants élevés, ce qui serait difficile et trop coûteux d'obtenir par d'autres procédés.

Les montages à double ligne et les systèmes moulés à une seule ligne d'enrobages compatibles avec les installations à insertion automatique, offrent des tolérances de compacité et de fiabilité plus précises que leurs contreparties en assemblages discrets.

En outre, les performances de nombreux composants passifs ont pu également être améliorées. Les nouvelles réalisations dissipent une énergie plus faible et peuvent bénéficier des avantages de réductions d'encombrement et de prix de revient des modèles à faible puissance. Une résistance discrète peut maintenant supporter une puissance plus faible, mais, par contre, présente des tolérances plus réduites.

La puissance admissible stan-

dard d'une résistance discrète, il y a cinq ans, était de l'ordre de 1/2 watt et la tolérance de 10 % ; la puissance admissible normale est actuellement de 1/4 watt, et la tolérance de 5 %. Dans quelques années, la puissance admissible standard sera de 1/5 ou 1/10 watt.

LES ÉVOLUTIONS DIVERSES DES COMPOSANTS

Tous les composants passifs n'ont pas bénéficié du même développement, et le graphique de la figure 1 montre leur évolution constatée au cours de ces dernières années. La plupart des efforts techniques de perfectionnement ont porté sur les éléments indiqués sur la partie gauche du graphique et ont amené un accroissement de leurs qualités et de leur production. Ce sont des applications qui n'étaient pas destinées simplement à l'intégration.

Mais, de nombreuses propriétés des composants passifs sont difficiles, sinon impossibles, à obtenir avec des plaquettes de circuits intégrés. Par exemple, une

résistance d'une tolérance nominale de 10 % de 2×10^{11} ohms, fonctionne sur une gamme de températures de -200°C à $+200^\circ\text{C}$, et a une capacité shunt de 0,1 picofarad.

L'emploi de résistances d'une épaisseur de 1 micromètre, et de 100 ohms au carré sur silicium, exigerait avec des lignes d'une largeur de 12 mm une longueur de 25 mm, et environ trois fois la surface d'une plaquette type LSI, sans parler de la tolérance, de la gamme de températures, de la répétabilité, du bruit de fond et de la capacité parasite.

Il est difficile d'utiliser des condensateurs intégrés, comme le montre le tableau 1, avec les valeurs disponibles de types de plaquettes de condensateurs. Ce tableau indique qu'un condensateur de découplage de $0,1 \mu\text{F}$ au nitrure de silicium aurait une surface de 10 cm^2 , soit environ soixante fois la surface d'une plaquette destinée au découplage. En outre, un disque de céramique de $0,1 \mu\text{F}$ a un prix de revient très faible, tandis qu'un condensateur au nitrure de silicium, qui occuperait 1/3 d'un disque de 75 mm serait beaucoup plus coûteux.

Pris à l'intérieur d'une « Caravelle » du Centre d'essais en vol, cette photo montre ce que voit le pilote à travers le pare-brise, avec un collimateur à présentation « Tête-haute » développé par THOMSON-C.S.F. au centre, un dessin symbolise l'avion et fournit les indications de roulis et de tangage en dessous, apparaît le cap de l'avion. A gauche figure la vitesse en nœuds et à droite son altitude. Cette photo a été prise au cours d'un atterrissage de nuit.

(Document C.S.F.)

TABLEAU 1

Diélectrique employé	Constante diélectrique	Facteur de pertes à 1 MHz	Capacité par cm ²	Tension nominale
Oxyde de silicium	6	0,5	6 000 pF	40 V
Bioxyde de silicium	3,8	0,03	3 800 pF	60 V
Nature de silicium	9,4	1	9 400 pF	100 V
Oxyde d'aluminium	9	0,05	9 000 pF	100 V

LE DÉVELOPPEMENT DES CONDENSATEURS

Le développement des condensateurs a été plus rapide que celui des autres composants passifs, et leur progression à long terme devrait continuer sans doute, à raison de 12 % par an.

Les applications les plus importantes concernent les équipements automobiles, les circuits digitaux, les circuits d'alimentation et dans une catégorie toute particulière les appareils de

mesure digitaux et, plus spécialement, les montres et horloges électriques.

Pour chacune de ces applications, il faut envisager des caractéristiques spéciales ; de nouveaux développements de la technique des condensateurs ont permis d'envisager de nouvelles applications, et d'améliorer les résultats obtenus dans des fonctions telles que le découplage et le filtrage.

Les combinaisons de l'emploi des nouveaux diélectriques et des améliorations des diélectriques

anciens permettent de choisir les caractéristiques optimales des diélectriques nécessaires. Par exemple, le tableau 2 montre les paramètres des modèles les plus répandus. Des caractéristiques spéciales, telles que celles des condensateurs au tantale solide, avec une tolérance inférieure à + 5 % sont désormais possibles, mais le prix des éléments correspondants est forcément plus élevé.

En outre, la connaissance de paramètres, tels que les coefficients de température et les fac-

teurs de pertes permet aux techniciens de connaître les caractéristiques de fonctionnement des éléments employés dans les circuits avec plus de précision. Ce fait est essentiel avec les fréquences élevées pour lesquelles un condensateur commence à se comporter comme une inductance, ou une résistance ce qui diminue la valeur des calculs effectués en considérant une impédance purement capacitive.

LES DIFFÉRENTS CONDENSATEURS ET LEURS CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES

Environ un quart des composants entrant dans la constitution d'un équipement électronique sont des condensateurs ; un septième de toutes les défaillances d'équipements sont dues aux condensateurs, et la moitié de toutes ces défaillances est due à un choix ou une utilisation incorrecte.

TABLEAU 2

Caractéristiques du condensateur		Aluminium	Tantale anode mouillée	Tantale anode sèche	Papier	Céramique multi-couches	Mica	Polycarbonate métallique
Capacité	Capacité en μ F	0,5 à 1 000 000	1,7 à 5 000	0,047 à 330	0,001 à 200	0,000005 à 2,5 μ F	0,000001 à 0,1	0,01 à 5
	Tolérance standard %	+ 50 + 100 + 150 - 10	20 ; - 15 + 30 ; 50 + 75	\pm 20	\pm 20	\pm 5	\pm 5	\pm 10
	minimale %	\pm 20	\pm 5	\pm 5	\pm 2	\pm 5	\pm 1	\pm 1
Tension	Contenu	2,5-700	4-125	6-35	50-200 000	20-200	50-2 500	50-600
	Alternatif	\leq 50	Limitée	Limitée	50-75 000	Peu utilisé	Peu utilisé	330 max
Facteur de puissance	% à 50 Hz	6 à 100 Hz et au-delà	<1 à 100	10 % max	0,2-0,5	Peu utilisé	Peu utilisé	0,75
	% à 1 000 Hz				0,2-0,5	Peu utilisé	Peu utilisé	0,75
Température	Gamme de fonctionnement	- 80° + 150°	- 80° + 125°	- 55° + 125°		- 55° + 125°	- 55° + 150°	- 55° + 125°
Stabilité	Variation avec température	Faible	10 %	Moyenne \pm 10	Moyenne	Faible	Excellente	Faible
Absorption diélectrique	% à 25 °C				0,6-3 suivant température		0,3 max	0,05
Prix	Prix relatif à capacité équivalente	Très faible	Modéré	Modéré	Faible	Faible	Elevé	Réduit

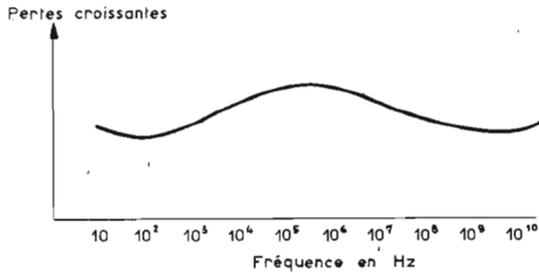


Fig. 3

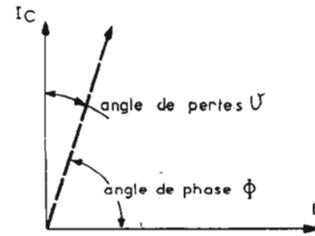


Fig. 4

Les condensateurs utilisés couramment peuvent se classer dans l'un des types fondamentaux suivants :

Condensateurs à diélectrique mica, céramique, papier, verre, condensateur électrolytiques, condensateurs à diélectrique plastique, condensateurs à diélectrique métallisé (papier ou plastique), condensateur à air.

En électronique, les condensateurs sont essentiellement caractérisés par les données suivantes :

- Capacité nominale (cn) et tolérances associées.
- Tension nominale : un.
- Tangente de l'angle de pertes (tg v).
- Résistance d'isolement (Ri).
- Rigidité diélectrique.
- Évolution des caractéristiques en fonction de la température dans la plage d'utilisation.
- Comportement en fréquence.

La capacité et les tolérances sont portées par le fabricant, en clair ou en code, sur le corps du condensateur. Les tolérances ne s'appliquent à la valeur nominale des pièces qu'au moment de la livraison, après essai ou fonctionnement, la capacité mesurée peut se situer en dehors des valeurs ainsi définies. La capacité est fonction de la surface des armatures, de l'épaisseur et de la constante de diélectrique, et du mode de construction. Les valeurs nominales sont, en général, choisies dans la série E 24 (progression géométrique de raison $\sqrt[24]{10}$ et parfois dans les séries E 3, E 6, E 12, appartenant à la série E 24.

La tension nominale est la valeur de la tension (continue et/ou alternative) qui peut être appliquée au condensateur en service continu, dans des conditions de température et éventuellement de pression spécifiées. Cette tension, déterminée par le fabricant, est limitée entre autres par les phénomènes de claquage des diélectriques.

Un condensateur n'étant pas parfait, se présente en alternatif comme une impédance avec partie réelle et peut être considéré comme équivalent à une résistance R_s en série avec une capacité pure $1/C\mu$.

L'angle de pertes est le complément de l'angle de phase de l'impédance considérée ; plus il est faible, meilleur est le condensateur : $\text{tg } v = R_s C \omega$.

On utilise parfois comme caractéristique le facteur de puissance, qui est représenté par le sinus de l'angle de perte. Lorsque v est faible, $\text{tg } v$ et facteur de puissance sont pratiquement égaux.

La surtension Q d'un condensateur, autre caractéristique parfois utilisée est l'inverse de $\text{tg } v$.

Un condensateur n'étant pas parfait laisse, lorsqu'il est sous tension continue, passer un courant de fuite.

La résistance d'isolement est la résistance du condensateur mesurée en courant continu ; elle fait intervenir, non seulement le diélectrique, ses résistivités superficielle et volumique, mais les produits imprégnants et enrobages utilisés. Elle détermine l'aptitude du condensateur à conserver les charges qu'il a emmagasinées. Le produit RC est appelé constante de temps du condensateur ; si R est exprimé en $M\Omega$ et C en μF , RC s'exprime en secondes.

La rigidité diélectrique, en toute rigueur, est la valeur de la tension pour laquelle un pourcentage de l'isolant se produit. En fait, pour les condensateurs, on se contente de vérifier que cette tension est supérieure à une valeur minimale spécifiée.

LES MATÉRIAUX DIÉLECTRIQUES ET LEURS PROGRÈS

Les caractéristiques et les qualités des condensateurs dépendent essentiellement des diélec-

triques employés ; les pertes de la plupart des diélectriques, en particulier, augmentent sensiblement avec la fréquence, et limitent l'emploi des condensateurs correspondants.

Les matériaux diélectriques courants utilisés dans les montages électriques et électroniques appartiennent essentiellement aux cinq catégories principales ci-dessous :

1) Mica, verre, céramique à faibles pertes, utilisés pour les condensateurs de capacité allant de quelques pF à plusieurs centaines de pF, parfois quelques milliers de pF.

2) Céramiques de perméabilité élevée ; utilisées pour les condensateurs de capacité allant de quelques centaines de pF jusqu'à environ plusieurs dizaines de milliers de pF, parfois quelques $1/10$ de μF .

3) Papier et papier métallisé, utilisés pour les capacités allant de quelques milliers de pF à quelques μF .

4) Électrolytiques, c'est-à-dire diélectriques à film d'oxyde, utilisés pour les capacités allant de quelques μF jusqu'à un grand nombre de μF .

5) Diélectriques plastiques, tels que le polystyrène, le polythène, le polytétrafluorène-éthylène, etc.

Les facteurs caractéristiques du diélectrique permettant de déterminer ses qualités et ses progrès, sont la permittance, le facteur de puissance, ou angle de pertes, le courant de fuite, le pouvoir d'absorption diélectrique, la rigidité diélectrique et la gamme de température d'utilisation (tableau 2 et figure 5).

LES PERTES ET LES COURANTS DE FUITE

Ces phénomènes sont déterminés par des courants de fuite et l'absorption diélectrique suivant

la fréquence d'utilisation. On voit ainsi, sur la figure 2, la courbe de pertes en fonction de la fréquence pour un bon diélectrique non polaire, et dans le cas d'un diélectrique polaire, le même phénomène sur la figure 3.

La variation de la constante diélectrique, en fonction de la fréquence est faible, tant que les pertes sont également faibles ; les pertes augmentent par suite de phénomènes internes et il y a une limite de fréquence pour laquelle les pertes peuvent devenir très élevées. L'élément important à connaître est avant tout le rapport :

Puissance dissipée en chaleur par cycle
puissance emmagasinée par cycle

Ce rapport, ou facteur de puissance, est dans le cas des diélectriques de qualité, indépendant de la fréquence. Le facteur de puissance l'angle de pertes et le déphasage sont indiqués sur la figure 4. Lorsqu'un courant alternatif traverse un condensateur le courant est déphasé par rapport à la tension d'un peu moins que l'angle théorique de 90° . Cet angle est l'angle de phase et le complément de cet angle v est l'angle de pertes. Le cosinus de l'angle de phase est le facteur de puissance déjà indiqué précédemment.

Le facteur de puissance peut être représenté par la relation :

$$\cos \varphi = 2 \pi F \cdot RC \times 10^{-9}$$

Dans laquelle, F est la fréquence en kHz, R la résistance série équivalente en ohms, et C la capacité en micromicrofarads.

On peut aussi représenter le facteur de puissance, comme le rapport entre les pertes de puissance dans le diélectrique, et le produit des tensions et intensités appliquées :

$$\text{tg } v = \frac{\text{Perte totale en watts}}{V \text{ eff appliqués } \times A \text{ eff débités}}$$

On peut calculer d'après la relation

TABLEAU 3

Types de condensateurs	Caractéristiques, inconvénients et avantages	Principales utilisations
Papier	Réalisable pour haute tension Stabilité moyennée Sensible à l'humidité Résistance augmentant avec la fréquence Rapport capacité/volume intermédiaire entre céramiques et électrolytiques	Couplage et découplage en B.F. Correction du facteur de puissance.
Mica	Haute rigidité diélectrique Faibles pertes en alternatif Grande fiabilité Faibles pertes, bonnes caractéristiques de température Vieillessement et fréquence Faible rapport capacité/volume	Filtrage et découplage en H.F. Montages de résonance. Montages haute tension.
Verre	Facteur de surtension élevé Résistance d'isolement élevée Bonnes caractéristiques de température Résistance à haute température Grande étanchéité	Découplage HF Couplage HF Montages résonnants
Céramique	Constante diélectrique élevée Grand rapport capacité/volume Caractéristique capacité/température modifiable Peu résistant aux chocs et vibrations	Compensation de variations de température dans les circuits résonnants. Couplage et découplage H.F.
Electrolytique	Grand rapport capacité/volume Stabilité faible aux basses températures Vieillessement avec variation de capacité Nécessité de formation nouvelle avec longue période de repos	Découplage - filtrage de puissance

Il faut surtout considérer le courant de fuite, et les constantes de temps, qui empêchent la conservation de la charge emmagasinée.

Le temps pendant lequel la charge diminue sous l'action des fuites dans le rapport i/e ou 36,8 % de la valeur initiale est égal au produit RC , où R est la résistance de fuite et C la capacité. C'est ce qu'on appelle la constante de temps indiquée plus haut ; si R est évalué en mégohms, et C en microfarads, la constante de temps est obtenue en secondes ; elle peut être aussi exprimée en mégohms - microfarads, ou en ohms-farads.

Cette caractéristique dépend ainsi essentiellement des diélectriques utilisés. Pour les condensateurs électrolytiques au tantale, elle est de 1 ou 2 heures, pour le papier imprégné de plusieurs heures, pour les condensateurs à haute constante en céramique, elle ne dépasse pas quelques minutes et, pour les condensateurs électrolytiques à feuilles simples, elle est de l'ordre de quelques secondes. Mais, pour les condensateurs au polystyrène, elle atteint quelques jours.

Pour les faibles valeurs de capacité inférieure à $0,1 \mu F$, elle dépend surtout de la fuite déterminée par les enveloppes entourant le condensateur, plutôt que du diélectrique lui-même, et le courant de fuite augmente suivant la température. Avec les diélectriques de bonne qualité, à la température ambiante, il est souvent trop faible pour être mesuré, tandis qu'il devient appréciable pour les températures plus élevées.

$$\cos \varphi = W \times 10^6 / 2 \pi F C E^2$$

Dans laquelle, W représente les pertes totales de puissance en watts, C la capacité en microfarads, E la tension en volts, F la fréquence en Hz.

La surtension ou facteur « Q » d'un condensateur est l'inverse du facteur de puissance ; c'est le rapport de la réactance pure à la résistance effective-série.

Dans ce domaine, il faut encore considérer l'absorption diélectrique. Dans tous les condensateurs à diélectriques solides on observe que lorsqu'un élément possédant une certaine charge initiale est mis en court-circuit pendant quelques secondes, puis laissé en circuit ouvert, une nouvelle charge électrique paraît à la surface des armatures. Une partie de la

charge initiale semble avoir été absorbée par le diélectrique.

L'effet apparent consiste dans une diminution de la valeur de la capacité lorsque la fréquence d'utilisation augmente, ce qui provoque des retards de temps dans le cas du montage à impulsions ou dans des circuits à caractéristiques rapides de charge et de décharge.

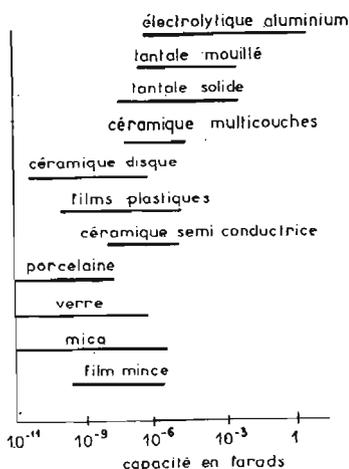


Fig. 5

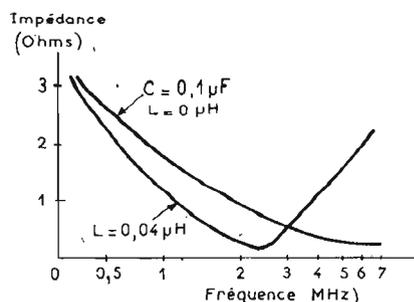


Fig. 6

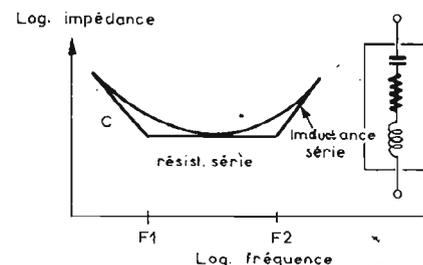


Fig. 7

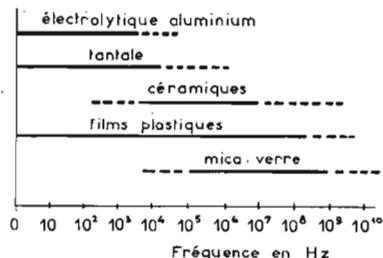


Fig. 8

LA RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE ET SON IMPORTANCE

La rigidité diélectrique doit également être considérée, car elle indique la tension qui peut être appliquée sur le condensateur pour un isolant déterminé. C'est la tension qui correspond au perçage de la matière ; elle est généralement exprimée en kilovolts par unité de longueur et dépend de l'épaisseur, de la température, de la fréquence, de la forme de la tension appliquée et du genre d'application. Elle doit être mesurée sur des échantillons ayant une armature plane et l'autre creuse, pour contrôler la région où le champ électrique est uniforme.

La tension d'amorçage de la décharge peut également être considérée ; c'est la tension au-dessus de laquelle on constate une décharge progressive. Pour une courte durée, cette tension est généralement plus faible que la rigidité diélectrique elle-même. Au-delà de cette tension d'amorçage, on constate la production d'effluve et une détérioration progressive de l'élément ; des bruits parasites directs se font entendre, qui peuvent être contrôlés.

La rigidité diélectrique diminue, d'ailleurs, en même temps que l'élévation de température et l'humidité. La durée de l'application de la tension a une grande importance, car beaucoup de diélectriques peuvent supporter des tensions plus élevées pendant de courtes périodes ; de même, la rigidité diélectrique diminue lorsque la fréquence de la tension appliquée augmente, et ce phénomène dépend du facteur de puissance du diélectrique lui-même.

L'IMPÉDANCE DES CONDENSATEURS ET LES MONTAGES

L'impédance d'un condensateur est également à considérer pour la solution des problèmes de montage. Le condensateur soumis à une tension alternative laisse passage à un courant, dont l'intensité est indiquée par la relation :

$$I = 2\pi F C V \text{ (ampères)}$$

Dans laquelle, C est la capacité en farads, V la tension en volts, et F la fréquence en Hz ; la résistance a pour expression :

$$X_c = 1/2\pi F C \text{ (ohms)}$$

Un condensateur idéal théorique aurait une réactance négative, mais, par suite des pertes et de la présence des connexions, il se produit une self-inductance de valeur variable suivant la fréquence et au-dessus d'une certaine fréquence critique le condensateur se comporte comme un bobinage.

Pour la fréquence de résonance, l'impédance correspond à la résistance effective, et tout condensateur possède une résonance propre à une certaine fréquence qui dépend de sa construction.

La self-inductance et la résistance déterminent la formation d'une impédance complexe, qui peut être inductive, résistive ou capacitive, suivant les gammes de fréquences. C'est ainsi que les variations de l'impédance d'un condensateur au papier de type habituel sont indiquées sur la figure 6.

Un condensateur électrolytique peut ainsi être considéré comme un circuit comportant en série une capacité, une résistance

et une inductance comme on le voit sur la figure 7.

Pour les fréquences basses, l'impédance est dominée par la capacité, qui décroît comme l'inverse de la fréquence. Pour une certaine valeur minimale d'impédance, la résistance équivalente série, qui peut être de l'ordre de milli-ohm domine l'impédance ; mais, pour des fréquences plus élevées, l'inductance équivalente série, qui comporte l'inductance des connexions, domine l'impédance.

Par exemple, un condensateur électrolytique aluminium d'une résistance-série de 1 milliohm et d'une inductance de 1 nanohenry aura une première fréquence caractéristique de 1,16 kHz, et une deuxième fréquence caractéristique de 40 kHz.

Dans ces conditions, au-dessus de 40 kHz un condensateur de filtrage commence brusquement à jouer le rôle d'une inductance. De la même manière, on peut calculer des valeurs correspondantes pour les condensateurs céramique et tantale et la fréquence critique peut être calculée pour la valeur à laquelle le condensateur cesse de constituer un bon élément de découplage.

On voit ainsi sur la figure 8 la gamme de fréquences de fonctionnement de différents types de condensateurs ; les valeurs indiquées par les lignes en pointillé indiquent les possibilités de performances dans des conditions spéciales.

Les caractéristiques demandées pour des condensateurs de bonne qualité de découplage et de filtrage sont, en fait, analogues. Ces deux genres de composants exigent une résistance-série et une inductance-série faible également. Pour les applications de découplage et de filtrage, il faut réduire les pertes résistives, qui varient comme le produit de la résistance-série, de la capacité et de la fréquence, en considérant les fréquences de fonctionnement les plus élevées.

Cette question de fréquence d'utilisation est toujours essentielle dans les montages. Pour les très basses fréquences, comme pour les très hautes, les pertes augmentent, ce qui détermine une limite pratique d'utilisation pour un condensateur de type déterminé.

Pour les très basses fréquences, ce sont des fuites en courant continu et les constantes de temps longues qui entrent en jeu, ce qui ne se produit pas pour les

fréquences élevées. Pour les très hautes fréquences, la polarisation du diélectrique n'est pas efficace et détermine des pertes.

Pour les très basses fréquences, le circuit est uniquement résistif, car les courants traversent presque totalement la résistance parallèle aux résistances de fuites en courant continu. Pour les très hautes fréquences, la capacité-série est traversée par le courant, mais la chute de tension est due à la résistance-série, ce qui produit des pertes.

Cette résistance-série peut provenir de la résistance des connexions, du film métallique des armatures, ou des résistances de contact dans le condensateur ; ce qui limite la fréquence maximale d'utilisation, quelle que soit la nature du diélectrique.

Il faut aussi considérer parfois les fuites de surface des boîtiers et des enrobages, qui déterminent une limite supérieure de fréquence. La méthode de fabrication du condensateur a une influence sur ces limites de fréquences, et dans une prochaine étude nous montrerons les progrès accomplis récemment dans ces différents domaines, pour augmenter les possibilités des éléments.

P.H.

APPAREIL À DICTER



ASSMANN 3002

L'APPAREIL à dicter Assmann 3002 permet l'enregistrement et l'écoute sur disque magnétique. L'enregistrement se fait à partir d'un microphone qui peut être télécommandé au pied ou à la main; l'écoute se fait sur haut-parleur ou sur casque. Cet appareil peut également être raccordé à un adaptateur téléphonique pour l'enregistrement d'un message.

L'effacement complet d'un disque est possible avec l'aimant incorporé à l'appareil. Un disque double peut ainsi être effacé en 4 secondes.

FONCTIONNEMENT

Le support sonore, un disque magnétique avec un sillon en spirale, est mis en place à travers une fente, pendant que le bras de lecture est engagé dans sa position de repos. Deux butées et deux chasse-disques assurent le centrage automatique du disque. Quand le bras de lecture vient en position de travail, le support sonore est fixé automatiquement sur le tourne-disque par le centrage du disque. En plus de cela un micro-rupteur est libéré lequel est monté avec l'interrupteur Sch.1. En cas de mauvaise position du disque le centreur ne peut

s'engager dans l'orifice du disque et l'appareil ne peut se mettre en marche.

Le tourne-disque est entraîné par l'intermédiaire d'une roue à friction actionnée par un moteur à courant continu sans collecteur et à vitesse réglée.

Au moment de la relecture la marche arrière, pour revenir au début de l'enregistrement, se fait à une vitesse 4 fois supérieure à celle d'enregistrement.

La tête magnétique logée librement dans le bras de lecture se déplace avec sa partie polaire dans le fond du sillon du disque. Pour protéger la partie polaire, un guidage latéral est assuré par une pointe de saphir réglée à une distance exacte et guidée par un sillon voisin. Le rivet tungstène sert d'appui à la tête magnétique, de sorte que la partie polaire repose toujours à plat sur le fond du sillon.

Un signal intermittent prévient l'opérateur lorsqu'il arrive en fin de disque.

LE SCHÉMA

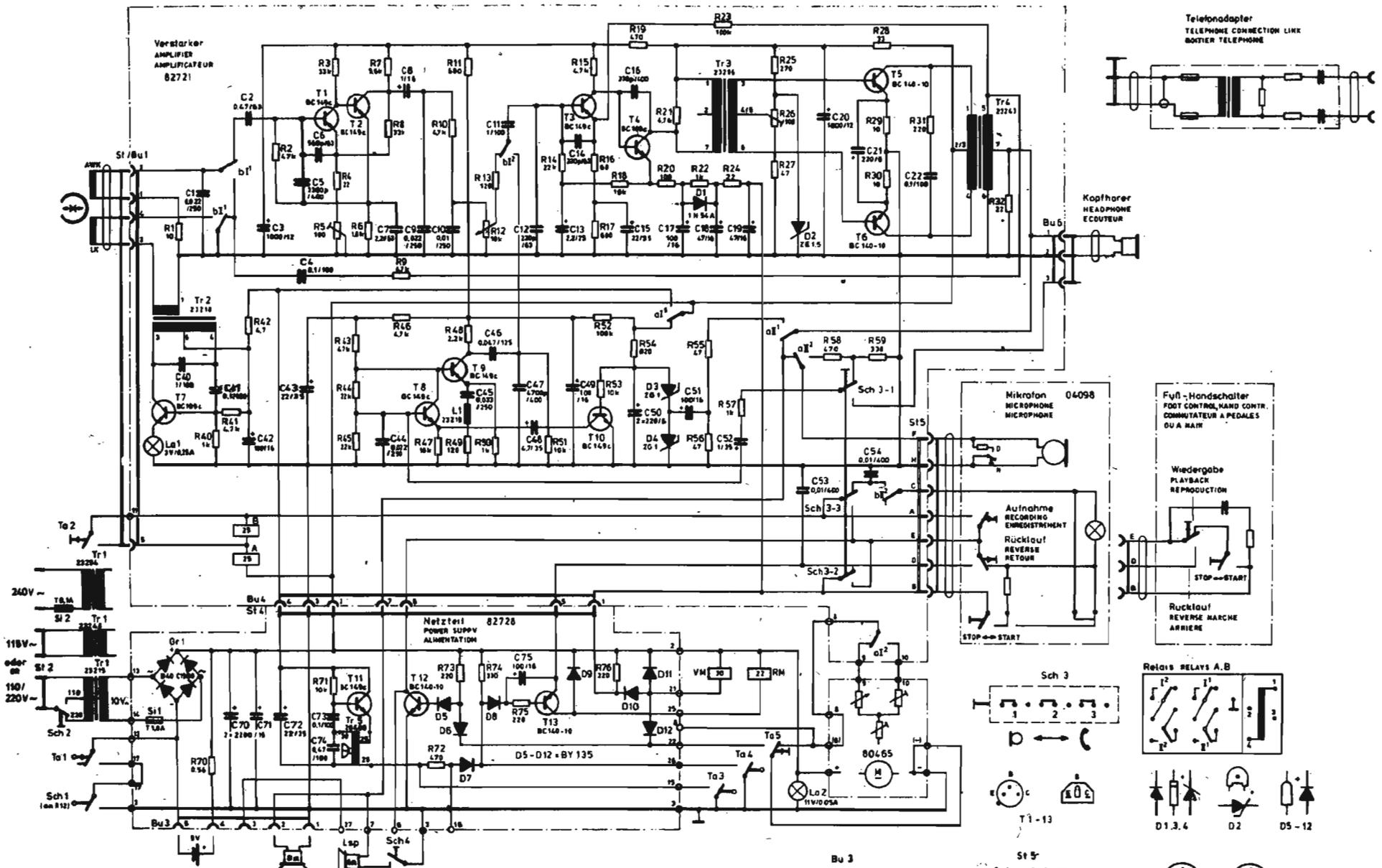
Le transformateur secteur de l'appareil est commutable sur les tensions de fonctionnement 115 et 220 V. Il fournit une tension alternative d'environ 10 V au bloc d'alimentation qui produit la

tension continue de service de 7,5 V.

Le moteur (M) est un moteur à courant continu sans collecteur soumis à un champ tournant produit par un circuit électronique. La vitesse de rotation est réglée électroniquement et peut, lors de la reproduction, être modifiée progressivement de +10% à -20%. Le circuit de commande est réalisé sur une plaque de circuit imprimé. Le moteur est constitué de 4 enroulements de stator et d'un rotor à aimant permanent. Le champ du rotor commande deux générateurs de Hall qui de leur côté débloquent chaque fois un des quatre transistors de puissance, dans le collecteur desquels sont montés des enroulements de stator. De cette façon est produit un champ tournant dont la fréquence est déterminée par le rotor lui-même (démarrage). Pour maintenir la vitesse de rotation à 3000 t/mn on recueille à travers quatre diodes D1 à D4 une tension proportionnelle à la vitesse de rotation pour la comparer à une tension de référence. La tension différentielle qui en résulte, modifie la commande des transistors excitateurs, ce qui crée la régulation.

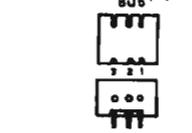
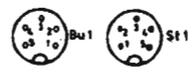
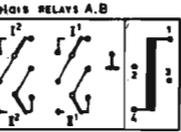
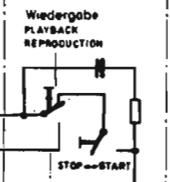
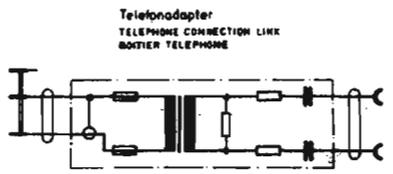
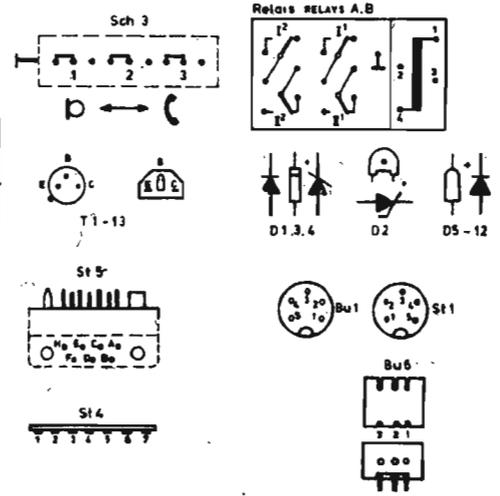
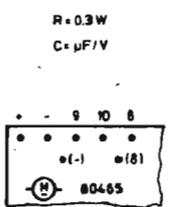
La commande des marches avant et arrière est provoquée par un électro-aimant double avec les

deux bobines VM et RM. Les bobines sont excitées par le microphone à main (ou la télécommande à main ou au pied) en même temps s'effectuent d'autres fonctions dans le circuit d'alimentation. C'est ainsi qu'à travers le transistor T13, l'électro-aimant de marche arrière RM est bloqué aussi longtemps que le contact de début Ta 4 est fermé. Le contact Ta 4 alimente en même temps le ronfleur à travers D7, R72 (signal de début). L'électroaimant de marche avant VM est mis en circuit d'une part à travers D10 par le commutateur Start-Stop, et d'autre part à travers D12 par le contact d'effacement marche avant Ta 5 actionné par le levier. Le contact de repos Ta 5 coupe le circuit de régulation du moteur de façon à ce que celui-ci tourne à une vitesse supérieure. En plus de cela le transistor T12 qui coupe la liaison de masse vers la télécommande, est bloqué à travers D6 et D5. De cette façon aucune autre fonction ne peut plus être commandée par le microphone ou la commande à la main ou au pied. Lors de l'enregistrement les relais A et B sont mis en circuit et se bloquent par le contact b¹2. Tous les contacts des relais viennent en position de travail. Le signal de modulation suit le circuit suivant: microphone,



- Sch 1 Betriebschalter (mit Lautstärkeregl. gekoppelt)
MAIN SWITCH (CONNECTED WITH VOL. CONTROL)
INTERRUPTEUR DE RESEAU (COINTEUR AVEC POTENTIOMETRE DE PUISSANCE)
- Sch 2 Spannungswähler
VOLTAGE SELECTOR
SELECTEUR DE TENSION
- Sch 3 Telefonschalter
TELEPHONE SWITCH
INTERRUPTEUR TELEPHONE
- To 1 Betriebschalter (mit Tonarm gekoppelt)
MAIN SWITCH (CONNECTED WITH TONE ARM)
INTERRUPTEUR DE RESEAU (BOUCHE PAR BRAS DE TETE)

- Ta 2 Wiedergabeschalter
SWITCH OVER TO PLAY-BACK
CONTACT REPRODUCTEUR
- Ta 3 Endsignalkontakt
CONTACT FOR END-SIGNAL
CONTACT FIN DE DISQUE
- Ta 4 Anfangsignalkontakt
STARTING SIGNAL CONTACT
CONTACT SIGNAL DE DEMARRAGE
- Ta 5 Löscharaufkontakt
FORWARD ERASE CONTACT
CONTACT D'EFFACEMENT ET DE MARCHÉ AVANT



découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables, sans expérience antérieure sans "maths"

notre méthode : **faire et voir**



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

GRATUIT!

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP)

ADRESSE

HPS 55



PRIX QUANTITATIFS
Expédition Paris-Province
CATALOGUE SUR DEMANDE

CONTROLEC
7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 922.20.78

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

2 à 24 BACS
"TYPE 4"
154 x 139 x 84 mm
(Utiles)

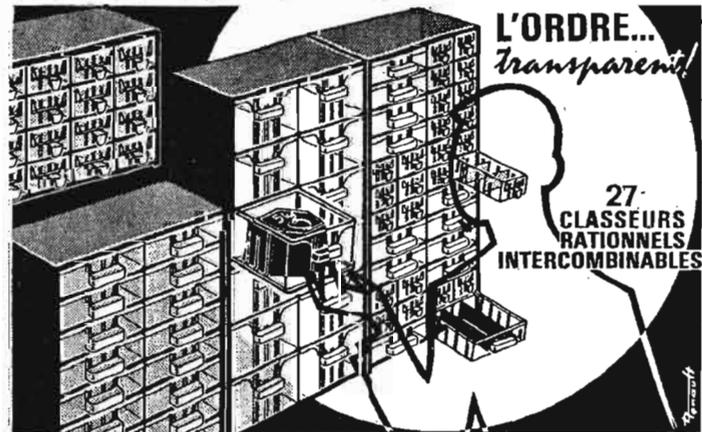
4 à 60 TIROIRS
"TYPE 2"
156 x 139 x 38 mm
(Utiles)

8 à 120 TIROIRS
"TYPE 1"
157 x 69 x 38 mm
(Utiles)

pour vos objets et petites pièces



CONTROLEC



L'ORDRE... transparent!

27-CLASSEURS RATIONNELS INTERCOMBINABLES

a₁₁₂, R 58, Sch 3-1, R 57, C 52, T 8, T 9, C 46, b¹, T 3, T 4, T 5/6, Tr 4, R 9, C 4, b¹, AWK. Les transistors T 1 et T 2 n'agissent qu'en phase reproduction.

Le réglage automatique du niveau sonore agit sur le premier étage de l'amplificateur d'enregistrement (T8) et le condensateur d'émetteur C 48 est mis à la masse à travers le transistor T 10 agissant comme une résistance variable. La tension positive amenée à travers R 11, R 52, R 54, R 53 débloque, dans le cas normal, le transistor T 10 de façon à ce que celui-ci ait une faible résistance. La tension de sortie BF issue de Tr 4 arrive à travers a₁₁₁ au circuit doubleur de tension avec les diodes D 3 et D 4 d'où elle est mise en opposition comme tension négative à la tension positive amenée à travers R 52 et R 54. C'est ainsi par exemple qu'une tension élevée devient active lorsqu'il existe une amplitude BF élevée au transistor T 10; celui-ci atteint alors une valeur ohmique élevée et dans le circuit émetteur de T8 se crée alors une forte contre-réaction qui diminue le facteur d'amplification. Les temps de réponse et de retour à zéro sont déterminés par les composants R 55, C 51, C 50 et R 52, R 53, C 50.

Par l'utilisation de diodes Zener pour D 3 et D 4 l'action de la régulation est retardée et en plus la tension de polarisation de la base du transistor T 10 est stabilisée contre des variations de la tension d'alimentation.

En position « Stop » le blocage de l'amplificateur est réalisé de la façon suivante :

En position « Start », le transistor T 4 reçoit son courant émetteur à travers le commutateur Start/Stop fermé du microphone de façon à ce que l'amplificateur fonctionne. Quand le bouton moleté est mis en position stop, ses contacts court-circuitent tout d'abord la lampe de signalisation du microphone et puis ensuite mettent dans le circuit de l'émetteur de T 4 la résistance de 100 Ohms du microphone. C'est seulement par l'action de contact séquentiel du commutateur Start/Stop que la liaison de masse de la bobine VM de l'électroaimant double est coupée. Le tourne-disque s'arrête et l'émetteur de T 4 est maintenant connecté à la tension d'alimentation positive à travers la bobine VM, D 10, R 24, R 22 et R 20. L'amplificateur est maintenant

entièrement bloqué. Le blocage s'effectue de la même façon en position marche arrière. A cet effet, la bobine VM de l'électroaimant double est également isolée de la masse. La tension du signal à supprimer est dans ce cas néanmoins très élevée et le blocage du transistor T 4 n'est pas suffisant en lui-même. Pour cela le point de fonctionnement du transistor T 3 sera décalé par R 18 de telle sorte que celui-ci ne fournit plus aucune amplification notable.

La fréquence de pré-magnétisation est d'environ 22 kHz et elle est fournie par le transistor T 7 fonctionnant en oscillateur et qui est mis en circuit par le contact a¹. La fréquence est déterminée par la capacité du condensateur C 40 ainsi que par l'inductance du transformateur Tr 2.

La lampe sert à la stabilisation de l'amplitude.

Lors de la commutation sur reproduction le maintien des relais A et B est coupé par l'action de la touche reproduction marche arrière. Ces relais retombent et leurs contacts viennent en position de repos comme représenté sur le schéma.

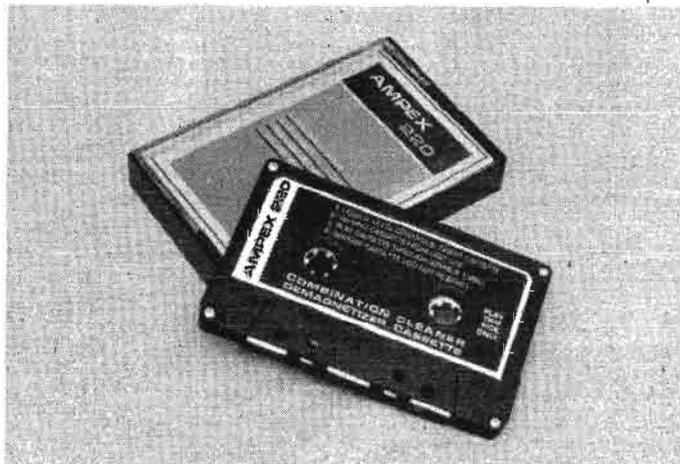
Les transistors T1 et T2 fonctionnent en tant qu'étage d'entrée et le réglage R 12 (volume sonore) ainsi que le potentiomètre P 1 pour le réglage de la vitesse qui se trouvent sur la plaque de commande du moteur, deviennent actifs.

Le signal emprunte maintenant le chemin suivant : AWK B¹, T 1, T 2, B², T 3, T 4, TR 3, T 5/6, TR 4; puis A¹¹ et A¹² vers le microphone et a¹¹ et Bu 4-7 vers le haut-parleur.

La prise de casque est connectée directement sur le transformateur de sortie Tr 4. La commutation sur reproduction s'effectue également par la touche du bras de lecture.

CASSETTE DEMAGNETISANTE

AMPEX



L'ENTRETIEN d'un magnétophone exige quelques opérations de nettoyage simples qui peuvent être entreprises par tous, bien sûr, le propriétaire d'un magnétophone doit prendre le maximum de précautions pour éviter de détériorer la surface extrêmement fragile des têtes magnétiques. Cette surface, qui vient en contact avec la bande doit être d'une part lisse, d'autre part géométriquement parfaite pour assurer un contact intime avec la bande. Les matériaux employés pour la construction de têtes de lecture sont de plus en plus durs si bien que leur longévité s'est accrue, particulièrement ces dernières années où la cassette a fait progresser les techniques. Les bandes magnétiques ont, elles aussi évolué mais leur environnement n'est pas aussi parfait qu'il le faudrait, et la quantité de poussière en suspension dans l'atmosphère particulièrement en voiture reste élevée. L'oxyde réparti à la surface des bandes magnétiques est plus ou moins bien fixé par le liant ; poussières et oxyde se déposent à la surface des têtes et des pièces mécaniques, ces éléments usent la bande et les têtes, et s'introduisent au niveau de l'entrefer pour réduire la qualité du contact entre la tête et la bande, créant des pertes de signal au « drop out ».

Les magnétophones à bande possèdent des têtes dont les dimensions sont relativement importantes, de plus, elles sont en général accessibles aux instruments de nettoyage genre coton-tige ou autres produits plus spécialisés. Avec la cassette dont l'étréoussure de la piste est bien connue et, aussi l'apparition de lecteurs de cassette ou la cassette s'engouffre complètement, la surface des têtes devient inaccessible aux outils de nettoyage. Plusieurs fabricants ont mis au point des cassettes spéciales de nettoyage. Il existe même une cassette miroir permettant de constater l'état de surface de la tête ! C'est une cassette que n'importe qui peut se fabriquer en plaçant aux endroits ou se nichent les têtes d'effacement et de lecture un morceau de miroir.

La cassette de nettoyage est un instrument pratique, à condition qu'elle soit de qualité. Ces cassettes contiennent une bande dont la surface n'est pas lisse. Ce type de bande entraîne donc les saletés des parties à nettoyer dans ses interstices. Il existe également dans le commerce des cassettes dont l'amorce est constituée d'une bande nettoyante qui est donc utilisée systématiquement avant chaque lecture.

Le nettoyage mécanique des têtes n'est pas toujours suffisant, il faut également assurer un net-

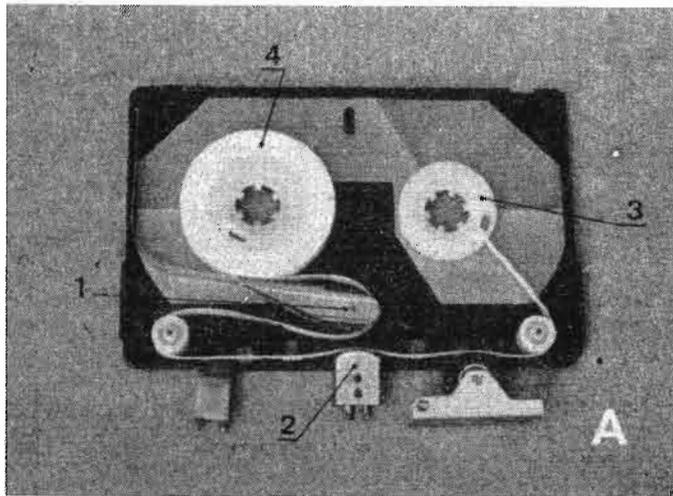
toyage « magnétique » des pièces métalliques et magnétiques du magnétophone. La magnétisation des têtes nuit à la qualité de la reproduction ; il se produit d'une part une augmentation du souffle, d'autre part une perte aux fréquences élevées. Les démagnétiseurs sont constitués, pour ceux fonctionnant sur le secteur d'une bobine entourant un noyau magnétique. Ce noyau, recouvert de matière plastique se place contre les têtes, on branche l'appareil et on éloigne lentement le démagnétiseur de la tête. Le champ magnétique alternatif décroît lentement, en décrivant des cycles centrés autour de zéro ; une fois arrivé à une certaine distance de la tête, on peut couper l'alimentation du démagnétiseur, l'éventuelle polarisation continuée de la tête a maintenant disparu. Un tel démagnétiseur est très efficace mais, comme nous l'avons évoqué précédemment, l'accessibilité des têtes est problématique sur beaucoup de platines à cassette.

Ampex a donc imaginé une cassette fort astucieuse qui, d'une part assure le nettoyage mécanique, ce n'est pas très original, mais d'autre part assure aussi le « nettoyage magnétique ». Les photos A et B montrent comment a été résolu le problème de l'obtention d'un champ décroissant. En 1, et monté sur un res-

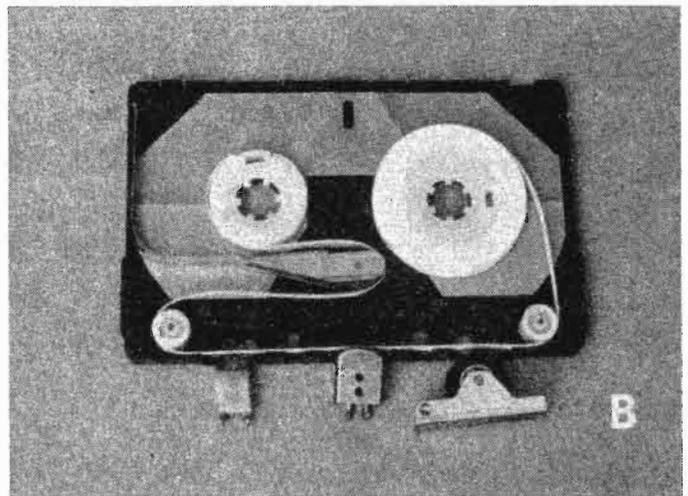
sort tendant à l'éloigner de la tête, se trouve un cylindre de ferrite aimanté. La bande, qui est nettoyante, entraîne en rotation cet aimant, le passage des pôles devant la tête de lecture crée un champ magnétique de sens et d'intensité variables puisque c'est tantôt le pôle sud, tantôt le nord qui défile au fur et à mesure que la bande avance. Il y a donc création d'un champ magnétique alternatif. Au début de la cassette, la bobine réceptrice est vide, la débitrice est pleine, l'aimant, dont le support s'appuie sur la bobine débitrice est tout près de la tête de lecture, le champ magnétique est important. Le diamètre de la bobine débitrice diminue, l'aimant s'éloigne de la tête, le champ magnétique alternatif voit son intensité décroître au niveau de la tête, qui se trouve donc démagnétisée, c'est tout, il suffisait d'y penser !

Nous avons pu vérifier l'efficacité de ce système sur un lecteur de cassette et les résultats ont été concluants. On pourra regretter que cette démagnétisation ne s'opère qu'au niveau de la tête de lecture, l'axe du cabestan ne subissant pas le même sort.

L'utilisation de cette cassette est extrêmement simple, une fois mise en place dans le logement, et cela dans le bon sens (indication : « play this side only ») mettre les potentiomètres du lecteur à zéro,



La cassette, ouverte, laisse apparaître le cœur du démagnétiseur. Au début de la démagnétisation, c'est-à-dire en A, l'aimant 1 est placé au voisinage de la tête à démagnétiser (2). La bande nettoyante est reçue par la bobine réceptrice (3). L'aimant circulaire est monté sur



un bras à ressort s'appuyant contre la bande de la bobine débitrice (4). En B, les opérations sont terminées, l'aimant s'est éloigné de la tête qui est maintenant démagnétisée, la bobine réceptrice est pleine.

(c'est préférable pour ne pas saturer l'électronique), rebobiner la cassette (pour placer l'aimant à proximité de la tête de lecture), lire la cassette jusqu'au bout (1 minute) et surtout ne pas la rebobiner en arrière, car tout serait à recommencer.

Ampex a également réalisé, suivant ce même principe une cartouche nettoyante et démagnétisante. Comme chacun connaît la difficulté d'accès aux têtes d'un lecteur de cartouche 8 pistes, on peut imaginer facilement l'intérêt d'un tel dispositif. La réalisation

mécanique est plus subtile encore, puisque il n'existe pas de marche arrière sur un lecteur de cartouche. Le recul de l'aimant est ici commandé comme une pointe de lecture dans le sillon d'un disque!

Deux accessoires utiles, en par-

ticulier dans une voiture ou l'accès aux têtes est particulièrement protégé, et où la poussière s'accumule.

LA MASSE POTENTIEL ZERO

DANS tous les schémas, un certain nombre de masses sont représentées; ce symbole est souvent mal interprété.

La masse est un point commun (dit zéro volt), référence des potentiels; elle n'est souvent que virtuelle et non représentative d'une grande surface métallique.

Dans un circuit à alimentation simple (par exemple 0 +9 V), aucun problème ne se pose, mais dès que les sources de tension sont multiples comme pour les amplificateurs de type opérationnel, on est parfois embarrassé pour définir les divers potentiels.

Un exemple tout d'abord très simple est représenté en figure 1. Si l'on donne $V_x = 15$ V sans autre indication, on doit considérer cette valeur par rapport au point que l'on a choisi comme étant la masse; la même remarque s'applique avec polarités (+ et -).

— On suppose: $V_1 = 20$ V; $V_2 = 10$ V avec P_1 positif et P_2 négatif; on peut dire que $V_3 = 30$ V avec P_1 positif par rapport à P_2 .

— On suppose: $V_1 = 20$ V; $V_2 = 10$ V avec P_1 et P_2 positifs; on détermine alors très simplement que $V_3 = V_1 - V_2 = 10$ V avec P_1 positif par rapport à P_2 .

Soit la figure 2 avec $V_6 = 30$ V, P_1 positif par rapport à P_4 ; $V_1 = 10$ V, P_1 négatif par rapport à P_2 ; $V_2 = 10$ V, P_2 positif par rapport à P_3 , c'est-à-dire par rapport à la masse. On demande de déterminer V_3 et ses polarités.

La solution se détermine très simplement. En effet, V_1 étant égale à V_2 mais de polarités contraires, on peut affirmer que les polarités de V_3 seront: P_4 négatif par rapport à P_3 , c'est-à-dire par rapport à la masse, on peut effectuer: $(-V_1) + (+V_2) = V_2 - V_1 =$ zéro volt. Ainsi $V_3 = V_6 = 30$ V.

Lorsqu'on doit polariser un

transistor, on applique les règles suivantes quel que soit ses polarités intrinsèques (PNP ou NPN):

Potentiel de base > potentiel d'émetteur de moins de 1 V.

Potentiel de collecteur >> potentiel d'émetteur de plus de 1 V.

Potentiel de base << potentiel de collecteur. On doit également admettre et considérer que, pour des motifs technologiques, la base ne doit pas être négative par rapport à l'émetteur pour un transistor de type NPN; très peu de composants supportent 5 V inverses entre base et émetteur.

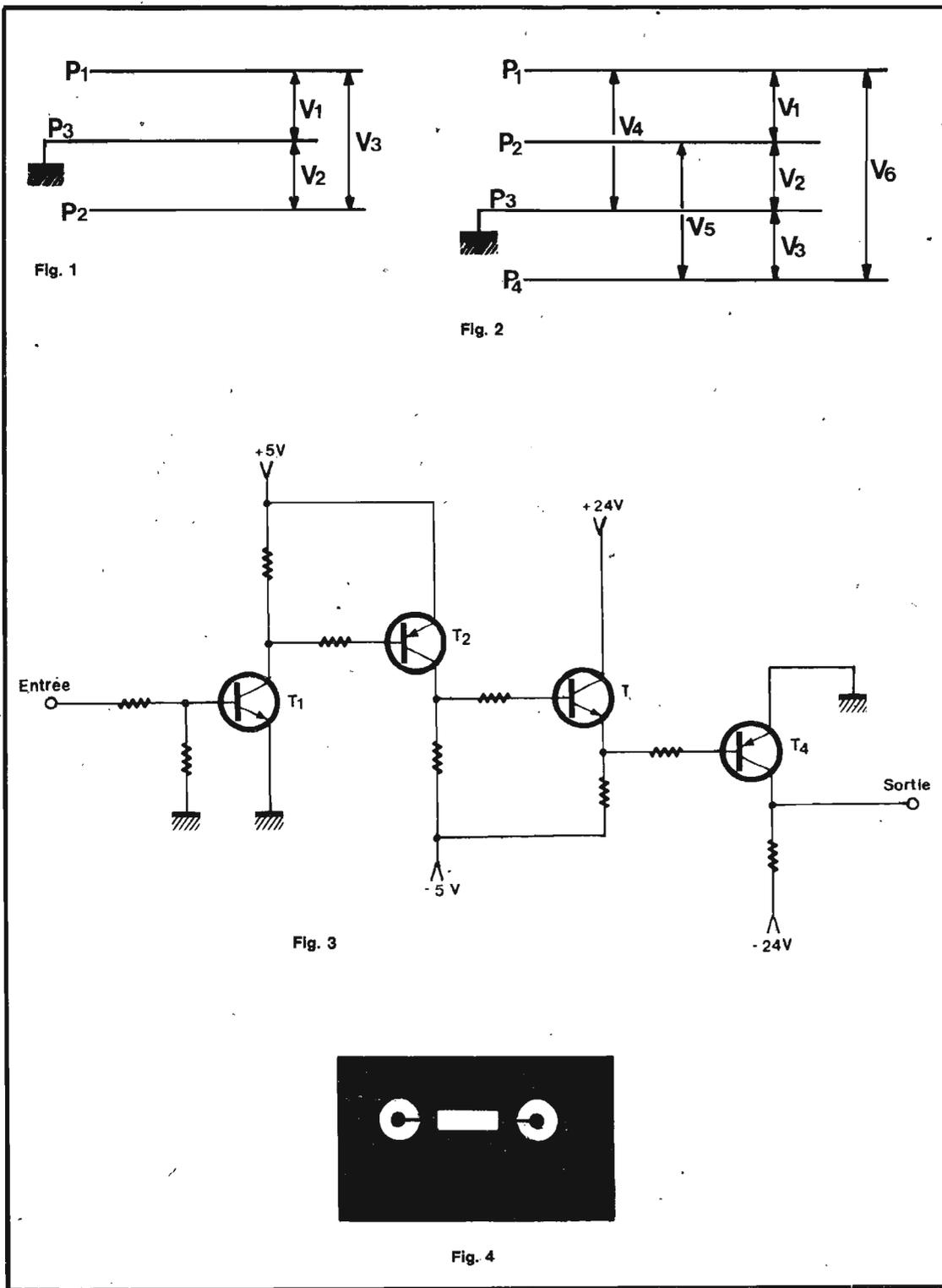
S'étant bien remis en mémoire

tion de l'évidence. Par exemple si tous, ou presque tous, les transistors sont de type NPN on choisira d'office le pôle « moins » comme masse ; ceci aura pour effet, notamment si le plan de masse est important (surface) et encadre bien les composants, d'inhiber toute influence des rayonnements parasites qui pourraient introduire un fonctionnement ératique d'un ensemble, en particulier pour les circuits HF et tous les amplificateurs à très faible niveau.

Considérons la figure 4, il s'agit d'un élément (résistance) monté sur circuit imprimé double face. D'un côté, non représenté, est dessiné le circuit proprement dit ; de l'autre, la surface est cuivrée à l'exception d'une pastille par point de soudure de chaque composant. Pour comprendre l'effet de blindage d'une telle surface reliée à la masse électrique d'un montage, il faut connaître approximativement l'action d'un champ électrique variable sur un corps métallique. Dans ce but on retiendra les informations suivantes :

- les courants alternatif de haute fréquence ne traversent pas directement une plaque métallique, mais la contournent de très près ;
- si l'on considère une plaque métallique de grande section percée d'un trou de diamètre assez faible on peut avancer que le courant qui traverse le trou est presque nul. Ceci s'explique par l'effet pelliculaire par lequel le courant se localise essentiellement à la périphérie d'un conducteur, ceci d'autant plus que la fréquence est élevée. On connecte alors en principe au zéro volt du montage cette surface cuivrée qui constitue alors physiquement la « masse ».

En conclusion, ces quelques considérations n'ont d'autre but qu'aider les débutants (et peut-être les autres) à mieux discerner ce que l'on désigne par « masse » parmi toutes les connexions d'un montage. Ces détails feront sans doute sourire les techniciens mais il ne faut pas oublier que ce sont toujours les notions de base qui sont le plus vite oubliées et le moins souvent appliquées.



ces quelques principes, on examine la figure 3 et l'on essaie de définir les divers potentiels ; considérant que l'ensemble ne fonctionne que par tout ou rien (transistor saturé : $I_b/I_c/\beta$), l'espace émetteur-collecteur ressemble à un court-circuit ou à un circuit ouvert. Prenons le cas de T_1 , qu'il soit saturé ou au cut-off aucun problème : son collecteur est soit à la masse soit à +5 V. Pour la base de T_2 , ces 5 V par rapport à la masse correspondent à un potentiel nul vu par sa

base. Sur le collecteur de ce transistor on recueille du -5 V ou du +5 V par rapport à la masse. Pour T_3 cela correspond respectivement à une tension nulle par rapport à son émetteur et à une tension de +10 V par rapport à son émetteur. On dispose alors sur le collecteur de T_3 d'une information +24 V ou -5 V par rapport à la masse. L'émetteur de T_4 étant à ce même potentiel zéro, voit ces mêmes amplitudes. Dans ces conditions le -5 V lui permet la saturation tandis que le +24 V

risque de détruire sa jonction base-émetteur (tension inverse sur sa base) ; le rôle de la diode D est d'abaisser à $\approx 0,7$ V la tension inverse de base (valeur non dangereuse pour T_4). En sortie du montage (collecteur de T_4) on peut disposer de -24 V (par rapport à la masse) et de zéro volt (la masse).

Le choix de la connexion « masse » est pratiquement arbitraire dans la plupart des applications courantes. En fait, on détermine le point zéro volt en fonc-

LA LECTURE OPTIQUE

La lecture optique est un procédé destiné à accélérer la saisie des informations à leur origine, en supprimant la classique transcription sur des bordereaux de données, puis leur perforation sur des cartes ou des bandes.

La lecture optique s'applique à tous les cas de saisie de données dans des lieux difficiles tels que laboratoires, usines, ateliers, etc. C'est un système pratique : un simple crayon noir suffit, qu'il s'agisse de cases à cocher ou de caractères à inscrire.

L'avantage de ce procédé est de faire traiter directement par l'ordinateur des données sans autre intervention que celle de l'utilisateur présent à la source.

Le fait que l'ordinateur puisse effectuer des opérations de gestion, de comptabilité, de calcul scientifique en quelques millièmes de seconde, risque de cacher un problème : la saisie des données. Cette opération est en réalité la plus longue de tout le traitement. Elle est aussi la cause du plus grand nombre d'erreurs, surtout à la transcription pour les utilisateurs qui brassent un important volume de données quotidiennement (assurances, magasins à succursales multiples, grands magasins, etc.).

Presque toutes les méthodes d'introduction de données par clavier impliquent leur réception en temps voulu, leur lecture et leur vérification.

La saisie par clavier demande un temps très important, à moins de disposer d'un grand nombre d'opératrices, ce qui coûte très

cher (environ 55 % du budget informatique sont représentés par la saisie, le transport, la codification et le contrôle des données).

C'est pourquoi la lecture optique améliore l'exploitation des données et leur traitement à moindres frais.

Malgré tout, l'erreur est humaine ; toutes les machines utilisant ce système procèdent à des vérifications indispensables telles que la date : le 46^e jour d'un mois n'existe pas et la feuille de saisie possédant ce jour est rejetée pour être corrigée par un opérateur.

Il existe essentiellement deux types de lecture :

- la lecture de marques (fig. 1) ;
- et la lecture de caractères (fig. 2).

La lecture de symboles est le procédé le plus simple : il suffit de noircir une case, ce qui bien sûr est moins aisé à relire que des données alphanumériques, mais cela permet d'éviter des erreurs telles que la malformation des caractères.

Cette méthode est utilisée pour des tests psychologiques ou de capacité, pour le relevé de compteurs (eau, gaz), etc.

La lecture de caractères est plus délicate car elle demande à l'informateur de tracer parfaitement ses lettres ou chiffres (bien qu'il existe des lecteurs acceptant des caractères malformés mais encore reconnaissables).

Dans cette dernière méthode, les erreurs proviennent de la mauvaise interprétation de certains caractères : un « 7 » peut être pris pour un « 1 » s'il est mal formé.

ELECTIONS A LA CAISSE GENERALE DE RETRAITE DES CADRES PAR REPARTITION 1974

02

Election de deux administrateurs à la C.G.R.C.R.

Les bulletins présentant plus de deux ovales noircis seront déclarés nuls ainsi que ceux dont les sept ovales seront vierges.

Billancourt	Marcel	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	José	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Michel-Jean	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Jean	<input type="checkbox"/>	—	
D.R.D.	Pierre	<input type="checkbox"/>	—	
U.P.L.	Jean	<input type="checkbox"/>	—	
La Man	Louis	<input type="checkbox"/>	—	

Election de six représentants des participants à l'Assemblée Générale de la C.G.R.C.R.

Les bulletins présentant plus de six ovales noircis seront déclarés nuls ainsi que ceux dont tous les ovales seront vierges.

Billancourt	Jacques	<input type="checkbox"/>	—	
Claon	Francis	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Daniel	<input type="checkbox"/>	—	
U.P.L.	Bernard	<input type="checkbox"/>	—	
La Man	Frédéric	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Paul-Henri	<input type="checkbox"/>	—	
Choisy-le-Roi	Serge	<input type="checkbox"/>	—	
Saint-Jean de la Rivette	Michel	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Jacques	<input type="checkbox"/>	—	
D.R.D.	Michel	<input type="checkbox"/>	—	
U.P.L.	Roger	<input type="checkbox"/>	—	
La Man	Jacques	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Jacques	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Marcel	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Jean-Louis	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Michel	<input type="checkbox"/>	—	
D.R.D.	Gilbert	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Gilbert	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Robert	<input type="checkbox"/>	—	
La Man	Bruno	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Claude	<input type="checkbox"/>	—	
D.R.D.	René	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Roger	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Roger	<input type="checkbox"/>	—	
Billancourt	Maurice	<input type="checkbox"/>	—	

Comment voter ?

(vote à retourner avant le [] le cachet de la poste faisant foi).



- Noircir sans déborder dans le bleu à l'aide d'un stylo à bille, ou d'un crayon noir, les seuls ovales correspondant aux candidats que vous désirez retenir.
- Placer ensuite ce bulletin de vote dans l'enveloppe jaune qui ne comportera aucun signe ni inscription.
- Introduire l'enveloppe jaune dans l'enveloppe réponse T en s'assurant qu'elle ne masque pas vos références apparaissant au travers de la fenêtre.

IBM A393 F.D.X. 5, PLACE VENDÔME - PARIS 1^{er}

Result

Fig. 1. - Lecture de marques (document IBM)

Time Card										Detach C.C.										LCSP 10										Week No. 6			
M.M. C.C.										P.R.R.										1 2 3 4 5 6 7 8 9 0										Extended my			
2 2 1										2 2 5										TIME AND ALLOWANCE INPUT DOCUMENT													
TIME WORKED										SPECIAL RATES/ALLOWANCES										Delete													
Normal										First										Third													
Hourly Paid										Amount or Grade Code										Amount													
Enter Hours To Pay Cal. 13-10										Amount										Amount													
W.P.L.S. & U.O.										L.C.S.P. Code										Delete													
Entitlement										Amount										Delete													
Att'cu Bonus										Amount										Delete													
Dth. Cal. 10										Amount										Delete													
5 Day Bonus Exc'a										Amount										Delete													
Works No.										Amount										Delete													
70 71 72 73										74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90																							
2 7 5										2										0 5 0		3 0 0		1									
3 5 4										1										0 2 5		1 5 0		2									
5 4 8										1										0 2 5		1 5 0		3									
3 9 4										1										0 2 5		1 5 0		4									
5 4 4										1										0 2 5		1 5 0		5									
5 4 4										6										0 9 7		0 6 3		1 6									
3 2 8										Total 8/7										Doc. Brin or Cont. No.		1											
0 1										6										0 6 3		1 5 0		9 0 0		6							
2 9 8 8										1 6 0										1 0 2		0 5 6		9 5 3		1 9 2							
Total										M/S										Job Op's		Det. Loc.		N.C.B.		C.C. Use Only		Code		Code		Sheet Ref.	

Fig. 2. - Document permettant d'effectuer la paye directement à partir de données saisies sur le lieu du travail (Document IBM)

Plusieurs techniques de lecture sont utilisées, mais le principe est toujours le même: la lecture s'effectue comme pour un être humain: une source de lumière (généralement constituée de LED) éclaire la zone de lecture; sa réflexion est transcrite par un système sensible à la lumière (photodiodes ou transistors).

Les traits - ou les marques - sombres ne renvoient pratiquement pas de lumière, contrairement aux zones claires ou vierges, ce qui permet leur reconnaissance.

On analyse pas à pas les zones réservées aux données, puis ces informations sont décodées sous forme de signaux logiques qui

sont traités par l'ordinateur.

Bien qu'actuellement la lecture optique ne représente, en France, que 1 à 2 % des systèmes de saisie de données, elle est promise à un grand avenir.

Sa simplicité et ses larges applications permettront - dans un grand magasin par exemple - de supprimer l'attente aux cais-

ses: la préposée n'aura plus qu'à faire lire par un capteur optique les marques ou les caractéristiques de l'objet acheté et, aussitôt, le total à payer sera affiché.

Cela n'est qu'un début qui laisse présager de grands espoirs.

BIBLIOGRAPHIE

AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS BF HIFI STÉRÉO À CIRCUITS INTÉGRÉS

Par F. JUSTER

Ce livre dont la première édition a connu un grand succès, a été complètement révisé, les textes périmés ont été supprimés et de nombreux textes nouveaux ont été ajoutés.

En plus des CI permettant d'obtenir des puissances de

200 mW à 400 W, on a traité des ensembles stéréo jusqu'à 12 canaux.

Par la quadraphonie (ou tétraphonie) on a inclus dans l'ouvrage, une description spéciale du décodeur tétraphonique SQ, permettant de décoder les signaux stéréo obtenus à partir

d'un disque tétraphonique et une platine normale munie d'un PU stéréo de bonne qualité.

Ce livre, moderne et pratique, contribuera, par conséquent, à rendre encore plus intéressante l'installation haute fidélité de l'amateur et du technicien de la BF.

Un livre de 256 pages, format 15 x 21 cm, couverture laquée en couleurs. En vente à: la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS.

LE SYSTÈME DE TÉLÉDISTRIBUTION DE SARCELLES-LOCHÈRES

RÉALISÉ par la Société Portenseigne, le système de distribution par câbles de Sarcelles-Lochères est le plus important existant à ce jour en France, avec près de 13 000 logements desservis, chacun d'eux pouvant recevoir 16 canaux. Le prix de revient pour chaque prise est compétitif bien que légèrement plus élevé que celui d'une prise dans un immeuble utilisant une antenne collective, il est toutefois moins élevé que l'installation complète nécessaire à un pavillon, avec, en prime, une réception quasi parfaite car sans image fantôme et régulière sur toutes les chaînes.

LES SOLUTIONS PROPOSÉES

Trois types de systèmes câblés étaient possibles :

— Le type VHF : les émissions sont toutes converties en VHF bande (110-300 MHz) et distribuées ainsi au téléspectateur.

— Le type UHF/VHF : Les canaux distribués sont transportés dans l'ensemble des bandes VHF et UHF. Deux modèles d'amplificateurs sont possibles. Dans l'un il existe deux modules d'amplification séparés l'un pour la bande VHF (40-270 ou 40-300 MHz), l'autre pour la bande UHF (470-830 MHz) et bien entendu des filtres assez délicats à réaliser.

Dans l'autre, il y a un module d'amplification unique (40-860 MHz) et pas de filtre.

— Le type mixte VHF-UHF : Les émissions sont converties en VHF, et transportées ainsi à une station intermédiaire desservant soit une zone soit un immeuble.

A cette station un certain nombre de canaux sont retransformés en UHF (bande 470-830 MHz).

Etant donné que le premier

type nécessite en France actuellement un sélecteur d'abonné, alors que cet appareil ne devient nécessaire pour les deuxième et troisième types qu'au-delà d'un certain nombre de canaux (6 à 7 en général), il a été écarté.

Compte tenu de la densité relative des logements de Sarcelles-

Lochères, de la nécessité d'avoir des stations de conversion à performances poussées pour éviter des interférences intempestives, la troisième solution conduisait à un prix plus élevé que la deuxième (elle ne permet pas de distribuer plus de 15 canaux distincts à moins de doubler tout le réseau).

Ce fut donc le deuxième type qui a été préconisé, la solution large bande (amplificateur avec un seul module d'amplification) ayant la préférence puisque les amplificateurs beaucoup plus simples sont évidemment bien moins chers et plus fiables.

Mais le seul amplificateur large bande existant à l'époque, celui utilisé couramment par Portenseigne, ne permettait que des portées limitées de l'ordre du kilomètre, ce qui était insuffisant pour desservir toute l'agglomération.

En moins d'un an et demi les Laboratoires d'électronique de la Société Portenseigne mirent au point l'amplificateur à large bande permettant d'obtenir la portée nécessaire pour cette réalisation.

LA STATION CENTRALE

Les antennes de réception (photo 1) sont situées sur un bâtiment élevé, dans lequel se trouve la station centrale qui est du type classique et comprend :

— 6 voies UHF ou VHF avec CAG pour les émissions actuelles des chaînes nationales.

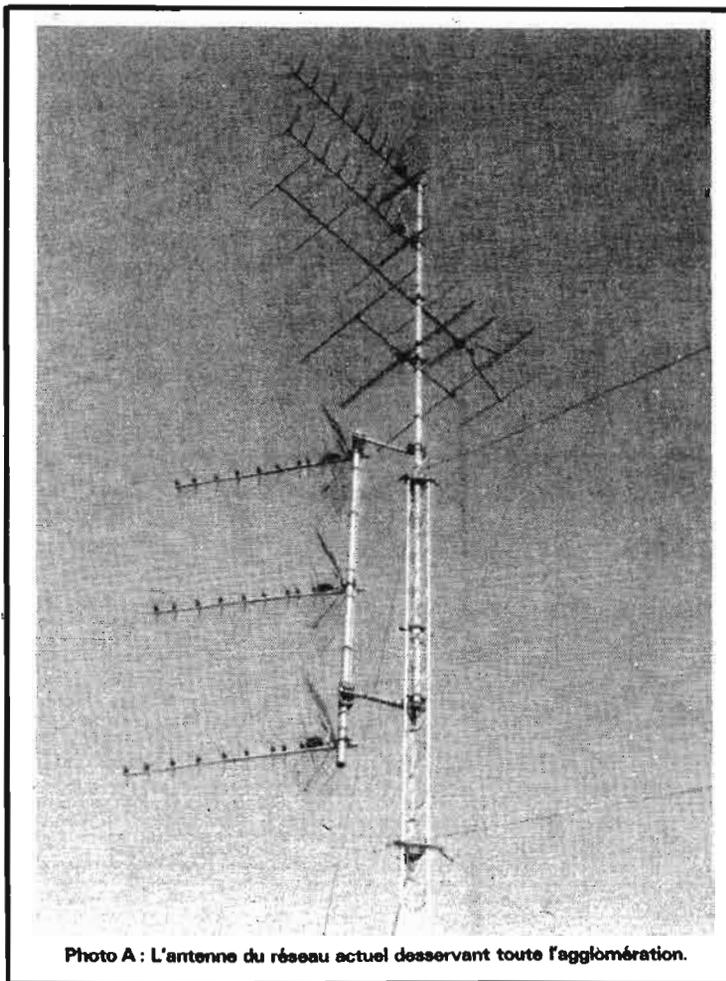


Photo A : L'antenne du réseau actuel desservant toute l'agglomération.



Photo B : Sarcelles : une ville sans antenne.

— 1 voie permettant de recevoir n'importe quelle émission provenant d'une source locale vidéo (mire, magnétoscope...) et de la convertir en canal 42.

— 1 récepteur couleur incorporé pour contrôler la qualité des émissions reçues et envoyées sur le réseau.

— 1 mire pour faire les essais convenables et fournir les signaux nécessaires à la maintenance.

— 1 horloge numérique autorisant à tout moment la diffusion de l'heure sur le réseau.

— un certain nombre de moyens de commutation facilitant l'exploitation et la maintenance.

La voie nécessaire à la future chaîne couleur de TF1 est prévue.

LE RÉSEAU

Les câbles qui permettent de transporter la bande de fréquence jusqu'à 1 GHz sont à diélectrique plein, enveloppe de cuivre et à revêtement externe en polyéthylène, ce qui garantit leur longévité.

Selon les possibilités ils sont soit posés dans les couloirs des caves sur chemins de câble, soit enterrés en tranchées soit placés dans des conduites PTT.

Dans nos prochains numéros, nous reviendrons plus longuement sur les techniques utilisées dans ce système et notamment sur le plan de fréquence adopté à Sarcelles mais aussi sur cet intéressant appareil qu'est le sélecteur d'abonnés.

L'AVENIR DU CÂBLE

Le système de distribution par câbles est essentiellement destiné à recevoir, dans de meilleures conditions les programmes diffusés par l'O.R.T.F. et doit dans ce cas être considéré comme une antenne communautaire.

En effet, les canaux reçus actuellement à Sarcelles sont la FM - F8A - 22 - 28 - 39 - 42 - 45 - 56 c'est-à-dire la FM, les trois chaînes de télévision en provenance de la Tour Eiffel et les trois mêmes chaînes émanant du réémetteur de Sannois plus un canal de service. Alors pourquoi donc, dans ces conditions, 16 (voire même 20) canaux ?

Pour répondre à cette question il faut d'abord penser que ce que l'on construit, aujourd'hui sera valable en tout ou partie dans les 20 ans à venir et c'est un point qu'il ne faut jamais oublier.

Il est curieux de constater que s'il y a quelques années on parlait beaucoup de télévision par satellite, on en fait beaucoup moins mention aujourd'hui et pourtant des gouvernements, des organismes publics ou semi-publics, des sociétés privées s'y intéressent et des réalisations commencent à apparaître.

C'est ainsi qu'à Frascati, l'organisation européenne de recherches spatiales vient d'organiser un symposium sur ce sujet.

Des exposés très intéressants ont été présentés, des démonstrations faites par des sociétés différentes ont permis de montrer des

réalisations de récepteurs de 2,6 et 12 GHz et de voir qu'ils sont déjà opérationnels.

Dès 1977, les instances internationales vont fixer les caractéristiques des émissions par satellite et ensuite vers les années 80, la grande aventure de la télévision commencera, chaque pays, si petit ou si grand soit-il, pourra émettre sur les canaux qui débordent très sensiblement que l'on veuille ou non, les limites géographiques du pays émetteur.

Ce symposium a permis d'étendre également l'exposé d'un représentant de l'ETCA, société belge qui fait pour le compte de l'ESRO une étude sur les aspects techniques et économiques de la réception des satellites.

Les chiffres cités - et d'autres études recourent ces valeurs - permettent de penser que le matériel nécessaire pour recueillir les signaux de télévision d'un satellite (antenne + interface de conversion) vaudra de 1 500 F à 2 000 F pour une réception individuelle, deux à trois fois plus pour une réception « communautaire ».

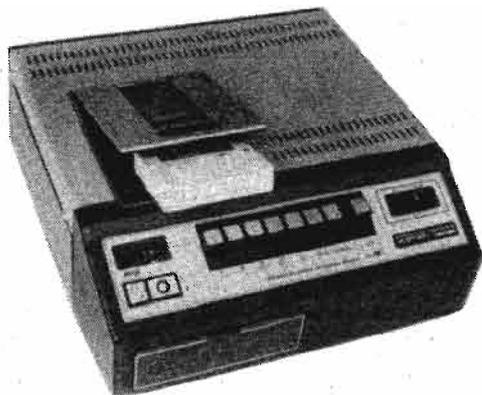
Si le premier nombre est relativement élevé, le deuxième est beaucoup plus accessible. Par exemple pour le réseau de Sarcelles-Lochères, il en coûtera pour une réception des 4 canaux d'un satellite seulement 0,5 F par usager, ce qui est vraiment négligeable, ... à condition bien entendu que le système câblé ait les canaux disponibles.

Si l'antenne communautaire associée aux satellites ouvre des

perspectives au-delà des frontières ce qui sera en fin de compte un bien pour la compréhension mutuelle des peuples, il ne faut pas oublier qu'un des rôles des réseaux de télédistribution est également de rapprocher l'usager de sa ville, de son quartier et lui dispenser des services que la télévision hertzienne qui ne connaît pas l'individu mais seulement la masse ne peut lui offrir. La télédistribution permet ces émissions locales, pour l'information, la formation continue, la distraction des personnes âgées et des infirmes mais hélas ! nous n'en sommes pas encore là à Sarcelles, car les réglementations, le coût élevé des équipements de studio et des réalisations de programmes spécifiques ne permettent pas d'utiliser à plein les magnifiques possibilités de cette technique.

NOUVEAUTÉS * NOUVEAUTÉS * NOUVEAUTÉS

LE MAGNÉSCOPE CASSETTE COULEUR SANYO VTC 7300



Standard : Compatibilité totale avec le VTC 7100 portable avec cassette VT 20 C... 24 minutes. VT 30C... 36 minutes.

LP : (Long play) Double durée à l'aide du Field Skip System avec cassette VT 20C... 48 minutes. VT 30C... 72 minutes.

Editing : Montage possible Audio/vidéo. L'élaboration des programmes cohérents peut-être effectuée par un parfait editing électronique avec cabestan asservi.

Pause : arrêt momentané sur image (possible).

Entrées : TV/AUX/CAMÉRAS (Commutable 3 entrées).

Description et données du constructeur

Description :

Cassette : en accordance avec les propositions EIAJ.

TV signal : PAL/SECAM.

Nombre de têtes : 3.

Vitesse Def. : STD : Normal : 114,7 mm/s.

LP : Double durée : 57,3 mm/s.

Type de bande : VT 20C : 1/2" - 27 μ . VT 30C : 1/2" - 20 μ . Haute énergie.

Piste audio : 1.

Niveau d'entrée VIDEO : 0,5 V à 2 V crête/75 ohms.

Niveau de sortie VIDEO : 1 V \pm 0,1 V crête/75 ohms.

Niveau entrée AUDIO : micro : - 70 dB. TV ou ligne : 0,1 V.

Niveau sortie AUDIO : TV et ligne : 1 V.

Définition : N/B : meilleur que 250 lignes. COULEUR : meilleur que 230 lignes.

Vidéo S/N : + 42 dB.

Audio S/N : + 40 dB.

Manipulation : x Stop - avance - arrière - lecture - enregistrement - marche - edit. audio - éjection - edit vidéo.

NB/couleur - TV/Ligne/Caméra - STD/LP - ANT/VTR.

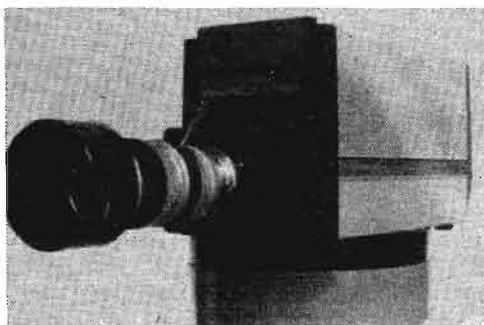
Connecteurs : Prise 8 broches EIAJ pour TV. SO 239 : entrée + sortie vidéo. RCA : entrée + sortie audio. DIN 6B : caméra.

Alimentation : 220 V/50 Hz.

Dimensions : 380 x 390 x 150 mm.

Poids : 13 kg.

LA CAMÉRA VIDÉO SANYO VCC 8100



Caméra couleur à viseur.

Balayage : 625 lignes/50 Hz.

Synchro : INTerne ou EXT.

Tube : un seul « Vidicon ».

Objectif : Monture « C ».

Viseur : Electronique « 8 cm ».

Résolution : H - 250 lignes. V - 330 lignes.

Luminosité : 500 Lux (F : 2.5).

Contrôle automatique : 2 000 à 20 000 Lux.

Luminance : + 40 dB.

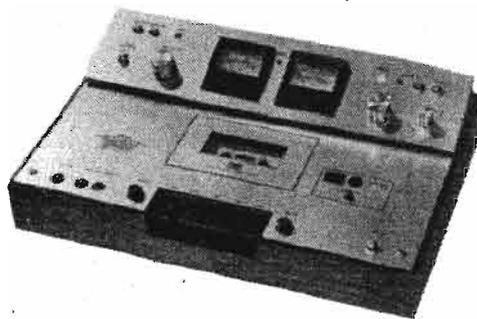
Chrominance : + 30 dB.

Adaptation couleur : Automatique pour prises de vue en intérieur - extérieur couvert - extérieur ensoleillé et position spéciale manuelle avec interphone.

Dimensions : 408 x 175 x 143 mm.

Poids : 7,85 kg.

LA PLATINE A CASSETTE AKAI GXC 310 D



Nouvelle esthétique chez Akai avec la platine à cassette et Dolby GXC 310 D.

Cette platine est équipée d'un double cabestan à boucle fermée donnant un taux de scintillement et de pleurage inférieur à 0,07 %.

Deux têtes GX.

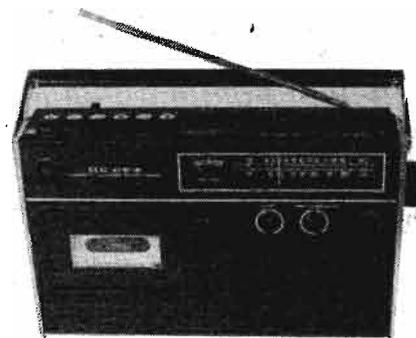
Bande passante à \pm 3 dB - 30 à 14 000 Hz

avec bande L.N. - 30 à 16 000 Hz avec bande CrO₂ - 30 à 17 000 Hz avec bande F_cC_r.

Rapport signal/bruit : > 50 dB sans Dolby. > 60 dB avec Dolby.

Dimensions : 300 x 440 x 143 mm.

LE RADIO CASSETTE AKAI CTSL



Récepteur radio à 3 gammes PO - GO et FM. Alimentation piles ou secteur.

Magnétophone à cassette à microphone à électret incorporé.

Le clavier des touches de fonction est équipé d'une position « pause ». Potentiomètre de réglage de volume et de tonalité à curseur linéaire.

Haut parleur de 8 x 13 cm.

Caractéristiques de la section magnétophone :

- Bande passante : 50 à 1 100 Hz.

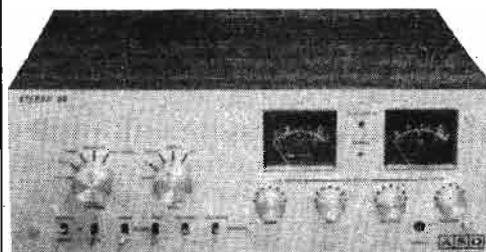
- Rapport signal/bruit : 45 dB.

- Puissance : 2 W.

- Dimensions : 225 x 330 x 80 mm.

- Poids : 3,9 kg.

L'AMPLIFICATEUR ASD 280



Puissance : 2 x 65 W/8 Ω .

Distorsions harmoniques : 0,09 %.

Rapport signal/bruit : 77 dB (Aux).

Corrections : - 15 dB à + 20 dB (à 50 Hz). - 15 dB à + 20 dB (à 10 kHz).

Bande passante : 10 à 60 000 Hz - 0,3 dB à 1 W.

Diaphonie : 71 dB.

Sensibilités : PU1 : 2 mV/47 k Ω - PU2 :

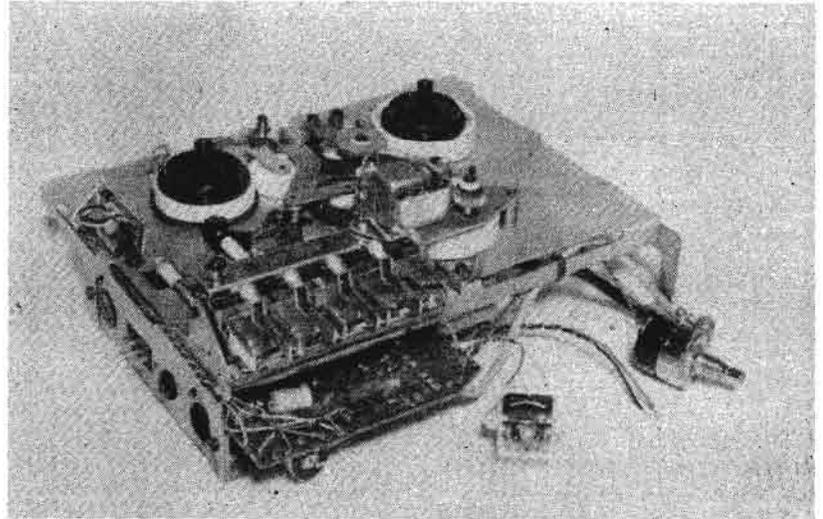
2 mV/47 k Ω - FM : 300 mV/100 k Ω - Magnéto

et aux : ajustables.

Dimensions : 310 x 400 x 140 mm.

PLATINE DE MAGNETOPHONE

A BANDE



UN revendeur parisien, Radio M.J., a pris l'initiative de commercialiser une platine de magnétophone à bande provenant d'une grande marque. Une telle acquisition s'avère fort intéressante pour les amateurs avisés qui peuvent tirer le meilleur parti de ce matériel absolument neuf, mais « déclassé ». Il en résulte un prix de vente très bas et par conséquent très engageant.

Il ne s'agit pas en fait d'une platine de magnétophone mais plutôt d'un magnétophone complet en ce sens que la mécanique comporte toute la section électronique. Dans ces conditions, l'amateur n'a plus qu'à se livrer à l'exécution de quelques soudures destinées au raccordement du haut-parleur ou bien des piles d'alimentation.

Qui plus est tous les accessoires, c'est-à-dire le plateau, le coffret, la sacoche etc., sont revendus séparément laissant à chacun, la possibilité d'encastrer ou bien de reconstituer l'ensemble « magnétophone » de son choix sans obligation d'achat d'éléments qui ne lui serviraient à rien. La formule de vente reste donc séduisante et pratique.

Chaque appareil est livré avec une notice explicative accompagnée du schéma de principe général de la section électronique.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Enregistrement 2 vitesses
4,75 cm/s et 9,5 cm/s

Bobines employées : Fonex à accrochage automatique de bande magnétique diamètre 110 mm. Bande longue durée (longueur 175 m).

Durée de la bobine à 4,75 cm/s : 1 heure par piste ; à 9,5 cm/s : 30 mn par piste.

Prises extérieures :

- 1 prise enregistrement,
- 1 prise pour écoute extérieure,
- 1 prise pour alimentation extérieure.

Commandes :

- clavier 5 touches,
- bouton volume servant d'interrupteur,
- indicateur visuel : règle le niveau d'enregistrement, contrôle l'usure des piles.

Alimentation :

- piles : 8 piles torches 1,5 V type R14,
- secteur 110-160-220 V (commutateur de tension),
- batterie 12 V, branchement avec cordon spécial,
- fusible protection.

Effacement par oscillation de prémagnétisation.

Régulation électronique du moteur à courant continu.

Dimensions de la platine 230 x 200 x 70 mm.

PRESENTATION

La partie mécanique de ce magnétophone de grande marque et de grande série reste soignée. L'ensemble des manœuvres courantes, retour accéléré, avance accélérée, stop, lecture et enregistrement s'effectuent à l'aide d'un clavier à touche très pratique dont la mécanique ressemble à celle d'un magnétophone à cassette.

La tête de lecture/enregistrement et effacement est blindée ce qui garantit un bon fonctionnement. L'entraînement de la bande se réalise très classiquement au moyen d'un galet presseur et d'un cabestan solidaire d'un petit volant.

Le moteur d'entraînement est du type à courant continu, ce qui autorise une parfaite autonomie de l'appareil qui peut être alimenté par piles bien qu'une alimentation secteur soit incorporée.

La régulation du moteur se fait par un petit module électronique, ce qui procure une vitesse de défilement très régulière.

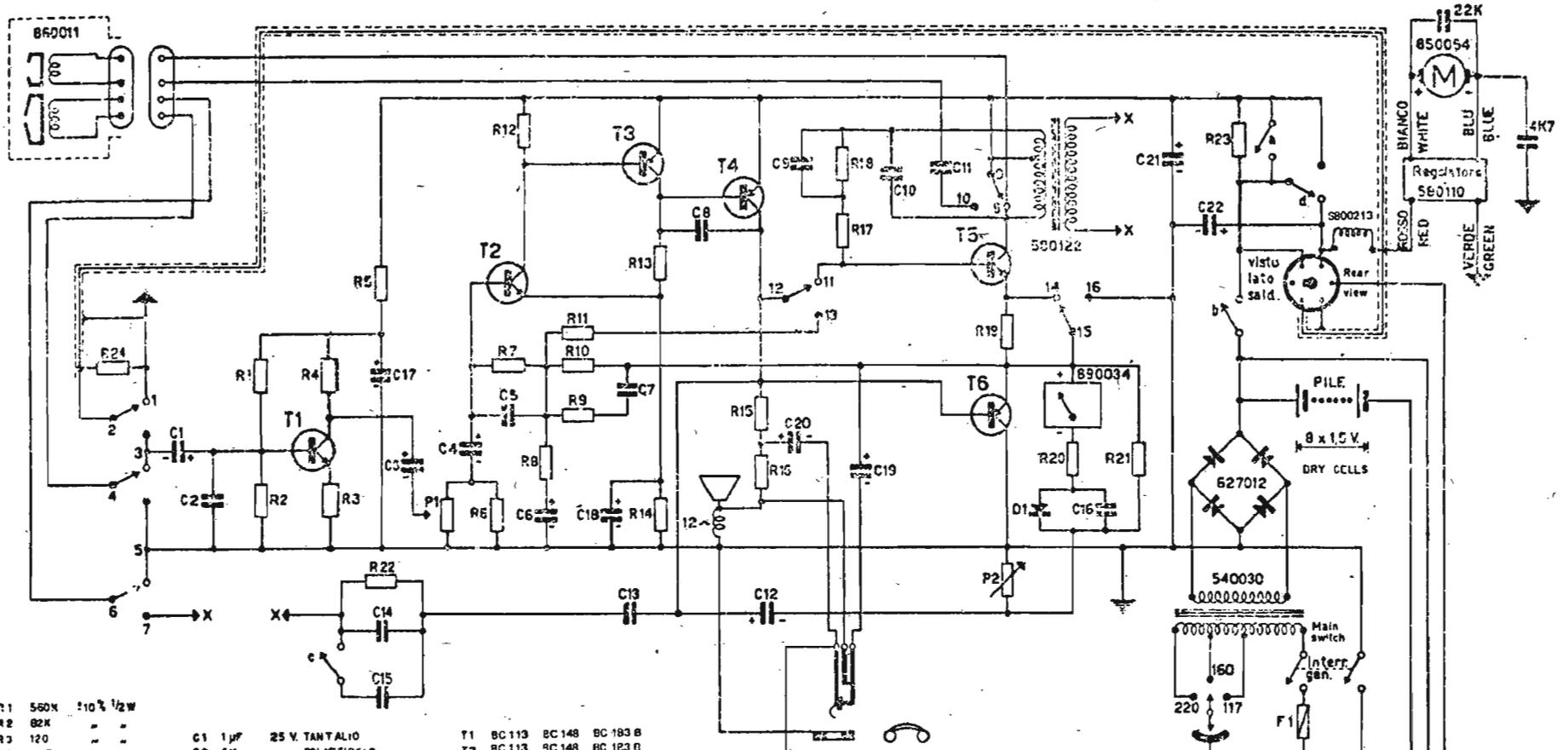
Le moteur est pourvu d'une poulie à deux étages et une came assure le déplacement du galet d'entraînement.

Pour la section électronique il a été fait appel à un circuit imprimé qui supporte tous les éléments constitutifs y compris le transformateur d'alimentation et l'inverseur général enregistrement/lecture. Ce circuit imprimé est monté sur des entretoises et une plaquette rapportée permet de disposer de toutes les prises de raccordements et du répartiteur de tension.

On notera que toutes les pièces détachées et accessoires sont disponibles séparément. Nous vous conseillons toutefois un minimum de pièces à savoir, le support de bobines, les 6 entretoises, vis et boulons destinés à la mise en place de ce support et les cinq touches du clavier.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente le schéma de principe général du magnétophone. Un premier examen révèle l'emploi de six transistors mais en fait au niveau de la régulation électronique du moteur symbolisé par un rectangle deux autres transistors dont un de puissance sont également présents.



- R1 560K 10% 1/2W
- R2 82K
- R3 120
- R4 4k7
- R5 12K
- R6 4k7
- R7 47K
- R8 2k7
- R9 39K
- R10 330K
- R11 120K
- R12 15K
- R13 7x5 25%
- R14 5K6
- R15 330 10%
- R16 150
- R17 150
- R18 10K
- R19 10
- R20 1k5
- R21 1k2
- R22 24K
- R23 330
- R24 6K8

- C1 1µF 25 V. TANTALIO
- C2 6K POLISTIROLO
- C3 1µF 25 V. TANTALIO
- C4 1µF 25 V. TANTALIO
- C5 200 POLISTIROLO
- C6 1µF 25 V. TANTALIO
- C7 4K POLISTIROLO
- C8 1K POLISTIROLO
- C9 15 K/10 125V MYLAR
- C10 68K/10 200V MYLAR
- C11 100K/10 200V MYLAR
- C12 1µF 25 V. TANTALIO
- C13 220K 250V MYLAR
- C14 4K POLISTIROLO
- C15 6K POLISTIROLO
- C16 10K/10 125V MYLAR
- C17 100µF 6V ELETTROLITICO
- C18 500µF 6V ELETTROLITICO
- C19 250µF 10V ELETTROLITICO
- C20 5µF 6V ELETTROLITICO
- C21 2500µF 15V ELETTROLITICO
- C22 100µF 15V ELETTROLITICO

- T1 BC113 BC148 BC183 B
- T2 BC113 BC148 BC183 B
- T3 BC226 BC158 BC178 B
- T4 BC226 BC158 BC178 B
- T5 AC141 o AC176 AC181
- T6 AC142/139 o AC153 AC181
- D1 AA121 e AA116
- P1 25K LINEARE
- P2 10K SEMIFISSO
- F1 0.1A 250V
- 627012 850 C3K
- 5800212 Switch

- ▲ AUDIZIONE - PLAY BACK
- ◆ REGISTRAZIONE - RECORDING
- a) Silenziatore - Silencer
- b) Stop
- c) Interruttore cambio velocità - Speed change switch
- d) Deviatore tasto rosso - 2-ways switch (Red push)

TABELLA TENSIONI. LE TENSIONI SONO MISURATE, RISPETTO ALLA MASLA CON VOLTIOMETRO ELETTRONICO. ALIMENTAZIONE 15V A.C.

TRANSIST.	COLLETTORE	EMETTITORE	BASE
T1	A = 41 V B = 41 V	A = 0,084 V B = 0,084 V	A = 0,653 V B = 0,590 V
T2	A = 11,3 V B = 11,3 V	A = 5 V B = 5 V	A = 3,8 V B = 3,8 V
T3	A = 11,4 V B = 11,4 V	A = 12 V B = 12 V	A = 11,8 V B = 11,8 V
T4	A = 5,7 V B = 7,4 V	A = 12 V B = 12 V	A = 11,8 V B = 11,8 V
T5	A = 18 V B = 18 V	A = 58 V B = 58 V	A = 58 V B = 58 V
T6	A = - B = -	A = 0,940 V B = 0,940 V	A = -1,2 V B = -1,2 V

1° CONDENSATORE ELETTROLITICO A = 18 V. B = 12 V.
 2° CONDENSATORE ELETTROLITICO A = 4,5 V. B = 4,5 V.
 A = AUDIZIONE - PLAY BACK
 B = REGISTRAZIONE - RECORDING

Cette régulation « moteur » fait l'objet d'un sous-ensemble miniature à circuit imprimé rapporté sur la partie supérieure de la platine afin qu'à l'aide d'un tourne-vis on puisse par l'intermédiaire d'un orifice prévu à cet effet régler la vitesse de la bande magnétique, par action sur la résistance ajustable qui commande l'amplificateur à courant continu.

Comme cet appareil comporte deux vitesses de défilement, il a été prévu un contacteur spécial solidaire du système mécanique, qui agit sur la courbe d'enregistrement de la section électronique.

La section électronique basse fréquence proprement dite emploie donc 6 transistors dont deux de puissance. Avec ce genre d'appareil on essaie de tirer le meilleur parti des composants et c'est la raison pour laquelle le transistor T5 en position enregistrement joue le rôle d'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation. Les contacteurs du schéma général sont représentés sur la position enregistrement.

Les signaux BF issus de la tête magnétique de lecture sont, en conséquence injectés sur la base du transistor T1 préamplificateur par l'intermédiaire du condensateur C1

Ce premier étage est du type émetteur commun afin de procurer un maximum d'amplification en raison de la faible tension délivrée par la tête de lecture.

Une résistance de charge R4 et un condensateur de liaison C3 permettent de prélever ces tensions préamplifiées et de les appliquer au potentiomètre général de volume.

A ce niveau intervient l'amplificateur BF proprement dit d'une structure classique mais désormais éprouvée. Il s'agit d'un ensemble à liaison continue avec push-pull en sortie complémentaire genre AC180/AC181.

Les transistors T2 et T3 constituent un circuit préamplificateur. La liaison continue entre collecteur et base a été rendue possible grâce à la complémentarité de ces deux transistors.

Le transistor T4, fait, lui, office d'étage « driver » puisqu'il comporte dans son circuit collecteur (et sur la position lecture seulement) les bases des transistors de puissance T5 et T6. Ces deux derniers transistors complémentaires assurent le déphasage nécessaire à ce type de montage.

Les tensions BF amplifiées sont alors transmises au haut-par-

leur par l'intermédiaire du condensateur de liaison C19 de 500 μ F destiné à couper la composante continue du push-pull série.

Une contre-réaction globale est appliquée sur l'ensemble amplificateur à l'aide d'un réseau d'éléments RC disposés de la base du transistor T2 aux émetteurs des transistors de sortie afin de satisfaire au modèle de la courbe de réponse lecture de l'appareil.

En position enregistrement, les inverseurs agissent sur la constitution générale de l'amplificateur. En effet, les signaux BF issus d'une source de modulation quelconque sont appliqués à l'étage T1 et contrôlés au niveau par l'intermédiaire de P1 et appliqués à l'amplificateur préamplificateur d'enregistrement formé par les transistors T2, T3, et T4.

Le transistor T5 grâce à l'emploi d'un petit transformateur prend alors les fonctions d'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation.

Les signaux destinés à être appliqués à la tête d'enregistrement/lecture sont prélevés sur le collecteur du transistor T4 et injectés à cette tête d'enregistrement par l'intermédiaire du condensateur C13, de la cellule R25, C14 (plus C15 par l'intermédiaire du contacteur de vitesse précédemment cité) et, l'enroulement secondaire du transformateur oscillateur d'effacement et cela afin d'introduire la prémagnétisation nécessaire à un enregistrement de qualité.

Le condensateur C12 applique de son côté les tensions BF à l'indicateur visuel de niveau d'enregistrement, qui par la même occasion en position de lecture sert de contrôle d'usure des piles.

CONCLUSION

L'écoute de ce magnétophone s'est avérée très bonne compte tenu des éléments mis en jeu. Il ne s'agit pas pour autant d'un ensemble haute-fidélité mais les amateurs avertis pourront tirer d'excellents résultats de ce magnétophone à la vitesse de défilement de 9,5 cm/s en le raccordant à un bon amplificateur doté d'enceintes acoustiques.



**partout
des amis
vous
attendent!**

**devenez
radio-amateur**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant.

Notre cours fera de vous un **EMETTEUR RADIO** passionné et qualifié.

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT!

DOCUMENTATION SANS ENGAGEMENT
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

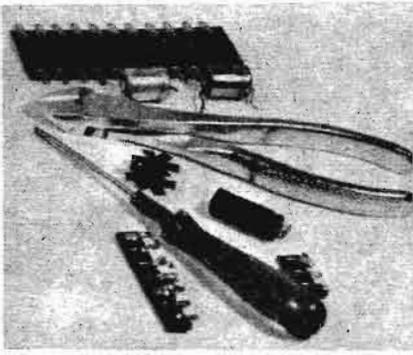
ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

35801 DINARD

HPA 55

NOM : _____

ADRESSE : _____



ABC de L'ELECTRONIQUE

LA HAUTE - FIDELITE

INTRODUCTION

LES conditions de HI FI étant remplies dans un seul canal, on réalisera autant de chaînes HI-FI qu'il y aura de canaux. La figure 1 indique les réglages à conjuguer et le réglage d'équilibrage. Nous traiterons d'abord de la sonorisation des locaux en commençant avec la stéréo à deux canaux.

Celle-ci est parvenue pratiquement au maximum de ses possibilités dans le domaine de la reproduction. Il sera difficile de faire mieux, mais il est évident que des progrès seront certains dans les années à venir, surtout au point de vue de la technologie, en utilisant les circuits intégrés dans la plupart des parties constituantes des chaînes HI-FI, y compris les étages finals de puissance.

D'autre part, l'automatisation se développera en matière de commande à distance.

L'emploi des circuits logiques se répandra de plus en plus. Le **panachage CI** - transistors séparés subsistera encore pendant de longues années.

Ce qui ne semble pas avoir encore atteint le maximum d'efficacité, est la manière de capter les signaux sonores stéréo pour les transformer en signaux électri-

ques, quelle que soit leur carrière : FM, phono (disques) ou magnétophones à rubans à plusieurs pistes (2 à 8 et plus).

La véritable stéréo doit être d'abord bien définie. Ensuite on verra comment la réaliser, au mieux de la captation des sons.

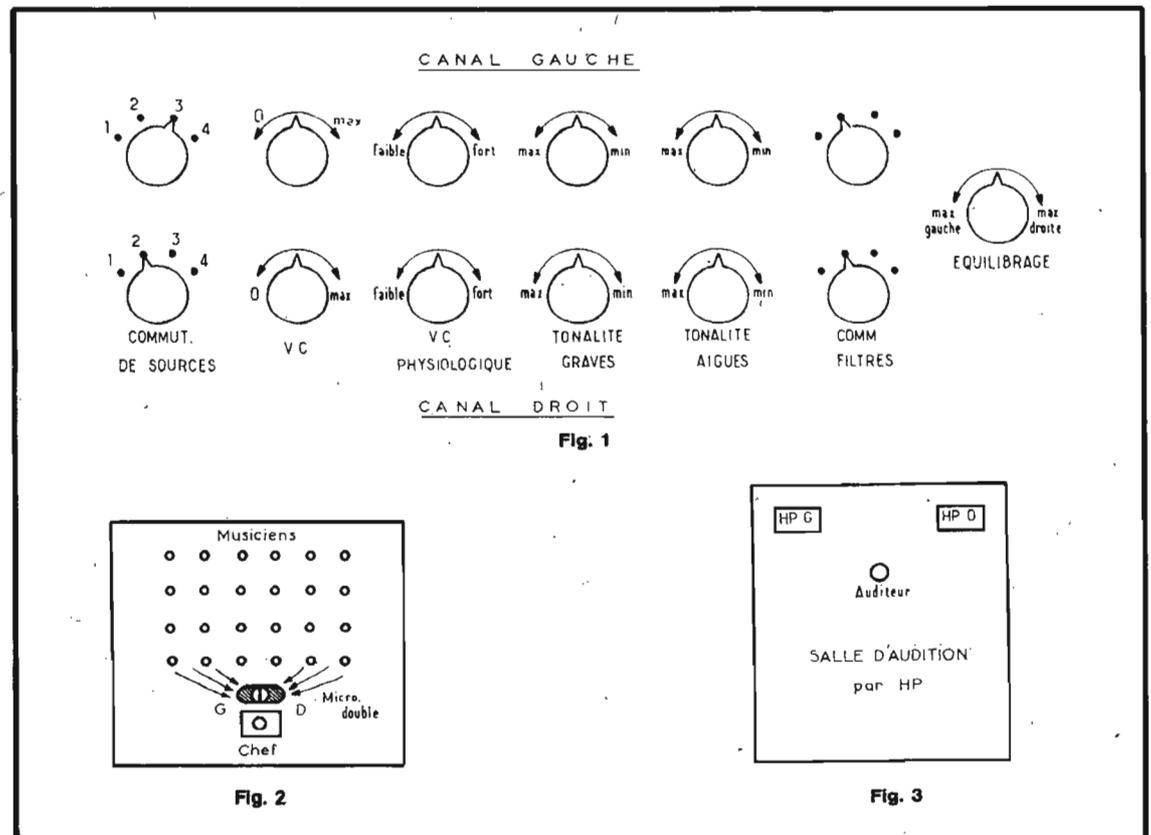
STÉRÉOPHONIE INTÉGRALE

Depuis que la stéréo a été mise à la portée de tous, ce qui s'est produit vers 1955, le mode de prise de sons est celui de la

figure 2, dans le cas d'un orchestre dont les musiciens sont répartis sur une surface relativement grande.

La théorie de la plupart des spécialistes de la stéréo est la suivante :

a) la reproduction stéréo doit



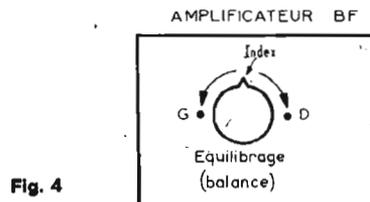


Fig. 4

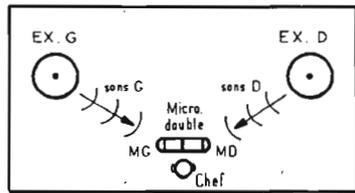


Fig. 5

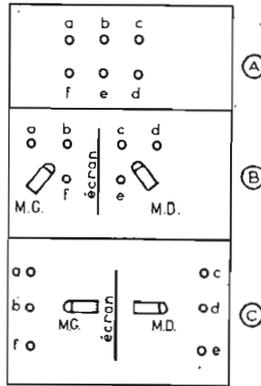


Fig. 6

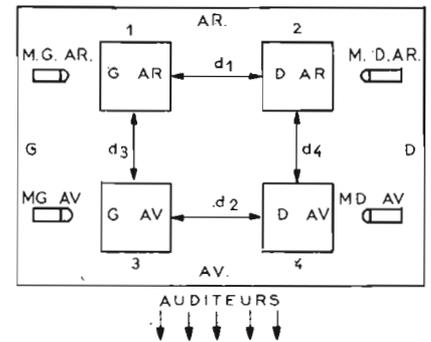


Fig. 7

créer des effets d'écoute analogues à ceux ressentis par le chef d'orchestre ;

b) on placera, par conséquent, le microphone double devant ce chef. Le micro G captera les sons venant de gauche et le micro D, ceux venant de droite ;

c) à la reproduction (voir figure 3), on obtiendra une écoute stéréo correcte si HPG reproduit les sons captés par le micro G et HPD ceux captés par le micro D.

Cette conception est entachée d'erreurs. On confond les éléments producteurs de son avec ceux capteurs de son. De ce fait, l'effet stéréo est atténué et parfois imperceptible dans de nombreux passages de l'audition en haut-parleur.

Cela peut se vérifier aisément de la manière suivante (voir figure 4). Considérons le réglage d'équilibrage de l'amplificateur stéréo à deux canaux reproduisant à l'aide du PU, un disque stéréophonique. Tournons à fond ce bouton vers la gauche de façon à réduire au maximum le son du HP correspondant, on n'entendra alors que le son de l'autre HP.

Effectuons la même expérience en sens opposé. On constatera que les auditions séparées des deux canaux différeront très peu.

Cela prouve (voir figure 2), que le micro G capte aussi les sons de droite et que le micro D capte aussi les sons de gauche, tout comme, d'ailleurs, les oreilles du chef d'orchestre.

L'auditeur n'aura donc pas la même impression d'écoute stéréo que le chef, mais il entendra de chaque oreille, les sons du HP correspondant, plus ceux affaiblis légèrement de l'autre HP.

Par contre, il est facile de comprendre que si l'auditeur se sert d'un casque et non de deux HP, il entendra la même chose que le chef d'orchestre. En conclusion, nous dirons que le système de prise de sons de la figure 2, indiqué dans la plupart des ouvrages traitant de la stéréo à deux canaux, n'est correct qu'avec l'écoute au casque et incorrect à l'écoute avec haut-parleurs.

Pour mieux prouver ce point de vue, soit le cas le plus simple de la figure 5 où l'« orchestre » ne se compose que de deux exécutants : ex. G et ex. D, ce qui constitue un duo, par exemple deux violons, un violon et un piano, un chanteur et une guitare, etc.

Le « chef » et le microphone double sont disposés comme dans le cas de l'orchestre de la figure 2.

Il est alors clair que les choses se passeront comme suit :

1) Le micro G captera les sons de ex. G, plus ceux plus faibles de l'ex. D. Pour fixer les idées, supposons que grâce à la directivité poussée des microphones, les sons de l'autre canal sont affaiblis de 4 fois, en puissance.

Pour le microphone de gauche, la puissance totale PMG captée sera alors :

$$PMG = P_G + 0,25 P_D$$

Celle captée par le microphone de droite sera :

$$PMD = P_D + 0,25 P_G$$

Si ces deux signaux PMG et PMD sont transmis aux oreilles d'un auditeur par un moyen quelconque (comme par exemple celui de la figure 1) à l'aide d'un casque, il est certain que l'oreille gauche de l'auditeur recevra une puissance sonore, a ou $a > 1$.

a PMG = a (P_G + 0,25 P_D) (1) et l'oreille droite :

$$a PMD = a (P_D + 0,25 P_G) (2)$$

Soit maintenant le cas de l'écoute par l'auditeur à l'aide de haut-parleurs comme indiqué à la figure 3.

Les sons de HPG parviennent à l'oreille gauche, avec une puissance b PMG et ceux de HPD, plus faibles de 4 fois par exemple, donc 0,25 b PMG.

La puissance totale appliquée à l'oreille gauche sera alors :

$$b PMG + 0,25 b PMD (3)$$

et ce qui donne :

$$b (P_G + 0,25 P_D) + 0,25 b P_D \text{ ou } b (P_G + 0,5 P_D) (4)$$

De la même manière, on verra que l'oreille droite de l'auditeur recevra une puissance sonore :

$$b (P_D + 0,5 P_G) (5)$$

Supprimons les facteurs proportionnels a et b.

On voit que l'auditeur de la musique réelle recevra à l'oreille gauche, l'intégralité des sons de gauche plus 0,25 de ceux de droite, tandis que l'auditeur de la reproduction (figure 5) recevra, à l'oreille gauche, l'intégralité des sons de gauche plus 0,5 de ceux de droite. Il en sera de même pour l'oreille droite qui recevra une plus grande proportion (0,5 au lieu de 0,25) des sons de la direction opposée.

REMÈDES

Ces remèdes peuvent s'appliquer par les amateurs, dans leurs propres enregistrements effectués d'après « nature » (donc sur des instrumentistes réels). Bien entendu, ce seront des enregistrements sur magnétophones, actuellement à la portée de tous et non sur des disques, trop compliqués et coûteux, par rapport aux premiers.

L'examen des détails constatés plus haut, permet de trouver les dispositifs qui les élimineront ou les réduiront d'une manière substantielle.

Les amateurs auront rarement l'occasion de disposer d'un orchestre, mais plus souvent d'un duo, d'un trio ou d'un quatuor. Tant qu'il s'agira de stéréophonie à deux canaux, il y aura intérêt à simplifier le problème en divisant la petite formation en deux groupes.

Supposons qu'il s'agisse de musique de danse avec, par exemple six exécutants, comme le montre la figure 6 (A).

Désignons par a, b, c, d, e, f, les musiciens qui normalement se placeront comme indiqué en figure 6 (A).

Cette disposition compacte est peu favorable à la prise de son stéréo, quel que soit l'emplacement du microphone double, dit micro stéréo.

En (B) de la figure 6, on a, pratiqué une séparation entre les musiciens a b f et les musiciens c, d, e.

De plus, on a éloigné les deux groupes et on a disposé les microphones de façon que chacun capte le moins possible de ce qui ne lui est pas destiné et, le mieux possible, ce qui lui est destiné.

Cette fois, on peut voir que MG captera ce qui correspondra au HPG et MD au HPD disposés comme en figure 3.

A la figure 6 (C), on indique une autre disposition, également favorable à la réalisation d'une meilleure stéréophonie.

Dans chaque cas particulier, l'amateur trouvera la meilleure disposition, en tenant compte de la règle suivante :

Le microphone MG doit capter

ce que le HP doit reproduire et celui-ci doit reproduire le plus possible les sons du groupe de gauche et le moins possible ceux du groupe de droite.

MULTIPHONIE

Lorsque le nombre des exécutants augmente, il sera de plus en plus difficile d'obtenir une reproduction stéréo deux canaux, conforme à la réalité et il faudra recourir à la multiphonie ou polyphonie.

Pratiquement, on ne peut pas dépasser, avec des moyens courants, quatre canaux, mais cela sera déjà un très grand progrès par rapport à la stéréo à deux canaux.

Voici à la figure 7, un exemple de prises de sons en stéréo quatre canaux (tétraphonie).

Quel que soit le nombre de musiciens, on les disposera en quatre groupes : GAV (groupe gauche avant), DAV (droite avant) GAR (gauche arrière), DAR (droite arrière).

Les distances entre les groupes

d_1, d_2, d_3, d_4 , seront de quelques mètres. Elles seront :

— assez grandes pour que les micros captent le moins possible, ce qui ne leur est pas destiné, mais,

— pas trop, afin que les musiciens d'un groupe puissent entendre ceux des autres groupes et cela sans retard dû à la propagation des sons.

A noter que la directivité d'un microphone peut être améliorée en le plaçant dans un cornet.

Dans ce cas, on pourra disposer les microphones comme le montre la figure 8 pour deux groupes.

Ce procédé est applicable à plus de deux groupes. Revenons aux dispositions des microphones des figures 6, 7 et 8, pour deux ou plusieurs canaux.

A la reproduction, les haut-parleurs seront disposés, autant que possible comme les microphones à la captation des sons.

Ainsi, par exemple, dans le cas de la figure 7, la place des auditeurs est, évidemment devant ces groupes GAV et GAR.

Cela conduira à la disposition

de la figure 9, qui correspondra le mieux à la réalité.

On peut toutefois, en renonçant au conformisme, faire des essais d'emplacements différents. A la figure 10, on placera les auditeurs au milieu et ces auditeurs se placeront dans toutes les orientations qui leur plairont.

A la figure 11, on a la disposition en C. A la figure 12, les quatre HP sont en ligne, devant les auditeurs.

RETRANSMISSIONS STÉRÉOPHONIQUES

Un mode de retransmission stéréo n'entraînant pas de difficultés, même pour un non-spécialiste, est celui qui se fait par fils, depuis les microphones jusqu'aux haut-parleurs correspondants.

Considérons un ensemble de musiciens (ou même d'acteurs jouant une pièce de théâtre). Les microphones sont disposés comme sur la figure 7 par exemple.

Dans un autre local, proche de celui où se produit le spectacle

original, on installe les quatre haut-parleurs aux quatre coins de la manière indiquée par la figure 10 par exemple.

Les liaisons entre microphones et haut-parleurs, se feront tout simplement à l'aide de chaînes composées de préamplificateurs, de microphones et d'amplificateurs de puissance.

Chaque canal sera réalisé avec une chaîne monophonique ou avec des éléments de chaînes stéréo à deux ou quatre canaux.

La figure 13 donne un exemple de montage avec deux ensembles stéréo à deux canaux chacun.

Il sera important de régler avec minutie les équilibrages entre les canaux 1 et 2 d'une part, les canaux 3 et 4 d'autre part, et, ensuite, à l'aide des VC, l'équilibrage entre les groupes 1-2 et 3-4.

De même, à l'aide des réglages de volume et de tonalité, on règlera au mieux, pour obtenir à l'aide des haut-parleurs, non seulement l'impression d'une bonne stéréo, mais aussi, la reproduction aussi ressemblante que possible des instruments (ou voix) 1, 2, 3 et 4.

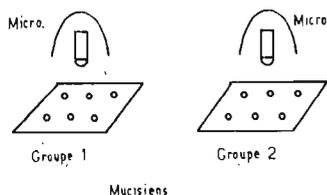


Fig. 8

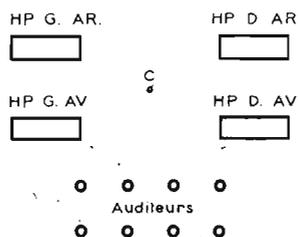


Fig. 9

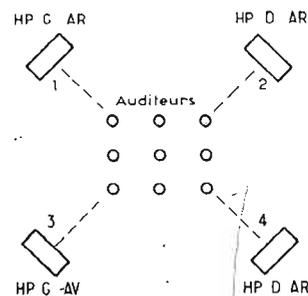


Fig. 10

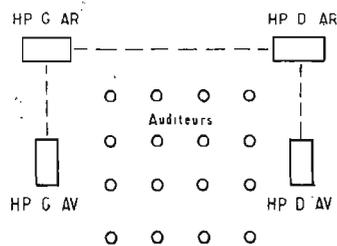


Fig. 11

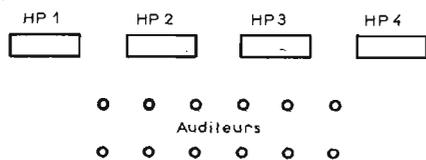


Fig. 12

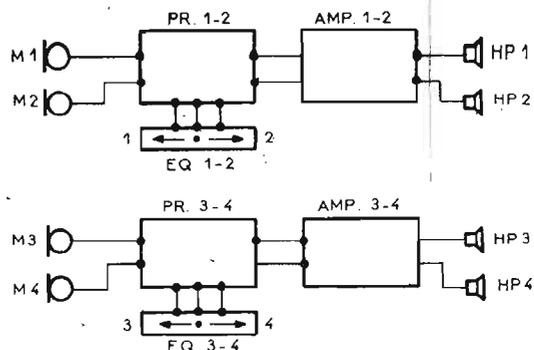


Fig. 13

EXÉCUTANTS MOBILES

S'il s'agit de reproduction de pièces de théâtre, les choses se compliquent, car il faudra reproduire aussi, la sensation de mouvement des acteurs.

Une trop grande distance entre les microphones n'est plus admissible. Soit le cas de la figure 14.

Les microphones sont disposés de manière à ce qu'ils captent les sons se propageant du centre vers l'extérieur, autrement dit, tous les microphones sont orientés vers le centre du local.

Soit un personnage P situé en a et se déplaçant de a vers b.

Lorsqu'il est en a c'est le microphone M3 qui captera le maximum des sons par le personnage P, mais au fur et à mesure que P ira de a vers b, M3 captera moins de puissance sonore et M1 plus de puissance, tandis que M1 et M4 seront à peu près insensibles aux paroles et bruits de pas du personnage P.

Les auditeurs de la salle de reproduction auront alors l'impression que le bruit du personnage se déplace de la même manière que lui-même.

Lorsque P ira de b en c ce seront les microphones M1 et M2 qui effectueront le travail de reproduction du déplacement.

De c en d, la reproduction sera due d'abord à M1 + M2, puis à M3 + M4, ce qui donnera une impression de mouvement correspondant à la réalité.

Même la composante horizontale de c d sera reproduite. En effet, lors du trajet c d le person-

nage se déplace aussi de gauche à droite et les microphones de droite recevront des signaux de plus en plus forts, tandis que ceux de gauche des signaux de plus en plus faibles.

Il y aura intérêt à choisir des microphones très sensibles et de prévoir des distances entre eux, pas trop grandes, afin que le son global ne se réduise pas lorsque l'acteur sera également distant de deux microphones.

La stéréophonie sera alors légèrement réduite au profit de la sensation de mouvement.

Un effet plus facile à réaliser s'obtient en ne considérant que le cas du mouvement rectiligne.

Soit une scène ou estrade relativement large, par exemple de 6 mètres.

Les microphones, au nombre de quatre, seront disposés comme l'indique la figure 15.

L'acteur ou un objet mobile, « Mobile 1 » se déplace, par exemple, de gauche à droite. Le son produit par ce mobile sera capté successivement par M1, M2, M3, M4. Les HP correspondants disposés comme en figure 12 par exemple, reproduiront les variations des puissances captées et l'auditeur aura l'impression du déplacement du « mobile 1 ».

Rien ne s'oppose à ce qu'une autre personne ou objet bruyant « Mobile 2 » se déplace sur la scène selon une trajectoire sensiblement parallèle à celle du premier mobile.

Les haut-parleurs reproduiront aussi bien les mouvements des sons d'un seul mobile que ceux de

plusieurs mobiles se déplaçant en même temps, dans le même sens ou dans des sens opposés avec des vitesses différentes.

Cet effet est particulièrement intéressant. Il est bon de veiller à ce que les sons ou bruits de chaque mobile soient assez différents, afin que les auditeurs puissent les distinguer par leur timbre.

LA STÉRÉOPHONIE SPATIALE

Jusqu'ici, on n'a considéré qu'une « stéréophonie » s'effectuant dans le cadre d'une surface, donc sur un même niveau et non en hauteur.

Les orchestres importants sont toutefois placés sur une sorte d'amphithéâtre, quelque peu symétrique de la salle, comme le montre, en coupe longitudinale, la figure 16.

Les microphones seront au moins quatre et plus il y en aura, plus l'effet stéréo sera prononcé.

Il est évident que si l'orchestre est placé sur des gradins, les micros des groupes H seront plus haut que ceux des groupes M et B.

A la reproduction, il faudra, par conséquent, placer les haut-parleurs correspondants de la même manière.

Voici à la figure 17, une représentation simplifiée de la disposition « spatiale » des musiciens selon les groupes :

P = percussions
I à V = cuivres, flûtes, etc. (instruments à vent)

V₁ = premiers violons

V₂ = seconds violons

A = altos

CB = contrebasses

VC = violoncelles

S = soliste

CHEF = dirigeant de l'orchestre

En (B), on a représenté la coupe des gradins. Pour bien faire, il faudrait au moins, autant de microphones qu'il y a de groupes. Dans le cas de notre exemple, il faudrait, par conséquent : 1 microphone par groupe V₁, V₂, P, I à V, VC, CB, A, soit 7 microphones + 1 microphone pour le soliste.

Cela conduit à l'octophonie. De celle-ci, la technologie professionnelle est très proche et celle des amateurs n'est peut-être pas très loin, car il y a des bandes magnétiques pour 8 pistes et à largeur de 6,3 mm.

Pour réduire les microphones à quatre, on pourra se servir d'un seul microphone pour plusieurs groupes, par exemple : P + I à V ; V₁ + V₂ ; VC + A + CB ; S.

A la reproduction, on pourra, toutefois, malgré les quatre canaux, effectuer une discrimination des groupes à l'aide de filtres et de haut-parleurs spécialisés.

Par exemple :

Un HP grave pour les percussions,

Un HP universel pour les instruments à vent,

Un HP pour les violons 1 et 2,

Un HP grave pour les contrebasses,

Un HP médium pour les alto et les violoncelles,

Un HP universel ou spécialisé selon le genre du soliste ; par exemple universel, s'il s'agit d'un pianiste, médium et aigües, s'il s'agit de chant de femmes ou de violonistes.

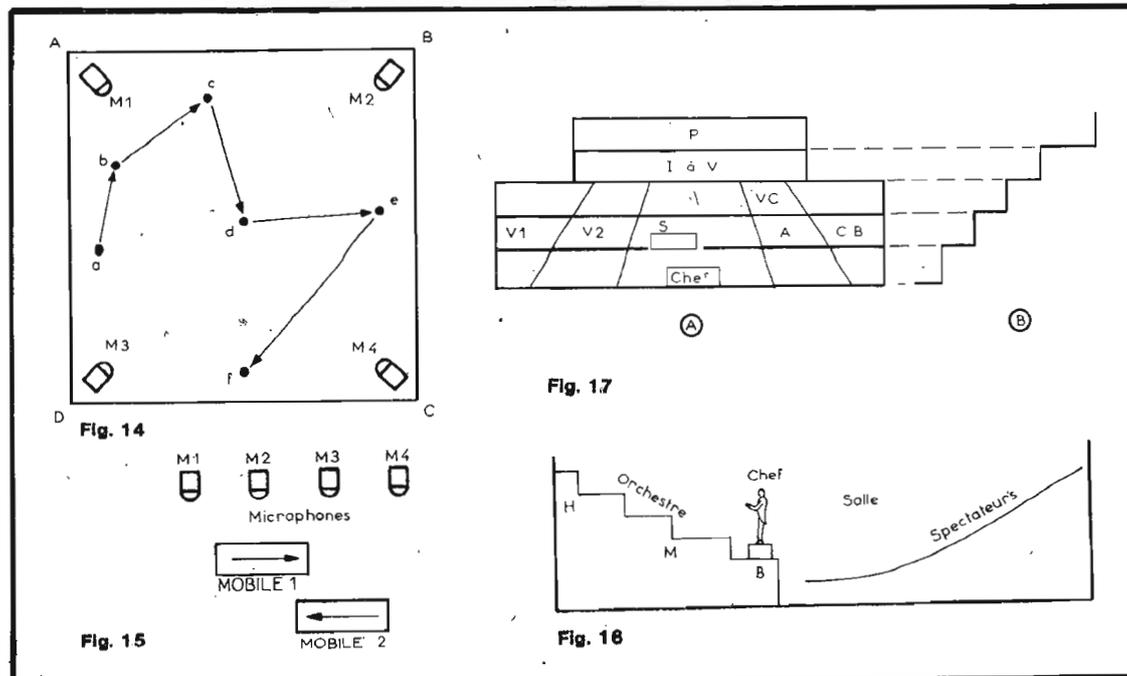
CONCLUSION

Le sujet que nous venons de traiter est loin d'être épuisé. A la stéréophonie s'ajouteront, pour augmenter les effets, les réverbérations, les échos (effets d'ambiance).

Il faut toutefois savoir se limiter pour ne pas sombrer dans des complications entraînant des frais, des mises au point démesurées par rapport aux résultats obtenus.

A notre avis, la haute fidélité, même monophonique est à préférer à des auditions stéréophoniques obtenues au détriment de la haute fidélité.

F. JUSTER



DEPUIS l'apparition des premières diapositives, la technique de leur projection n'a cessé de progresser.

Ainsi l'on est passé de la simple lanterne aux projecteurs semi-automatiques à paniers, puis aux projecteurs automatiques.

Pour rehausser la séance, nombre d'amateurs l'agrémentent d'un commentaire sonorisé enregistré. La projection se fait d'ailleurs souvent par un dispositif de synchronisation électronique.

Et voici que se vulgarise maintenant une nouvelle technique dite du « fondu enchaîné ».

De quoi est-il question au juste ? De changer radicalement de dimensions une séance de projection, de faire un spectacle audiovisuel.

Un « fondu enchaîné » peut être manuel ou automatique, associé alors à un magnétophone.

C'est la réalisation d'un tel système que nous proposons aux lecteurs.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Nous allons d'abord en décrire le principe, sans toutefois nous étendre sur les aspects purements photographiques (Fig. 1).

Deux projecteurs automatiques sont réglés de façon à ce que les images des diapositives engagées dans leur passe vues se superposent exactement sur un même écran. Un pupitre, connecté à une boîte de contrôle électronique permet d'obtenir :

- l'allumage et l'extinction séparée ou simultanée de la lampe de projection, avec la progressivité voulue,

- l'allumage et l'extinction quasi-instantanée de la lampe (Flash),

- le changement de vue sur chaque projecteur.

L'opérateur a donc en somme à sa disposition une mini « régie finale ». Si la boîte de contrôle est en outre raccordée à un magnétophone, toutes les actions sur le pupitre étant traduites en signaux électriques sont enregistrées sur bande magnétique. Lors de la lecture de cette bande (reproduction) les projecteurs seront asservis au magnétophone.

La réalisation d'un spectacle audio-visuel se fera en deux étapes :

- préparation des photos, montage, enregistrement de la partie sonore,

- enregistrement synchrone avec le son sur la même bande (mais sur une autre piste !) des signaux électriques issus de la boîte de commande du « fondu », et ce en suivant le découpage préparé lors du montage. Cette dernière opération s'appelle le topage.

Ne reculant pas devant la difficulté, nous avons voulu réaliser un montage perfectionné, capable de fabriquer certains effets : flash, superpositions, fondu au noir, alternat, etc. Mais nous avons voulu aussi qu'il soit facile à construire pour les lecteurs, donc opté pour une réalisation en modules, qu'il est possible d'essayer et de pré-régler avant assemblage final.

ÉTUDE DU DISPOSITIF

Avant d'étudier le schéma synoptique, faisons l'inventaire de nos besoins. Il nous faut :

- Contrôler la luminosité des lampes de projection.

- Déclencher les passe-vues automatiques.

- Pouvoir fonctionner en manuel ou sur magnétophone.

Cette dernière exigence va conditionner tout le principe de l'électronique. En effet, seuls des signaux sinusoïdaux peuvent être enregistrés puis reproduits avec une fidélité suffisante. Le montage est tel que des variations d'amplitude de ces signaux provoquent des variations d'amplitude d'intensité lumineuse des

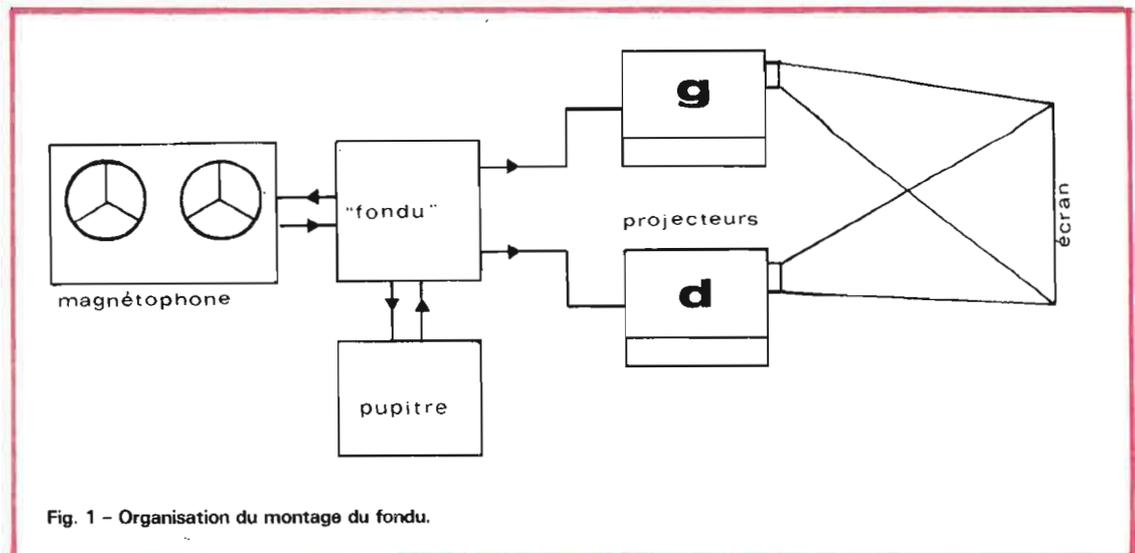


Fig. 1 - Organisation du montage du fondu.

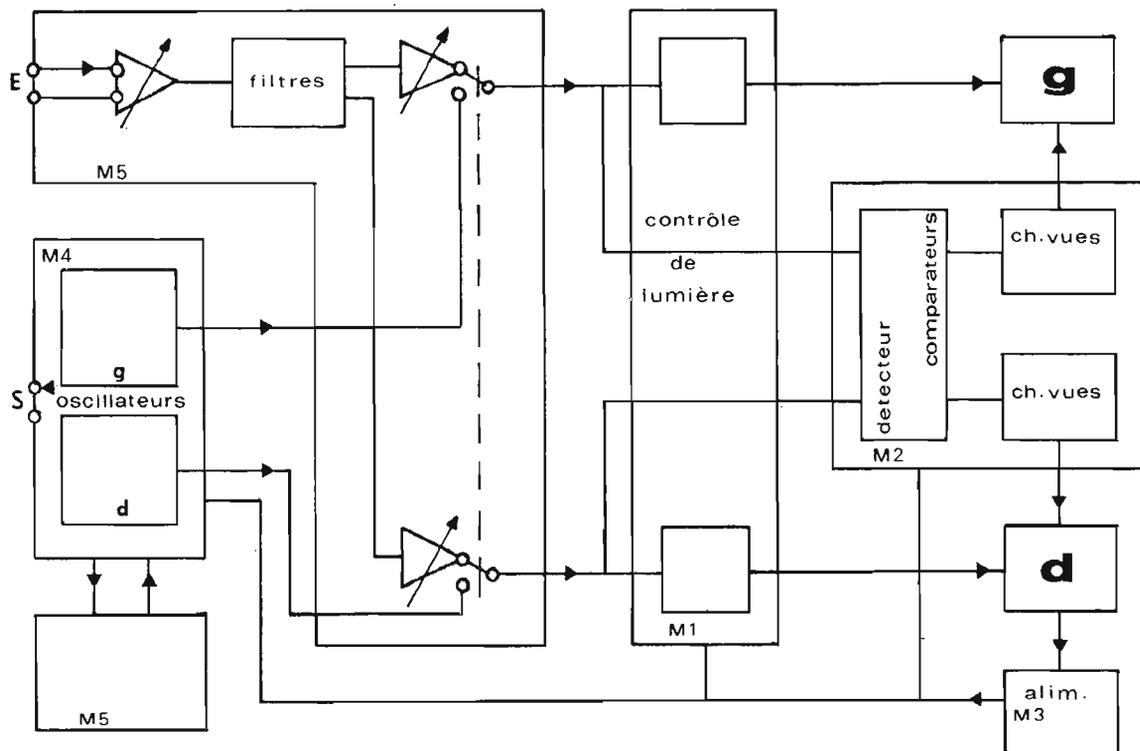


Fig. 2 - Synoptique général.

lampes. Il faudra donc un magnétophone qui puisse reproduire séparément le son et les signaux de commande, et qui permette lors de l'enregistrement, d'écouter le son pour assurer la synchronisation parfaite des effets. En d'autres termes, il faudra un magnétophone stéréo duoplay au minimum.

Pour en terminer avec ce chapitre, disons un mot des bandes magnétiques. Il est impératif d'utiliser des bandes de haute qualité telles que les low-noise Hi-Fi.

Nous avons constaté que même dans ce type de bandes, il arrivait que les bobines de petit diamètre présentent des défauts (Drop out). Il est donc préférable d'acquérir des bobines de grand diamètre et d'y prélever la longueur nécessaire à la confection du montage. Ce procédé est en outre plus économique. Enfin il faudra choisir comme vitesse de défilement 19 cm/s. Les minis défauts d'amplitude passeront alors inaperçus.

Jetons maintenant un coup d'œil sur le schéma synoptique (Fig. 2). Conformément à ce que nous venons de dire, nous y trouvons un module M1 qui contrôle l'intensité lumineuse de la lampe de projection de chaque projec-

teur, à partir de tensions sinusoïdales basse fréquences d'amplitude variable obtenues, soit directement par des oscillateurs (module M4), soit par lecture de la bande magnétique et amplification (module M5).

Le module M2 assure le changement de vues. Chaque sortie se comporte comme un interrupteur que l'on ferme momentanément à l'instant voulu.

Le module M3 a comme particularité d'emprunter l'énergie au projecteur lui-même, côté 24 volts du transformateur. Nous faisons ainsi l'économie de ce composant.

Le module M4 comprend les deux oscillateurs sinusoïdaux (un par voie). Il est relié au pupitre M6. C'est au moyen de ce pupitre que l'on fera varier l'amplitude des signaux basse fréquence, et que l'on provoquera les effets et les changements de vues.

Enfin le module M5 contient tout ce qui est nécessaire pour la reproduction, amplificateur commun, filtres de séparation des deux signaux, amplificateurs d'égalisation, relais assurant les commutations nécessaires pour passer de la position « manuel-enregistrement », à la position « lecture ».

Etude et construction du module M1

Nous allons d'abord entreprendre l'étude et la construction du module M1 (Fig. 3) ainsi que la modification des projecteurs.

Pour contrôler électriquement l'intensité lumineuse d'une lampe, l'utilisation d'un triac est tout indiquée. Les amateurs d'éclairage psychédélique le savent bien ! Mais nous avons à traiter ici d'un cas un peu particulier : si la puissance est modeste (150 W) nous sommes en 24 volts ce qui nous conduit à utiliser un triac 10 A si nous voulons conserver une certaine marge de sécurité. Or la fiche DIN prévue d'origine sur les projecteurs Prestinox 424 A, ne permet pas de véhiculer ces 10 A. En outre, il faudrait des câbles de liaison de section relativement importante pour ne pas avoir de chute de tension.

C'est pourquoi l'idée nous est venue de monter le triac à l'intérieur même du projecteur

Il suffit d'ouvrir ces derniers et de fixer mécaniquement le composant au moyen d'une équerre en aluminium réalisée suivant le plan N° 1. Le câblage sera facilité en utilisant un petit câblage

imprimé conforme au plan N° 3.

Le raccordement de l'embase DIN sera complété, conformément au plan N° 2, vu côté broches. Faire très attention, aux courts-circuits, mauvais contacts qui pourraient être fatals au triac ou aux composants du module.

Ainsi monté, avec un peu de graisse, le triac est énergiquement refroidi et la fiche DIN convient très bien, n'ayant plus d'intensité de courant importantes à véhiculer.

Ce triac sera commandé en impulsions synchrones à déphasage variable. Étant donné qu'il existe sur le marché, un circuit intégré monolithique (L120 SGS) qui remplit parfaitement et économiquement ces fonctions, nous l'utiliserons.

Examinons le schéma pour le projecteur gauche, le droit étant identique.

Ce circuit ne requiert aucune alimentation en courant continu. Il les fabrique lui-même à partir du 24 V alternatif appliqué aux bornes 9 et 12, par l'intermédiaire de l'élément résistif R 17. Les condensateurs électrochimiques C 15 et C 17 assurent le filtrage de ces tensions, dont l'une est positive, l'autre négative.

L'entrée du circuit intégré L 120 est constituée par un ampli-

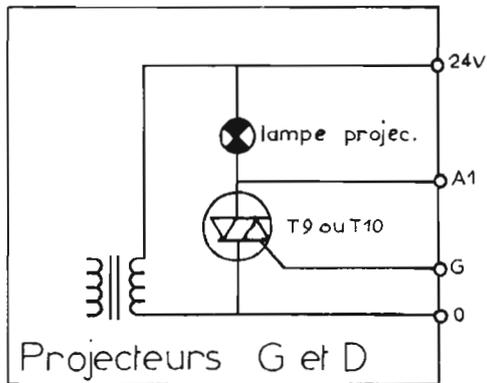
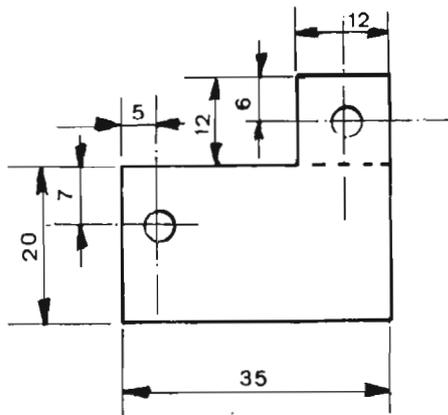
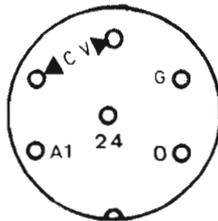


Fig. 3 - Schéma de câblage module M1.

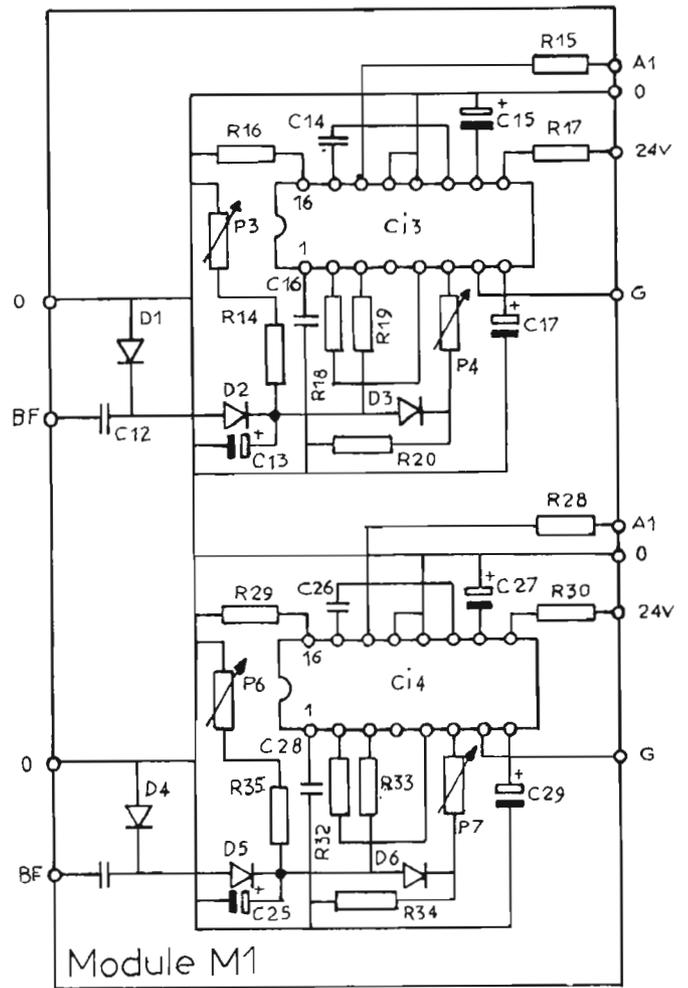


Plan 1 - Equerre de fixation triac.



côté broches

Plan 2 - Raccordement projecteur DIN.



Plan 3 - Typon raccordement triac.

ificateur différentiel dont les entrées sont accessibles aux bornes 3 et 5, et la sortie à la borne 2.

Tel qu'il est monté, en l'absence de tension à l'entrée de l'amplificateur, le triac est conducteur et l'éclairage de la lampe du projecteur, maximum. L'extinction totale se produit pour une tension d'entrée continue: typique de 7,2 V (8 volts maximum).

Nous obtenons cette tension à partir de signaux basse fréquence au moyen d'un doubleur de tension Schenkel: C12-C13-R14-P3-D1, et D2 (diodes au silicium).

Ce montage permet de partir d'une tension basse fréquence plus basse ce qui est appréciable à

la lecture notamment. Le potentiomètre P3 permet d'ajuster la constante de temps du redresseur. Lorsque ce potentiomètre est à sa valeur minimum, cette constante de temps est petite. Ceci se traduit dans la pratique par un allumage quasi instantané de la lampe de projection, lorsque le signal basse fréquence disparaît brusquement. En augmentant la valeur du potentiomètre P3 l'on obtiendra un retard à l'allumage de plus en plus important.

Le réglage de ce potentiomètre sera laissé à l'appréciation de l'utilisateur, en précisant bien que du point de vue pratique:

— P3 ajusté à sa valeur minimum donne un allumage instan-

tané et permet de ce fait de très jolis effets photographiques (flash, alternant, etc.), mais avec en contre-partie un risque d'usure plus rapide de la lampe de projection et une plus grande sensibilité aux défauts de la bande magnétique.

— P3 ajusté à sa valeur maximum, donne un allumage progressif, donc un fondu moins rapide, mais ménage les lampes.

Il nous reste à parler de D3-R20-P4. Nous sommes en présence d'un dispositif limiteur à diodes. L'alimentation est prélevée sur la borne 6 du circuit intégré, la tension régulée disponible à ce point étant comprise entre 7,5 V et 8,7 V. Le potentiomètre

P4 permet d'ajuster le seuil de ce limiteur.

De ce fait, la tension continue appliquée à l'entrée de l'amplificateur différentiel du circuit intégré L 120 est limitée dans son amplitude maximum. Le potentiomètre P4 est ajusté de façon à ce que la lampe du projecteur soit toujours faiblement alimentée. Lors des coups de flash, le filament étant déjà à une certaine température, la surintensité de courant traversant le triac est réduite et l'on améliore en même temps la longévité de la lampe de projection. La figure 4 représente la caractéristique de transfert du montage, limiteur déconnecté. En abscisse est portée la tension effi-

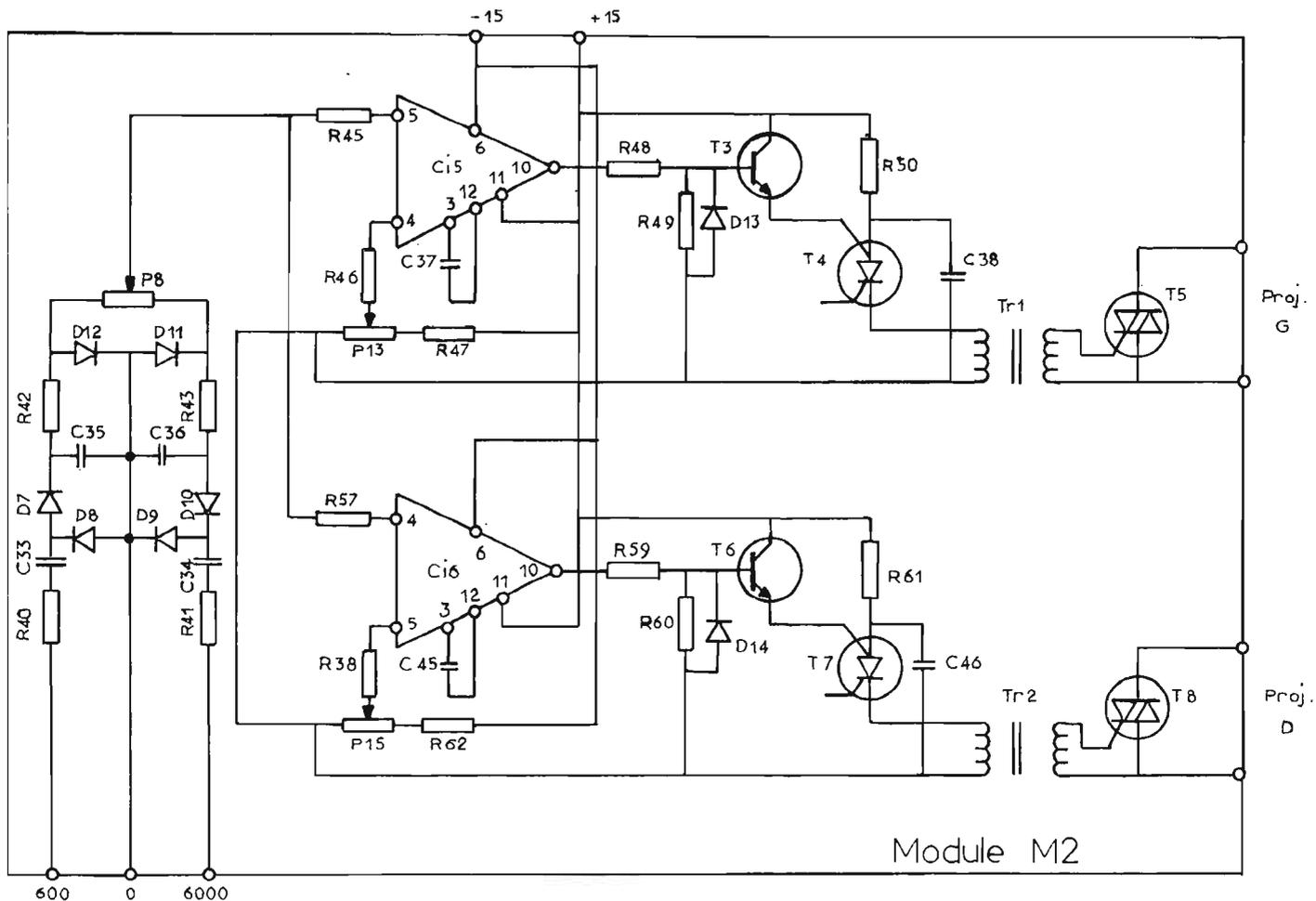


Fig. 5 - Synoptique module M2.

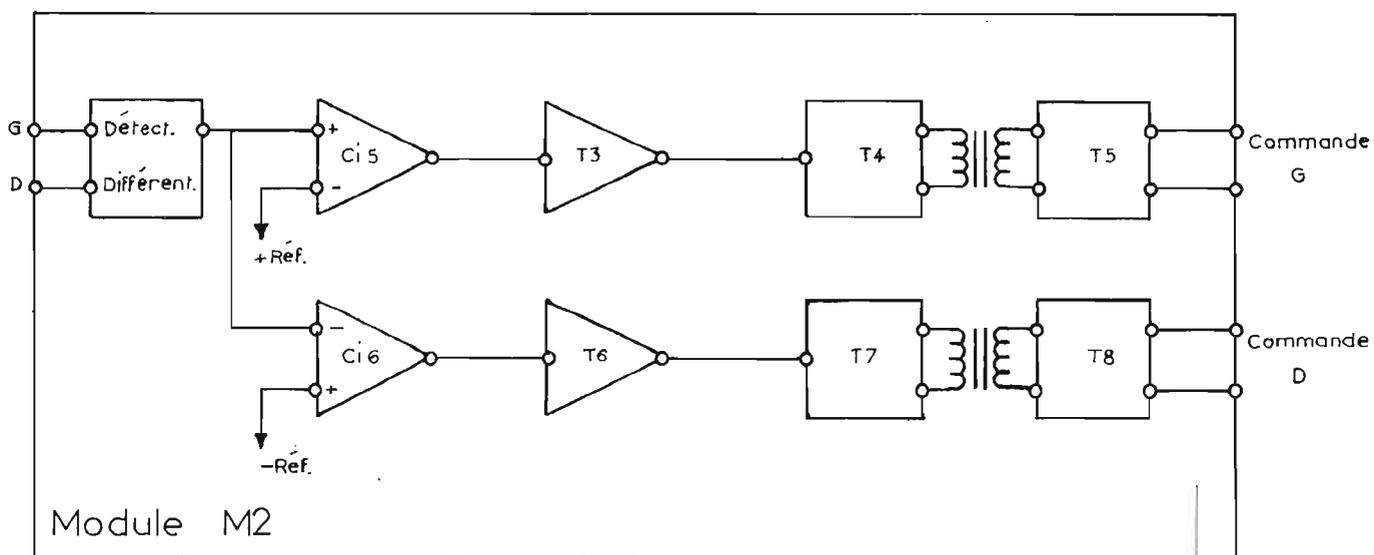


Fig. 6 - Schéma de câblage module M2.

tif R17 (ou R30) et en 12 volts en aval. Si oui, vérifier la présence d'impulsions entre la borne 7 et la masse. Les impulsions positives doivent avoir une amplitude voisine de 5,5 volts, et les négatives 9,5 volts. Si non, déconnecter la grille du triac, si les impulsions apparaissent, le triac est mal connecté ou défectueux (dans ce cas la lampe de projection reste toujours allumée). Si non, la panne provient du circuit intégré lui-même (ce qui est rare). Avant de procéder à son remplacement s'assurer notamment du bon état électrique des composants qui lui sont associés.

Le montage doubleur est suffisamment simple pour que nous n'y consacrons que cette ligne.

Nous voici donc en possession du premier module en ordre de fonctionnement.

Etude et construction du module M2

Le synoptique détaillé de ce module (Fig. 5) nous montre un détecteur différentiel suivi de deux comparateurs contrôlant chacun un binistor par l'intermédiaire d'un amplificateur.

Les impulsions générées par le binistor sont transmises à la grille d'un triac par un transformateur d'impulsions, assurant ainsi un isolement galvanique de la sortie par rapport au reste du montage. En effet, aucune des deux bornes de commande de changement de vue n'a de point commun avec le circuit de lampe de projection.

Nous avons vu que, grâce au seuil d'entrée du module M1, nous n'étions pas dans l'obligation d'annuler les deux porteuses basse fréquence pour éteindre les

lampes de projection, et que, nous pouvions en-dessous de ce seuil, moduler ces porteuses sans répercussion sur la luminosité des lampes de projection. C'est précisément ce que nous allons faire pour déclencher les mécanismes des passe-vues.

Le schéma (Fig. 6) fait apparaître deux redresseurs doubleurs Schenkel en opposition, dont les deux entrées sont alimentées par les deux porteuses basse fréquence, et dont les deux sorties sont connectées aux bornes extrêmes d'un potentiomètre P8. Les diodes D7-D8-D9-D10 sont au germanium donnant ainsi un seuil de valeur inférieure à celui des doubleurs d'entrée du module M1.

Par conséquent il résulte de tout ceci que la tension entre le curseur du potentiomètre P8 et la masse sera nulle si les deux porteuses sont appliquées simultanément

aux deux entrées. Elle sera nulle également en l'absence totale de porteuses. Elle sera positive si l'on coupe la porteuse alimentant le projecteur droit. Elle sera enfin négative si l'on coupe la porteuse alimentant le projecteur gauche.

D'où la table de vérité suivante :

G	D	O
0	0	0
1	0	+ 1
0	1	- 1
1	1	0

La sortie « S » est connectée simultanément à l'entrée de deux comparateurs Ci5 et Ci6 inversés l'un par rapport à l'autre. Pour Ci5, la tension de référence est

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Module M1

R14 élément résistif à couche 1/4 W 22 k Ω \pm 10 %
 R15 élément résistif à couche 1/4 W 100 k Ω
 R16 élément résistif à couche 1/4 W 100 k Ω
 R17 élément résistif à couche 1/2 W 330 Ω 10 %
 R18 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω
 R19 élément résistif à couche 1/4 W 100 k Ω
 R20 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω
 R28 élément résistif à couche 100 k Ω 1/4 W
 R29 élément résistif à couche 100 k Ω 1/4 W
 R30 élément résistif à couche 1/2 W 330 Ω 10 %
 R32 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω
 R33 élément résistif à couche 100 k Ω 1/4 W
 R34 élément résistif à couche 10 k Ω 1/4 W
 R35 élément résistif à couche 22 k Ω 1/4 W

C12 condensateur plat plastique 0,1 μ F
 C13 condensateur électrochimique 1 μ F 10 Vs
 C14 condensateur plat plastique 10 nF
 C15 condensateur électrochimique 220 μ F 25 Vs
 C16 condensateur plat plastique 0,1 μ F

C17 condensateur électrochimique 220 μ F 25 Vs
 C24 condensateur plat plastique 0,1 μ F
 C25 condensateur électrochimique 1 μ F 10 Vs
 C26 condensateur plat plastique 10 nF
 C27 condensateur électrochimique 220 μ F 25 Vs
 C28 condensateur plat plastique 0,1 μ F
 C29 condensateur électrochimique 220 μ F 25 Vs

D1 diode au silicium BAX13
 D2 diode au silicium BAX13
 D3 diode au silicium BAX13
 D4 diode au silicium BAX13
 D5 diode au silicium BAX13
 D6 diode au silicium BAX13

P3 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 250 k Ω
 P4 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 25 k Ω
 P6 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 250 k Ω
 P7 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 25 k Ω

Ci3 circuit intégré L120 SGS ATES
 Ci4 circuit intégré L120 SGS ATES

Dans projecteurs

T9 triac TXAL 2210 B Silec
 T10 triac TXAL 2210 B Silec

Module M2

R40 élément résistif à couche 1/4 W 15 k Ω \pm 10 %
 R41 élément résistif à couche 1/4 W 15 k Ω \pm 10 %
 R42 élément résistif à couche 1/4 W 100 Ω \pm 10 %
 R43 élément résistif à couche 1/4 W 100 Ω \pm 10 %
 R45 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω \pm 10 %
 R46 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω \pm 10 %
 R47 élément résistif à couche 1/4 W 220 k Ω \pm 10 %
 R48 élément résistif à couche 1/4 W 22 k Ω \pm 10 %
 R49 élément résistif à couche 1/4 W 22 k Ω \pm 10 %
 R50 élément résistif à couche 1/4 W 150 k Ω \pm 10 %
 R57 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω \pm 10 %
 R58 élément résistif à couche 1/4 W 10 k Ω \pm 10 %
 R59 élément résistif à couche 1/4 W 22 k Ω \pm 10 %
 R60 élément résistif à couche 1/4 W 22 k Ω \pm 10 %
 R61 élément résistif à couche 1/4 W 150 k Ω \pm 10 %
 R62 élément résistif à couche 1/4 W 220 k Ω \pm 10 %

C33 condensateur plat plastique 47 nF
 C34 condensateur plat plastique 47 nF

C35 condensateur plat plastique 180 nF

C36 condensateur plat plastique 180 pF
 C37 condensateur céramique 10 pF
 C38 condensateur plat plastique 10 nF
 C45 condensateur céramique 10 pF
 C46 condensateur plat plastique 10 nF

P8 potentiomètre ajustable miniature à plat 100 k Ω
 P13 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 25 k Ω
 P15 potentiomètre ajustable miniature montage à plat 25 k Ω

D7 diode au germanium 0 A 90
 D8, D9, D10 diodes au germanium 0 A 90
 D11, D12, D13, D14 diodes au silicium BAX13

Ci5 circuit intégré μ A 709 DIL
 Ci6 circuit intégré μ A 709 DIL
 T3 transistor BC107
 T4 binistor BRY 39 RTC
 T5 triac TDAL 223 B Silec
 T6 transistor BC107
 T7 binistor BRY 39 RTC
 T8 triac TDAL 223 B Silec

Tr1 transformateur d'impulsions 1010-2001 Myrra Hi-G
 Tr2 transformateur d'impulsions 1010-2001 Myrra Hi-G

positive, appliquée à l'entrée inverseuse. Pour Ci6, la tension de référence négative est appliquée à l'entrée non inverseuse. Il en résulte la table de vérité suivante :

G	D	S	SCi5	SCi6
0	0	0	-1	-1
1	0	+1	+1	-1
0	1	-1	-1	+1
1	1	0	-1	-1

Ce qui revient à dire que lorsque les deux porteuses basse fréquence sont simultanément présentes ou absentes, il ne se passe rien. Lorsque l'on coupe momentanément la porteuse du projecteur gauche, Ci6 change d'état et provoque la mise sous tension du dispositif de changement de vue du projecteur droit et donc le changement de la diapositive engagée dans la fenêtre de projection.

Le même raisonnement est applicable à l'autre voie.

Deux constatations s'imposent :

— Lorsque le magnétophone étant à l'arrêt, les deux porteuses sont simultanément absentes, les vues ne défilent pas.

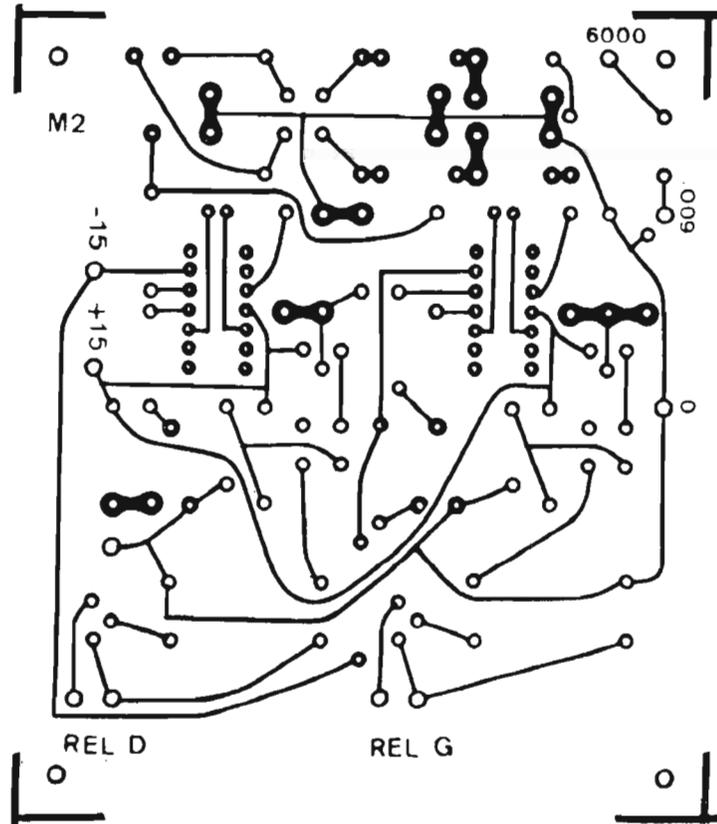
— Il y a croisement des commandes. Ceci est volontaire. C'est lorsqu'un projecteur est allumé que l'on peut couper la porteuse. Il fallait donc que cette coupure agisse sur l'autre, celui qui est éteint.

Les hypocondriaques s'étonneront que l'on n'ait pas utilisé des relais pour commander le changement de vues. Nous leur répondrons que cela eut coûté aussi cher, n'aurait pas été silencieux, et aurait en outre provoqué des claquements dans le son. (Un prototype précédent en était équipé).

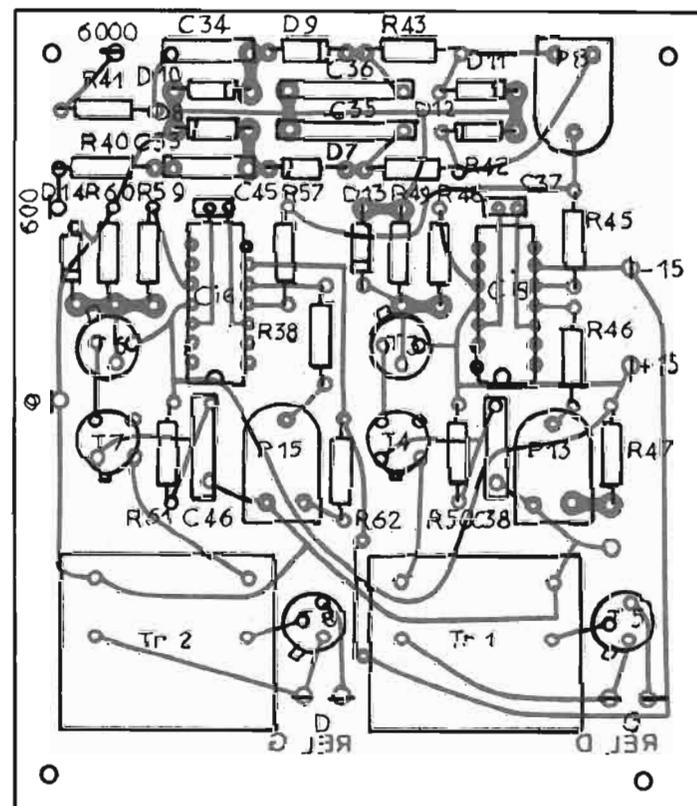
Les diodes au silicium D11 et D12 écrètent les tensions de sortie des doubleurs à 0,28 V. N'oublions pas en effet que sur le projecteur éteint, la porteuse atteint une amplitude de 3 Veff, ce qui déclencherait le comparateur inopportunistement.

Les diodes au silicium D13 et D14 protègent les jonctions base émetteur en inverse sur les transistors T3 et T6 montés en collecteurs communs.

Les binistors T4 et T7 sont contrôlés par leur porte d'anode.



Plan 6 - Typon M2.



Plan 7 - Implantation M2.

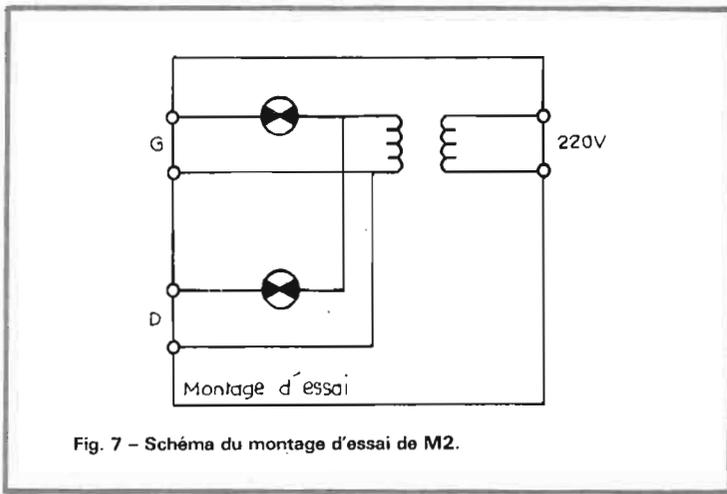


Fig. 7 - Schéma du montage d'essai de M2.

La fréquence des impulsions est donnée par les cellules R50 C38 et R61-C46.

La plaquette de câblage imprimé sera réalisée conformément aux plans N° 6 et 7.

Pour procéder aux essais, il faudra alimenter le module en + 15 et - 15 V, et confectionner le montage suivant le schéma N° 7.

Régler le potentiomètre P8 à mi-course, ajuster le potentiomètre P13 de la manière suivante :

- Si l'ampoule du montage

d'essai est allumée, tourner le potentiomètre P13 jusqu'à obtenir l'extinction de cette ampoule, et continuer la rotation de quelques degrés.

- Si l'ampoule n'est pas allumée, tourner le potentiomètre P13 pour l'allumer et revenir en arrière de quelques degrés.

Effectuer les mêmes opérations pour ajuster le potentiomètre P15.

Raccorder l'entrée gauche à un générateur basse fréquence réglé sur 1 000 Hz environ et appliquer

à cette entrée un signal d'amplitude de 0,8 V crête. L'ampoule gauche doit s'allumer.

Procéder de même pour l'entrée droite, l'ampoule droite doit s'allumer.

Enfin raccorder en dérivation les deux entrées au générateur et appliquer un signal de fréquence 1 000 Hz et d'amplitude 0,8 V crête, les deux ampoules doivent rester éteintes.

En cas de non fonctionnement, non imputable à une erreur de câblage, vérifier les tensions de référence des comparateurs. Ces tensions doivent être voisines de 0,3 V.

Les sorties (bornes 10 des Ci) des comparateurs doivent passer de - 12 V à + 12 V environ lors du changement d'état. Simultanément, les portes d'anode des binistors T4 et T7, passent de 0 à + 7 V environ. Si tout ceci est correct, s'assurer, à l'aide d'un oscilloscope, que les binistors oscillent, et que les impulsions sont présentes aux bornes des secondaires des transformateurs d'impulsions T1 et T2. Si le fonctionnement est toujours incorrect, il y a fort à parier que T5 et T8 sont mal montés.

Le fonctionnement des doubleurs ayant été vu à l'occasion des essais du module M1, nous n'y reviendrons plus.

Votre module est prêt pour le montage final.

(à suivre)

M. LABRE

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE

PUBLIFIX 5612

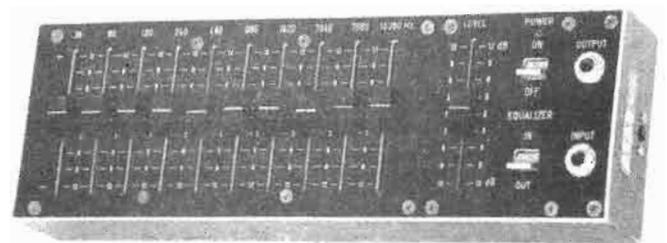


LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967-27-84

COUPON-REPOSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

ÉGALISEUR PROFESSIONNEL Mono SPÉCIAL ORCHESTRE

1 076 F



10 gammes de fréquences 30 Hz, 60 à 15.360 Hz

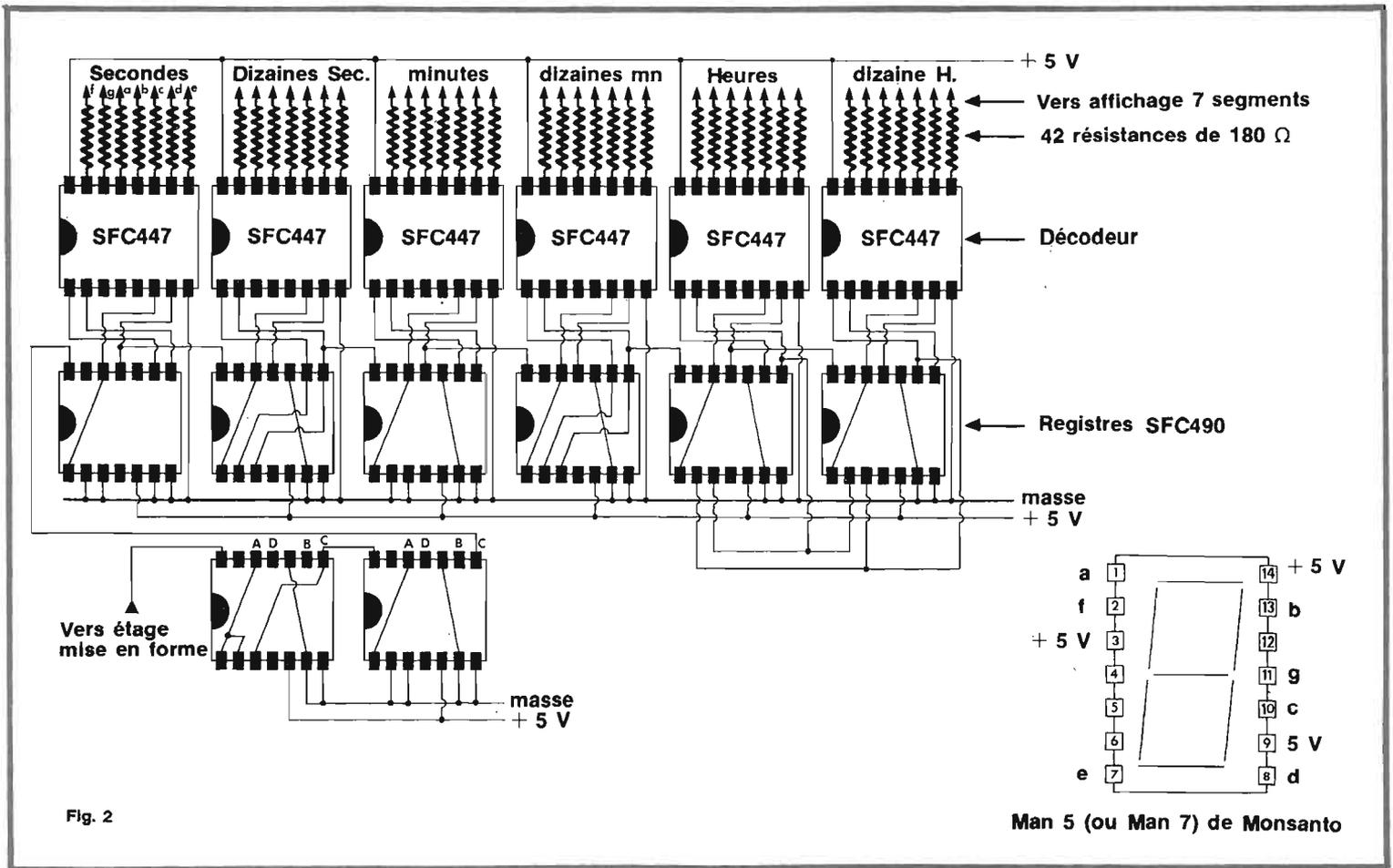
AVAB Qualité suédoise

Tonalité : + 12 dB - Distorsion : 0,02 %
Dimensions : 294 x 94 x 41

1 AN DE GARANTIE. Livré avec secteur (24 V)

DOCUMENTATION GRATUITE

T.K., Le Continental,
Place des Moulins, Monte Carlo, Monaco.
Téléphone : (93) 30.23.95



le simulateur logique (se reporter aux précédents articles).

Le condensateur de 2200 μF 30 volts assure le filtrage de cette tension redressée.

La régulation est obtenue par le circuit intégré 2309R qui est un régulateur 5 volts (brochage figure 3).

La ligne 5 volts sera découplée d'une part par les capacités de 470 μF et de 0,47 μF et d'autre part sur la carte où se trouvent les registres de comptage, chaque

groupe de circuits intégrés par un condensateur de 47 nF en parallèle sur un de 22 μF .

B. - L'enroulement du transformateur délivrant la sinusoïde à 50 Hz

Cet enroulement séparé sera constitué de 20 ou 30 spires de fil, de façon à obtenir une tension comprise entre 2 et 4 volts. Plus faible cette tension aurait de la difficulté à débloquer l'étage de mise en forme. Plus forte il serait

nécessaire de monter une diode de protection entre la base et la masse du premier transistor (en pointillé sur le schéma) et d'augmenter la résistance de base de 1 k Ω .

Il est probable que vous vous heurterez à certaines difficultés pour acquérir un transformateur à 2 secondaires (9 V et 3 volts). Vous serez sans doute obligé de bobiner vous-même ce second enroulement.

Pour mener à bien cette opéra-

tion, retirer toutes les tôles du transformateur ainsi que le carton protégeant les enroulements. Bobiner les 30 spires avec du fil fin émaillé, ou bien isolé sous plastique si toutefois vous disposez de suffisamment de place. Cette opération terminée, remonter les tôles comme elles se trouvaient avant, en prenant garde de ne pas endommager les enroulements, ce qui mettrait hors d'usage le transformateur. Le diamètre du fil importe peu, l'inten-

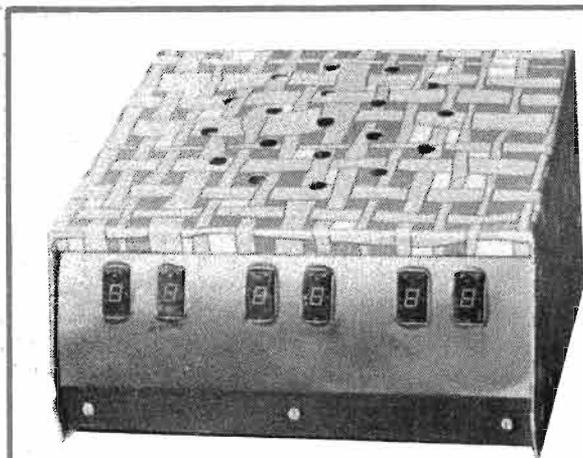


Photo 1 - Vue extérieure. On notera la présence des trous d'aération. Le capot supérieur et la face avant sont recouverts de plastique adhésif.

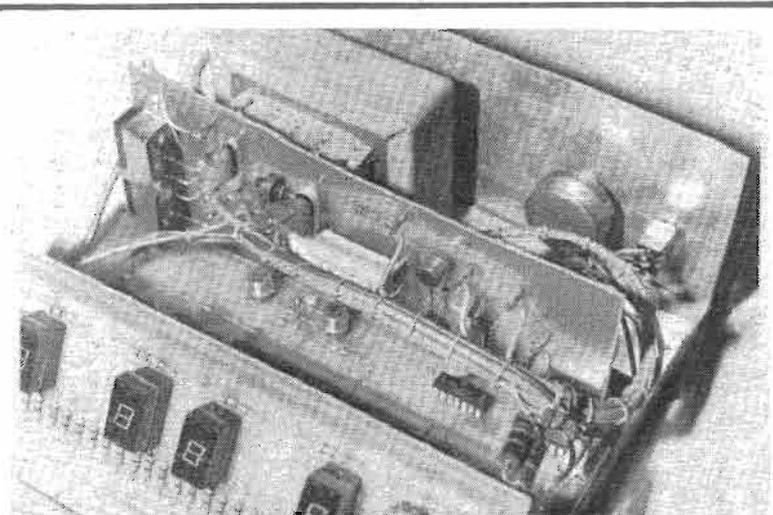


Photo 2 - Vue interne avec disposition des 3 circuits imprimés.

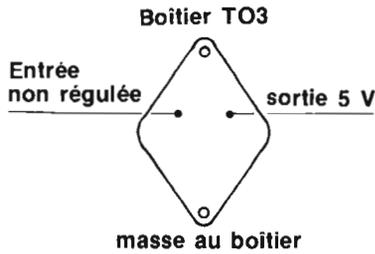


Figure 3 : Régulateur 2309R
Vue de dessous

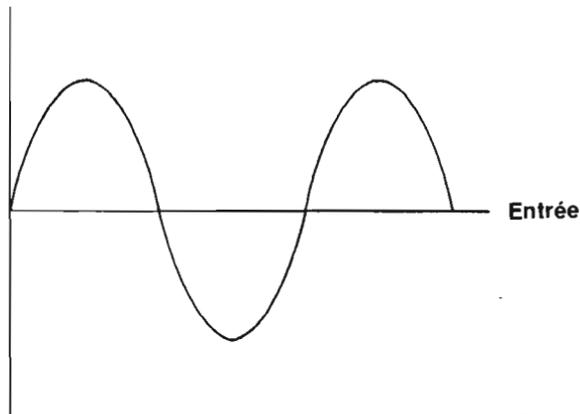


Figure 4

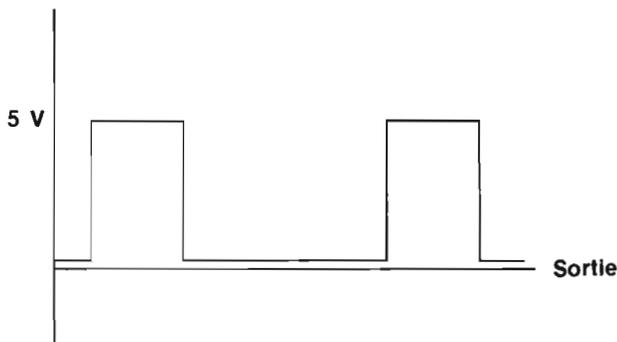


Fig. 4

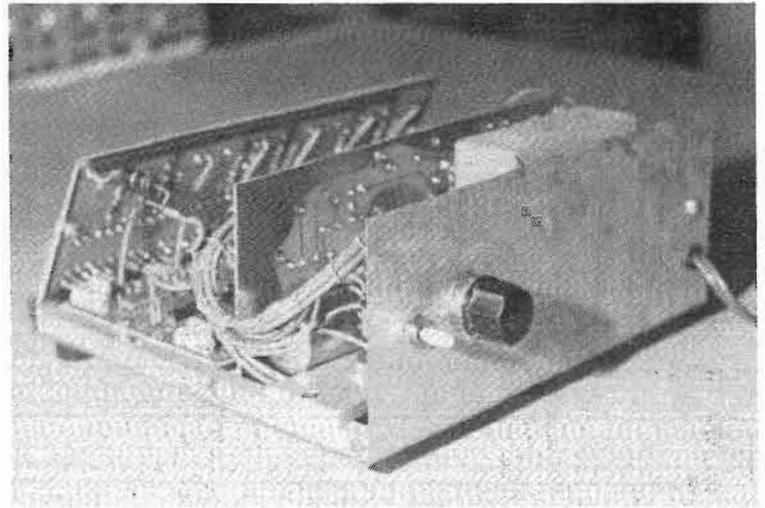


Photo 3 - On notera sur l'arrière le commutateur de remise à l'heure et le potentiomètre de réglage de fréquence du générateur de remise à l'heure.

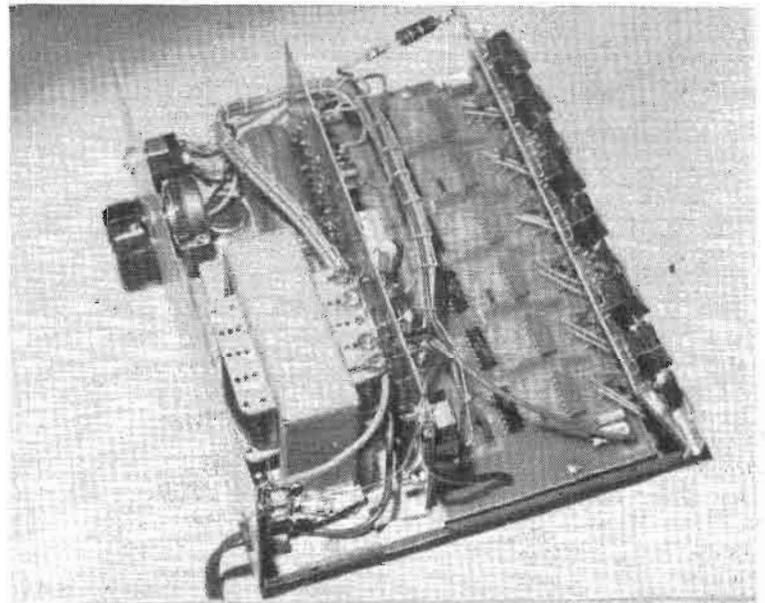


Photo 4 - Le toron permet de rendre le câblage plus propre.

sité du courant étant très faible (2 ou 3 mA).

C. - Le filtre anti-parasite

Le plus important reproche que l'on puisse formuler à l'encontre du secteur, lorsqu'il est utilisé comme générateur, est de véhiculer un grand nombre de parasites.

Ces parasites ont généralement une fréquence relativement élevée par rapport au 50 Hz. Cette différence de fréquence permet leur élimination à l'aide de filtres adaptés.

Nous utilisons un filtre constitué de deux condensateurs et d'une self de choc (celle-ci pourra être achetée dans le commerce, ou bien confectionnée par vos soins, en bobinant une centaine de spires de fil isolés sur le corps d'une résistance de 100 k Ω).

D. - Le générateur de remise à l'heure

Devenu classique pour nous, ce type de générateur a déjà été utilisé dans le simulateur logique. Toutefois, pour l'usage que nous en faisons aujourd'hui, certains éléments ont changé de valeur, de façon à couvrir une gamme de fréquence plus élevée.

E. - La commutation remise à l'heure, attente, marche normale

C'est un simple commutateur à 3 positions. La position médiane (attente) n'est pas connectée. Dans la position « normale » c'est le signal 50 Hz qui est appliqué au circuit de mise en forme, tandis que le signal de fréquence plus élevée est appliqué en position « remise à l'heure ».

F. - L'étage de mise en forme

Dérivé du trigger de Schmitt, la sortie ne prend que 2 états haut ou bas (fig. 4).

G. - Division par 50

Nous avons repris le registre étudié dans le numéro précédent.

H. - Les registres secondes, minutes et heures

Là aussi nous reprenons les études réalisées précédemment, en ce qui concerne l'affichage nous utilisons des éléments 7 segments ; si vous le désirez vous pouvez utiliser un affichage par tubes Nixie. Il vous sera alors nécessaire de modifier le circuit imprimé au niveau décodage. Le brochage des décodeurs SFC441 et SFC447 étant différent.

II. - LA RÉALISATION

A. - Confection des circuits imprimés

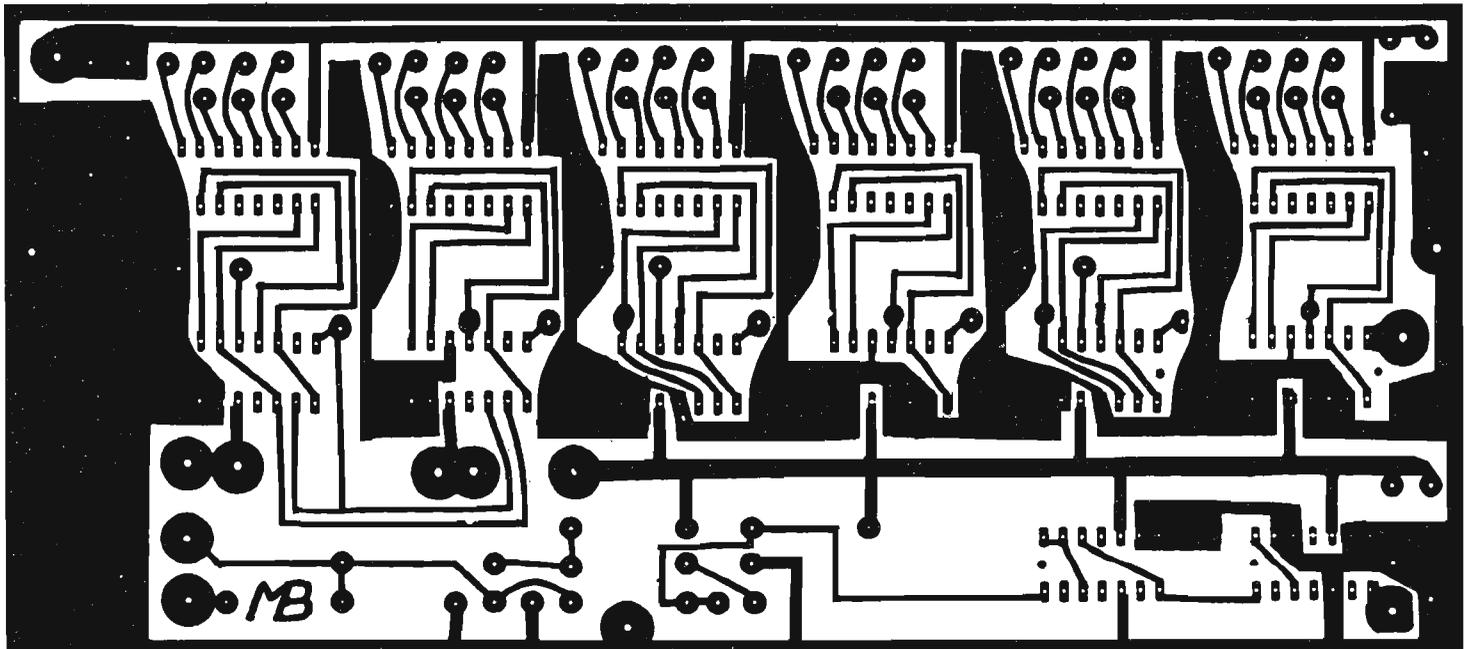
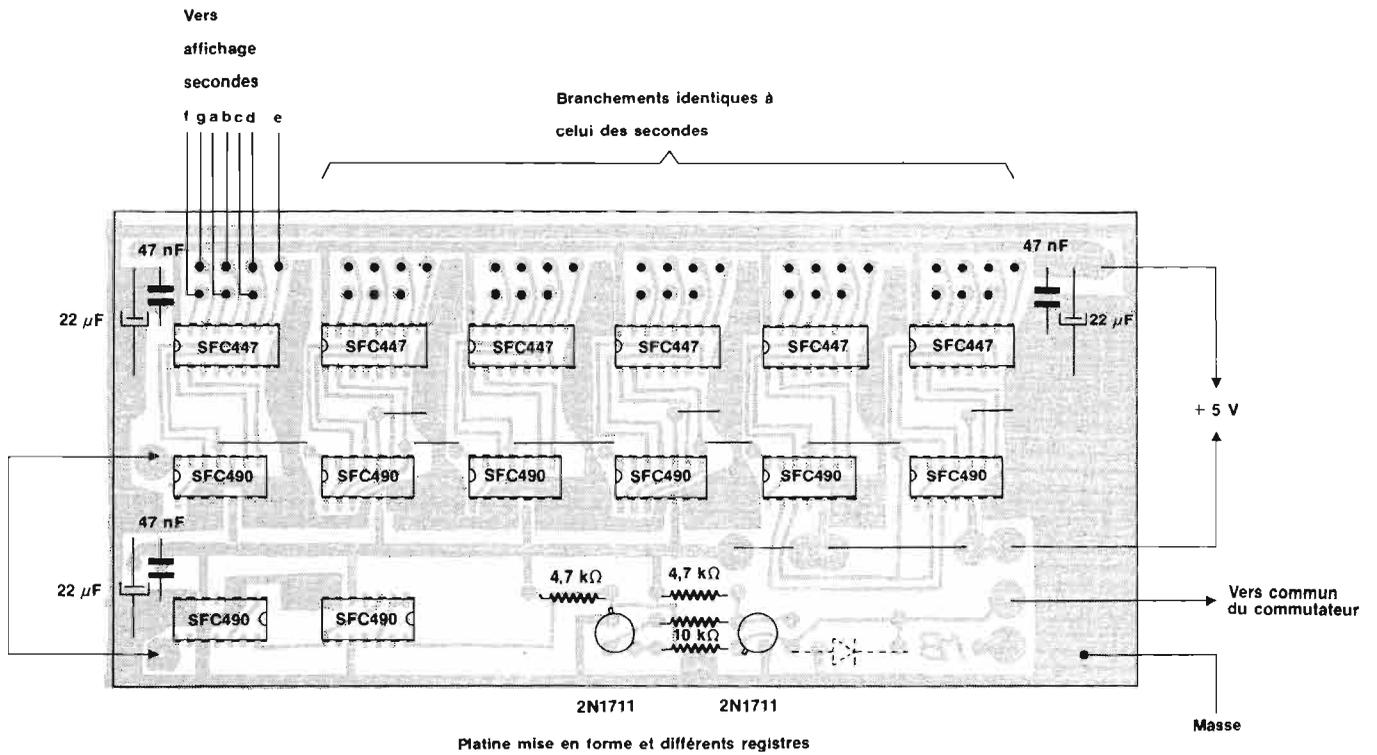
Vous pouvez, soit dessiner votre propre implantation en la personnalisant, soit reprendre celle qui vous est donnée.

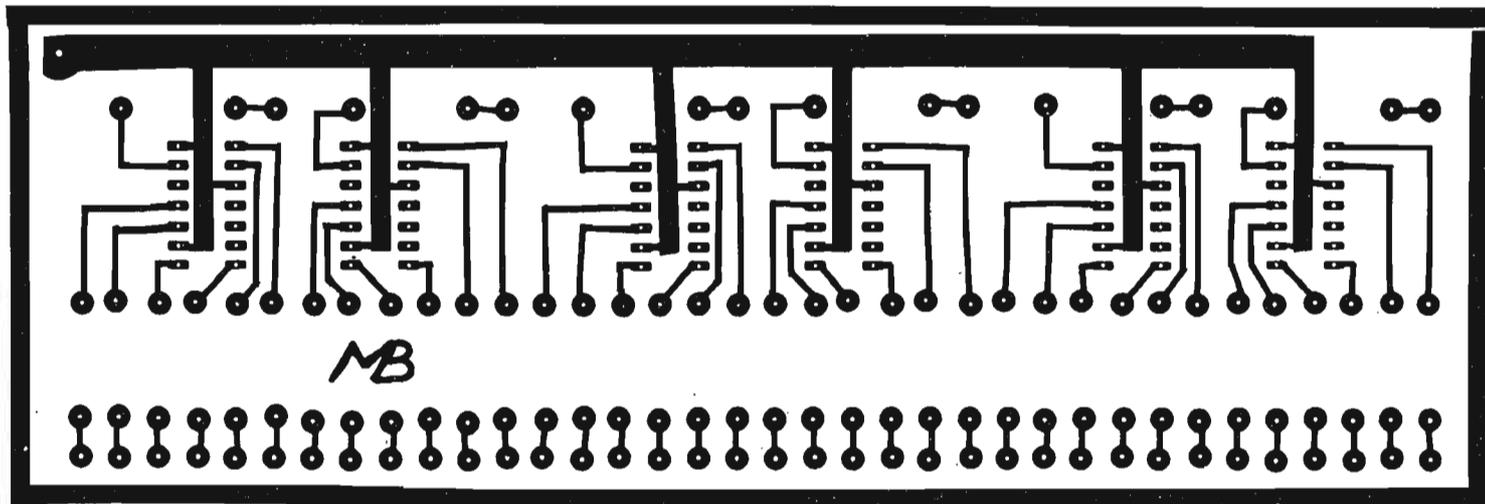
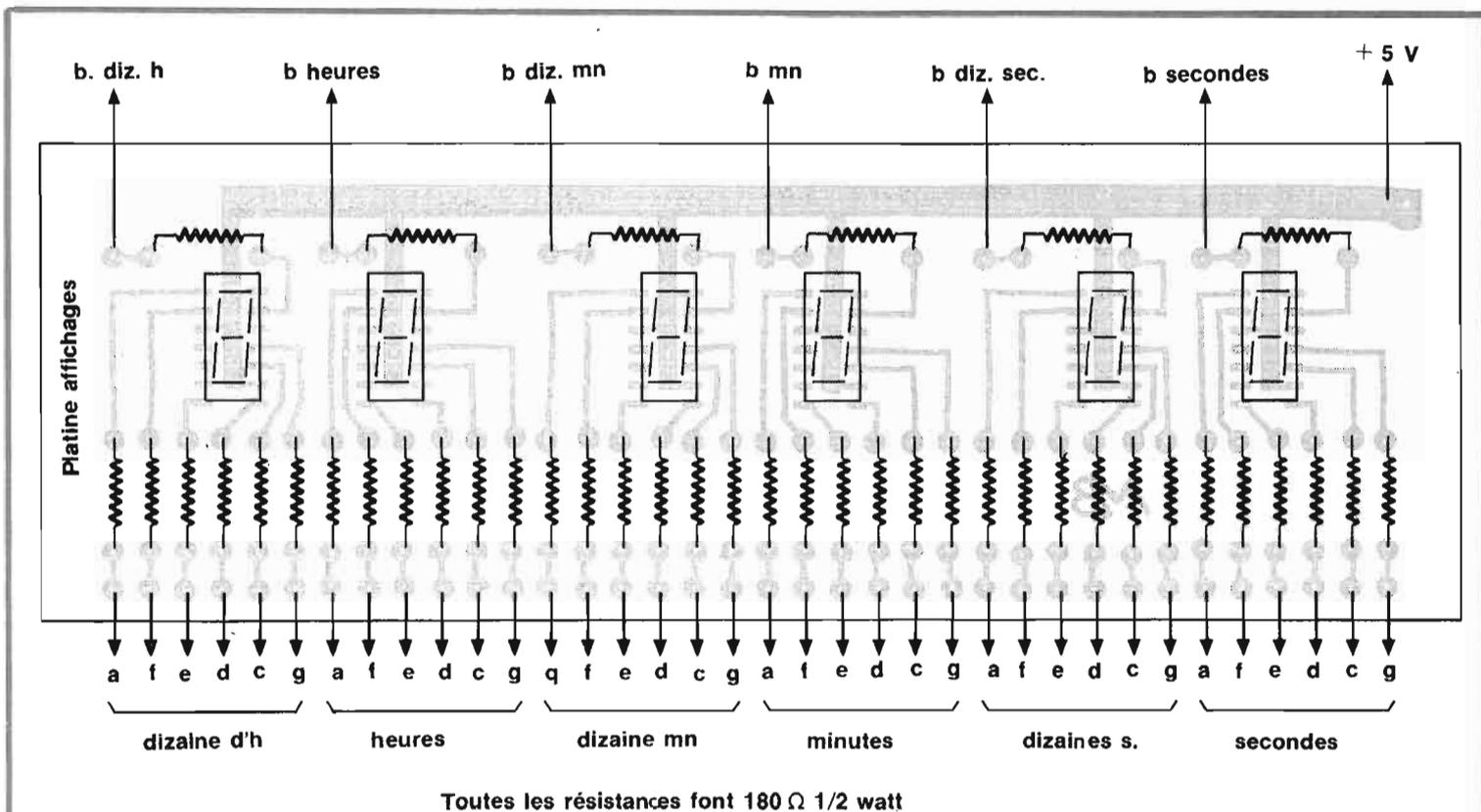
B. - Câblage des circuits imprimés

Aucune précaution spéciale, sinon le sens de branchement des circuits intégrés et des transistors. Les éléments 7 segments étant des composants relativement chers, nous pensons qu'il est prudent de les monter sur supports.

C. - Montage mécanique

Reportez-vous aux différentes





photos qui vous présentent l'intérieur du coffret.

Le transformateur et le régulateur sont montés sur une barre d'aluminium de 3,5 mm de large et 5 mm d'épaisseur qui leur sert de support et de radiateur pour le régulateur 5 V.

Le potentiomètre et le commutateur de remise à l'heure sont fixés sur le panneau arrière.

La plaquette circuit imprimé supportant l'alimentation et le générateur d'effacement est fixée verticalement.

Celle supportant les registres

de comptage et les décodeurs, horizontalement.

Afin de rendre la lecture plus aisée, le circuit imprimé supportant les affichages pourra être fixé légèrement incliné.

Il est nécessaire à chaque étape du montage de vérifier qu'il n'existe pas de court-circuit entre les éléments et la masse, ou bien entre deux éléments voisins.

Il ne reste plus qu'à réaliser les liaisons entre cartes de circuits imprimés. Vous pouvez, soit réaliser cette opération en « toile d'araignée », soit confectionner

un toron qui sera beaucoup plus présentable et facilitera un éventuel dépannage, si un jour celui-ci était nécessaire.

L'auteur pour sa part vous recommande bien entendu, la seconde solution, il vous conseille en outre d'apporter beaucoup de soin à cette réalisation, notamment aux soudures. L'horloge qu'il a construit et qui sert de support à cet article et bien qu'il ne s'agisse que d'un prototype, a fonctionné correctement la dernière soudure faite.

III. - MISE AU POINT DÉPANNAGE

Réalisée correctement, cette horloge fonctionne de suite. Pourtant il est possible qu'une légère erreur se soit glissée en cours de montage.

Nous allons passer en revue quelques-uns des nombreux cas qui peuvent se présenter.

A. - Le fusible saute à la mise sous-tension

— Vérifier si la tension du réseau

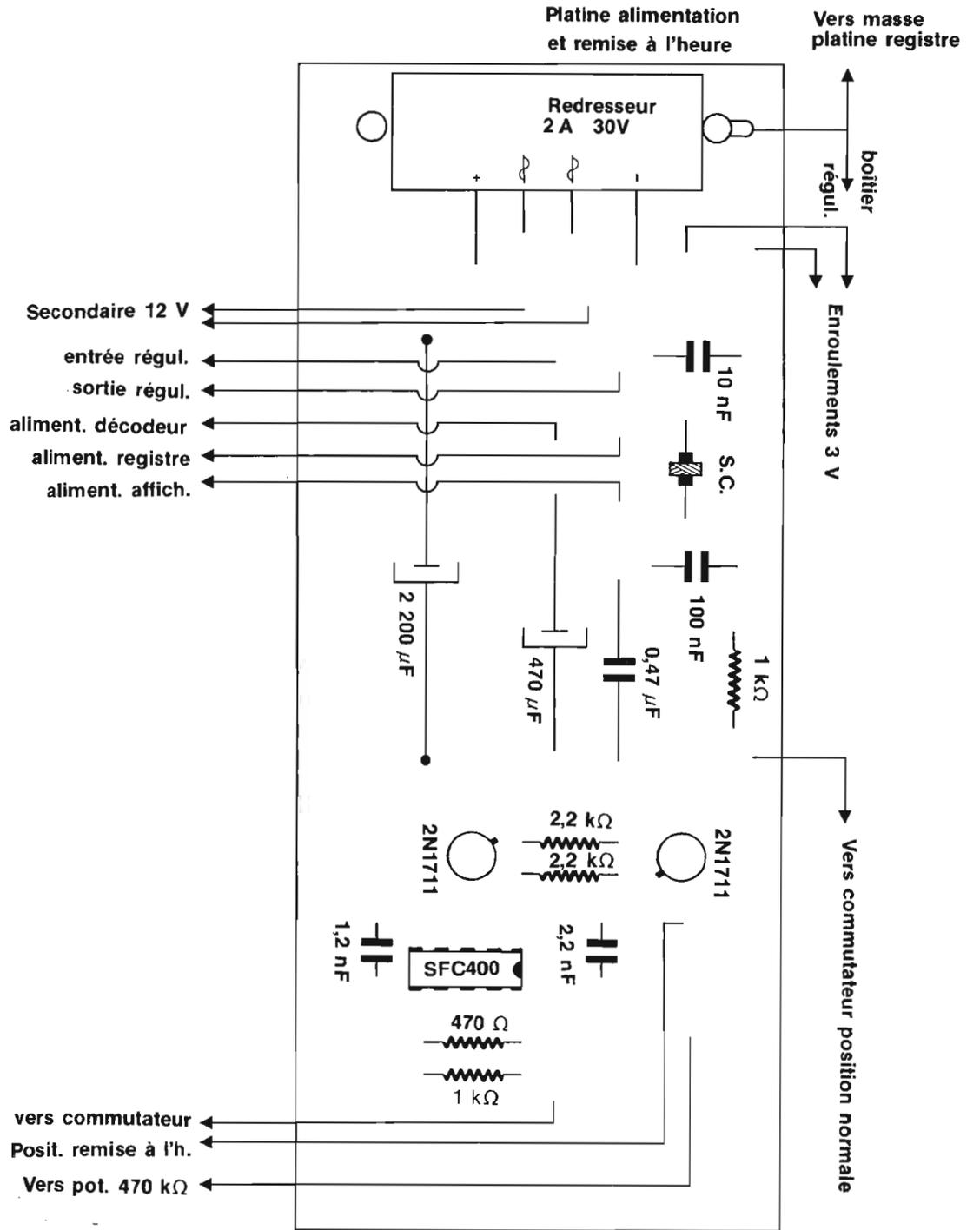
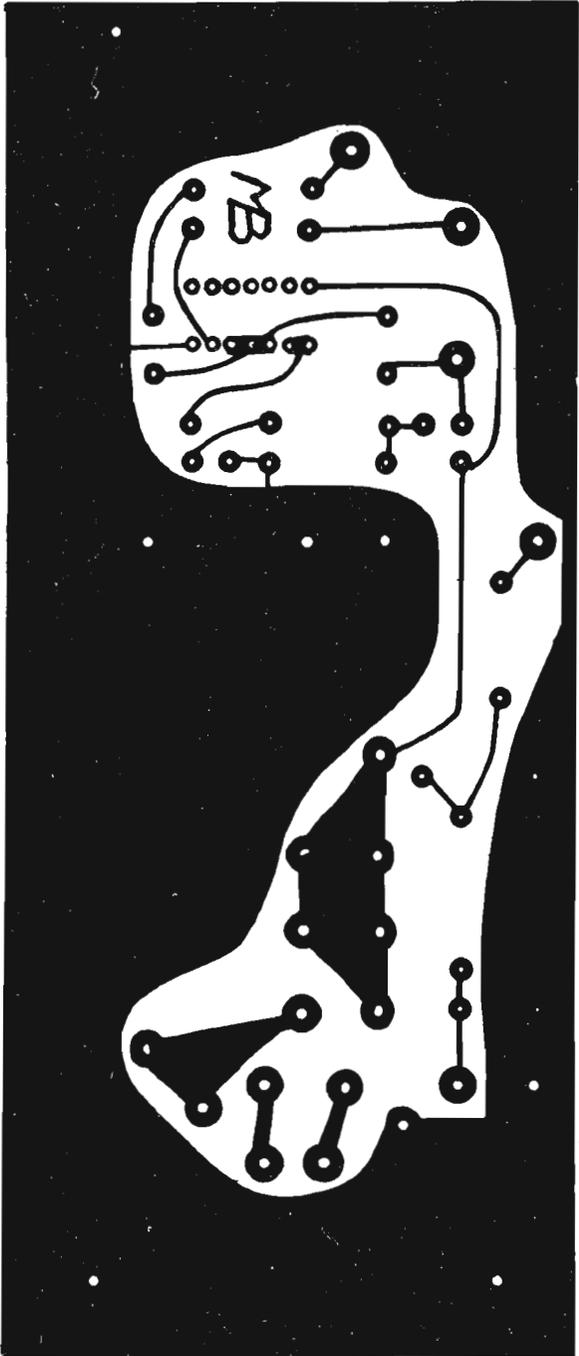


Photo 6 - Les affichages 7 segments sont montés sur supports.

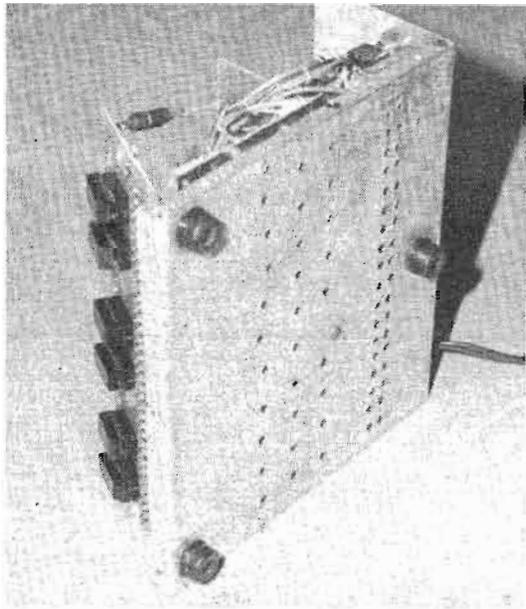
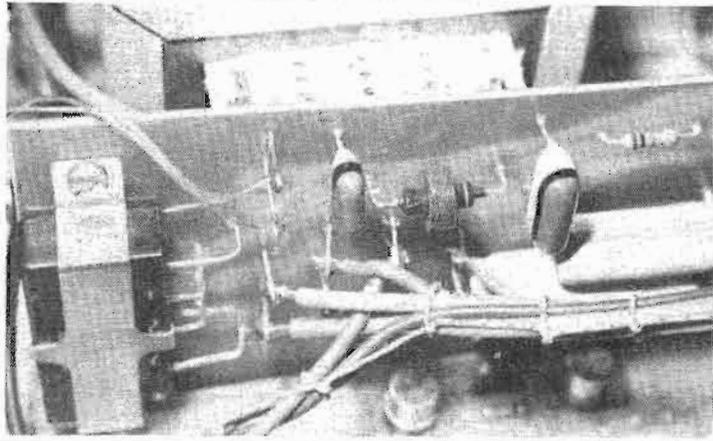
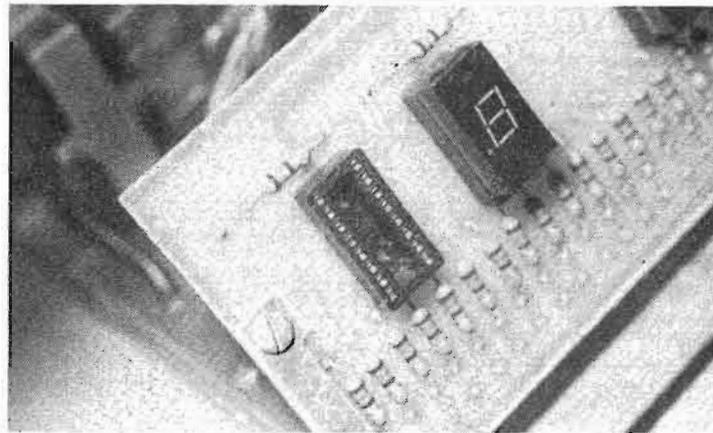


Photo 5 - Nécessité d'une bonne aération, notamment sous le transformateur et sous le régulateur.

Photo 7 - Sur la gauche on notera la présence du pont redresseur. Au centre, le filtre anti-parasites.



correspond à celle pour laquelle le transformateur est prévu.

— Vérifier le câblage et les éléments de votre alimentation le régulateur SFC2309R limite le courant de court-circuit automatiquement, il est par ce fait peu probable que la panne se trouve après de régulateur.

B. - Le fusible ne fond pas, mais les affichages restent éteints

- Vérifier la tension au primaire du transformateur.
- Vérifier la tension filtrée sur le condensateur de filtrage (15 à 20 volts environ).
- Vérifier le +5 V en sortie du régulateur.
- Vérifier le +5 V sur chaque carte imprimée.
- Les décodeurs sont-ils branchés correctement ?

C. - Les affichages sont allumés, mais il n'y a pas de comptage

- A l'aide d'un témoin lumineux, vérifier si les créneaux de une seconde arrivent sur l'entrée du registre seconde.
- Si oui, vérifier le sens et le branchement du SF 490 des unités secondes et la liaison avec le décodeur.
- Si non passer en position remise à l'heure, si le comptage fonctionne la panne est dans l'enroulement 3 V, ou dans la

commutation. Si le comptage ne fonctionne toujours pas vérifier le câblage du diviseur par 50 et de la mise en forme.

— Vous pouvez également mettre le commutateur en position attente et relier ce point milieu au générateur du simulateur logique (régler sa fréquence à 1 Hz environ) au travers d'une résistance de 4,7 k Ω . Il est alors très facile de suivre le signal à l'aide d'un témoin logique.

D. - Certains segments ne s'allument jamais

Vérifier les contacts du support, la liaison au décodeur via la résistance de 180 Ω .

E. - Ce ne sont pas les bons segments qui s'allument

- Arrêter la pendule sur un chiffre donné (à l'aide du commutateur en position attente).
- Connecter 4 témoins logiques sur les sorties du compteur SFC 490. Vérifier que le code BCD est correct.
- Vérifier les liaisons entre les sorties décodeurs et les résistances de 180 Ω .

F. - Le comptage est incorrect

Vérifier les circuits de remise à zéro.
Cette liste n'est pas exhaustive, beaucoup d'autres pannes peu-

vent se produire. Dans tous les cas procéder avec méthode, en cherchant à éliminer les uns après les autres, tous les points qui peuvent être en cause.

Les pannes les plus fréquentes sont :

- mauvaises soudures (pas de contact électrique),
- court-circuit entre deux pattes de circuits intégrés,
- circuits intégrés câblés à l'envers,
- connexions imprimées coupées (fréquent du fait de leur faible largeur),
- erreur de branchement entre cartes.

Souhaitant que vous entrepreniez cette réalisation et que vous la mènerez à terme avec succès, l'auteur serait heureux d'être informé des problèmes que vous avez rencontrés, des modifications ou améliorations que vous avez apportées.

Le mois prochain nous commencerons l'étude des circuits à grande intégration ou spéciaux, peu connus de l'amateur (mémoire, démultiplexeur, interface, etc.).

B. M.

MATÉRIEL NÉCESSAIRE

- 1 porte fusible
- 1 transformateur 25 VA secon-

daire 12 V (rajouter un enroulement 3 V)

- 1 pont redresseur 2 ampères 30 volts
- 1 condensateur chimique 2 200 μ F 50 V
- 1 condensateur chimique 470 μ F 10 V
- 3 condensateurs chimiques 22 μ F 10 V
- 3 condensateurs 47 nF
- 1 condensateur 470 nF
- 1 condensateur 100 nF
- 1 condensateur 10 nF
- 1 condensateur 2,2 nF
- 1 condensateur 1,2 nF
- 4 transistors 2N1711 ou 2N1613
- 1 diode 1N914 (facultatif si 2^o secondaire est trop fort)
- 1 régulateur SFC2309R
- 1 self de choc
- 1 commutateur 1 circuit 3 positions
- 1 potentiomètre 470 k Ω
- 1 résistance 470 Ω
- 2 résistances 2,2 k Ω
- 2 résistances 4,7 k Ω
- 2 résistances 10 k Ω
- 2 résistances 1 k Ω
- 42 résistances 180 Ω
- 1 circuit intégré SFC400
- 8 circuits intégrés SFC490
- 6 circuits intégrés SFC447
- 6 affichages 7 segments Man 5 ou Man 7 de Mosanto
- 6 supports pour affichage.

UN HACHEUR DE FREQUENCE

effets spéciaux pour
instruments de musique

NOUS avons constaté que, de nos jours, de plus en plus de jeunes, de moins jeunes et d'autres s'intéressaient intensément dans la recherche de sons nouveaux issus initialement d'instruments de musique tout-à-fait classiques tels guitares électriques, orgues... etc.

C'est pour cette raison que nous avons décidé de créer un gadget qui peut s'apparenter avec les chambres de distorsion, pédales wha-wha et tout autre sorte d'effets spéciaux. Il s'agit en effet d'un hacheur de fréquence, assez proche d'une chambre de réverbération de par les effets qu'il produit, et qui comme beaucoup d'appareils, se commande à l'aide du pied afin que le musicien conserve l'usage de ses deux mains.

EFFETS PRODUITS

Mettons l'appareil en marche et jouons une note continue quelconque à l'aide d'une guitare électrique par exemple. Nous constatons alors que le timbre et la fréquence sont respectés mais que la note est hachée. Nous sommes sûrs que cette constatation ne vous étonne pas et que vous vous en seriez doutés en lisant le titre de cet article. D'autre part un potentiomètre câblé en résistance variable situé sur le côté du coffret permet lorsque l'on actionne ce dernier de faire varier la vitesse de hachage.

On pourra aussi employer cet appareil sur un micro destiné à la reproduction de la voix humaine.

Le hachage produit permettra néanmoins de reconnaître la voix, bien que les mots prononcés demeureront incompréhensibles.

De plus si on l'utilise sur un orgue on pourra régler la vitesse de hachage pour que celle-ci coïncide avec le tempo de la musique. Nous avons, par exemple, au lieu d'une note longue, une succession de notes identiques très brèves.

Cette réalisation s'adresse donc plus particulièrement à des musiciens avides d'effets inattendus.

ETUDE THÉORIQUE L'ALIMENTATION

Nous avons deux solutions. La première, si vous voulez éviter

l'arrivée d'un fil secteur au boîtier il vous suffira de monter deux piles de 9 V du type Tibet en série. Celles-ci fourniront donc les 18 V continus nécessaires au fonctionnement de l'appareil. La deuxième est de construire une petite alimentation secteur permettant d'obtenir ces 18 V. Dans les deux cas les plans des circuits imprimés et de leur brochage vous sont fournis à la figure 3. En effet, même pour l'alimentation par piles nous avons prévu un petit circuit imprimé évitant ainsi tout problème de fixation des piles à l'intérieur du boîtier et permettant néanmoins un remplacement rapide des piles en cas d'usure de celles-ci.

Pour l'alimentation secteur, nous utiliserons un transformateur dont le primaire est 220 V et



Photo A - L'appareil terminé.

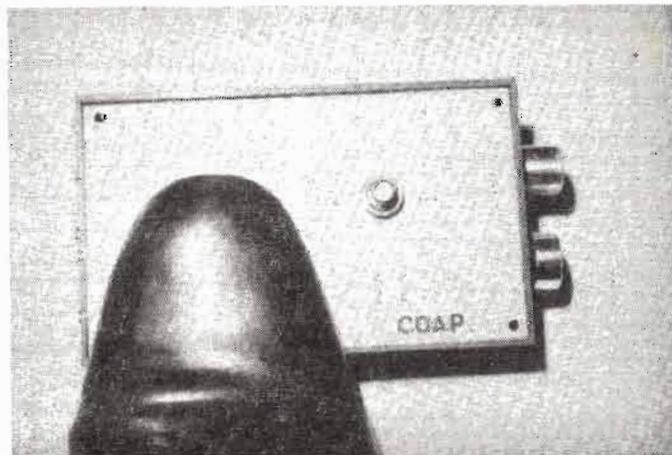


Photo B - Fonctionnement au pied.

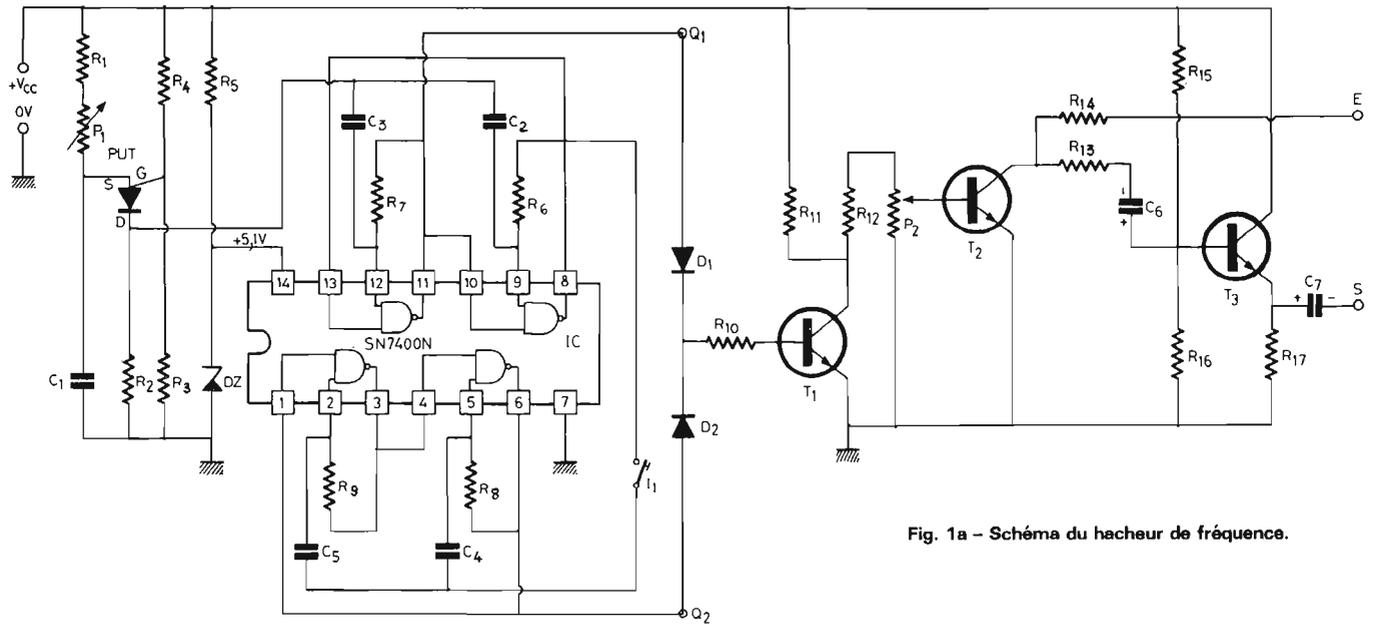


Fig. 1a - Schéma du hacheur de fréquence.

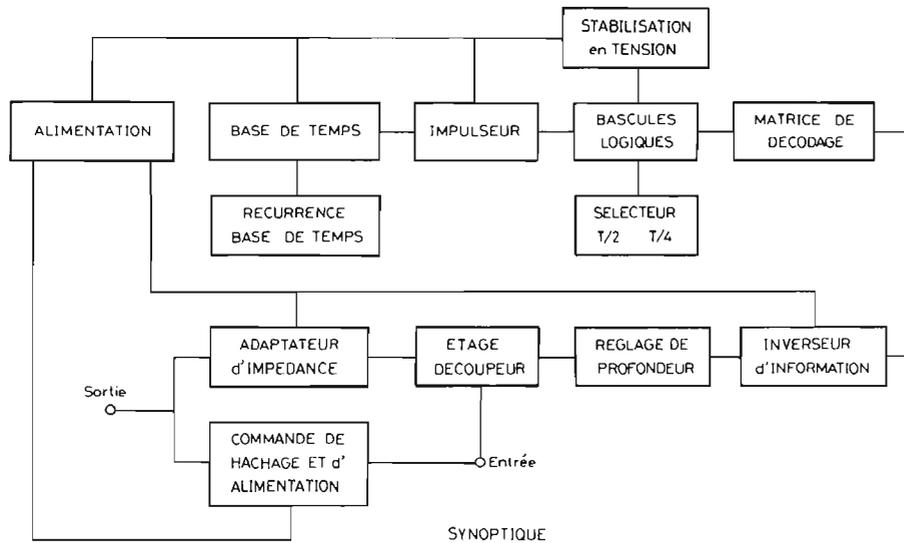


Fig. 2 - Schéma synoptique.

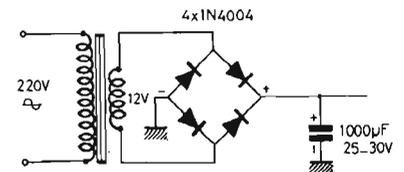


Fig. 1b - Alimentation secteur.

le secondaire 12 V et pouvant débiter un minimum de 200 mA. Ces transformateurs sont extrêmement courants et se les procurer est très facile.

Nous effectuerons ensuite un redressement bialternance à l'aide d'un pont composé de quatre diodes 1N4004. Leurs caractéristiques sont très supérieures aux tensions et aux courants demandés, mais cela assurera une parfaite fiabilité du montage. Nous filtrerons la tension issue de ce pont à l'aide d'un condensateur de 1 000 µF/25-30 V. Aucune stabilisation n'est nécessaire car les bascules possèdent leur propre circuit de stabilisation.

LE CIRCUIT BASE DE TEMPS

La base de temps est composée d'un relaxateur dont la loi de charge est :

$$V_c = V (1 - e^{-T/rc})$$

V_c tension aux bornes du condensateur
 V tension d'alimentation
 T temps de relaxation
 r résistance en série sur le condensateur
 C valeur du condensateur

De cette formule nous tirons :

$$T = rc \left(\ln \frac{V_c}{V} \right)$$

nous prendrons la tension de déclenchement de l'impulseur à 9 V. Fixons-nous $C = 1 \mu F$ et calculons deux valeurs de r correspondant l'une à $T = 0,5$ s soit $f = 2$ Hz et l'autre à $T = 0,05$ s soit $f = 20$ Hz de notre équation nous tirons :

$$r = \frac{T}{C \left(\ln \frac{V_c}{V} \right)}$$

donc à $T = 0,5$ s correspond $r = 720 \text{ k}\Omega$ et à $T = 0,05$ s, $r = 72 \text{ k}\Omega$.

Nous constatons que la relation entre T et r est une fonction linéaire. Cependant n'oublions

pas qu'en sortie nous n'utiliserons qu'une impulsion sur quatre donc nous prendrons une résistance de $72 \text{ k}\Omega$ sur 4 soit $18 \text{ k}\Omega$, et un potentiomètre de

$$\frac{720-72}{4} = 160 \text{ k}\Omega$$

donc $220 \text{ k}\Omega$ cette valeur étant normalisée.

Ce potentiomètre sera linéaire et permettra de régler la récurrence de la base de temps. Cette base de temps pilote directement l'étage impulseur.

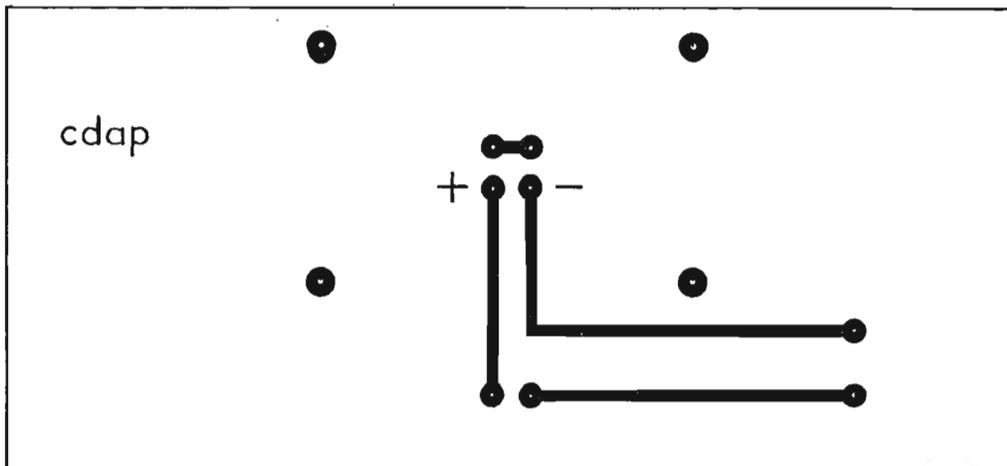
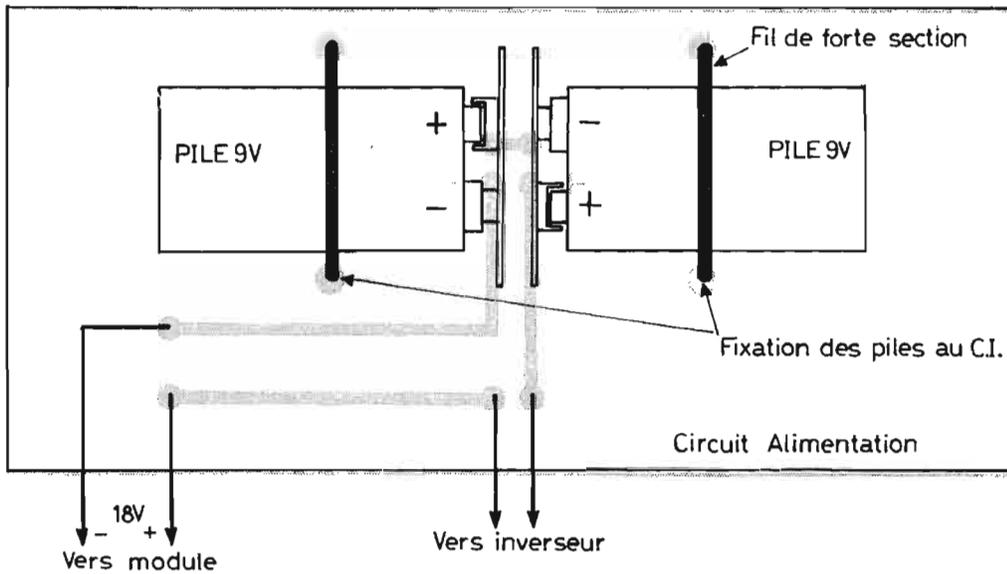
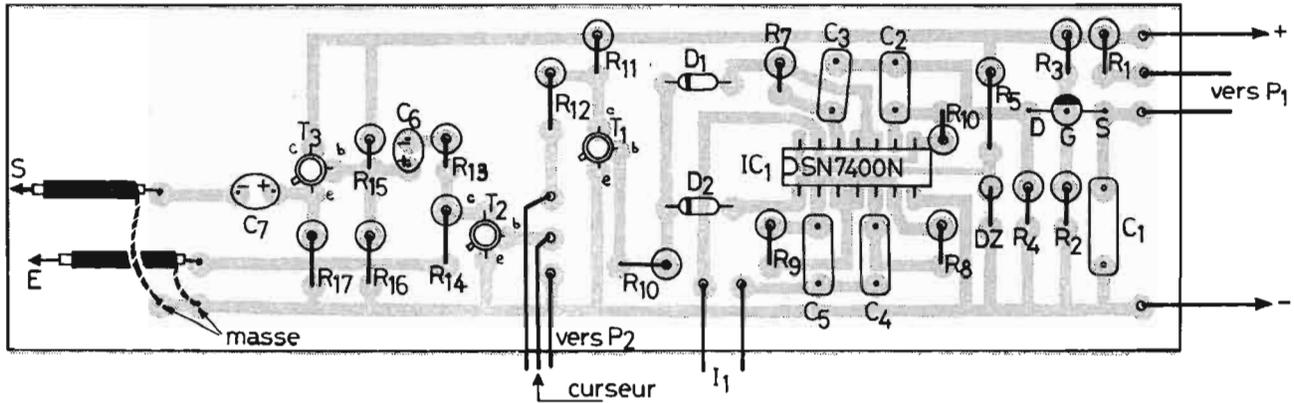
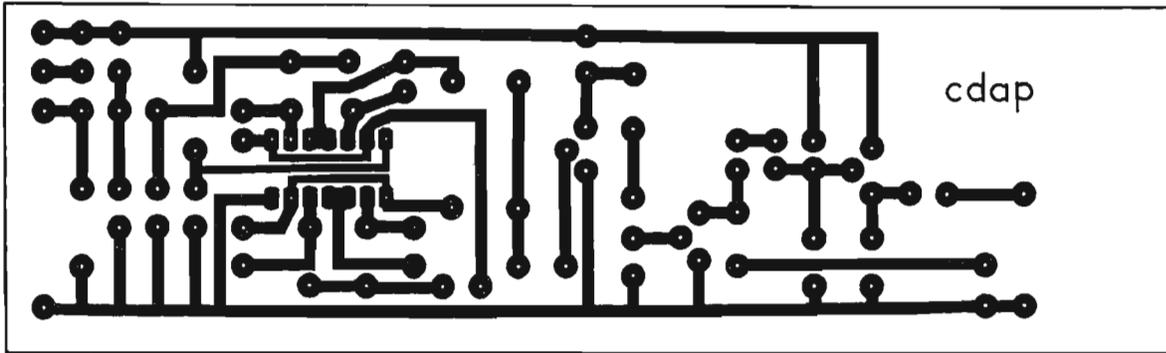


Fig. 3a - Réalisation des circuits imprimés.

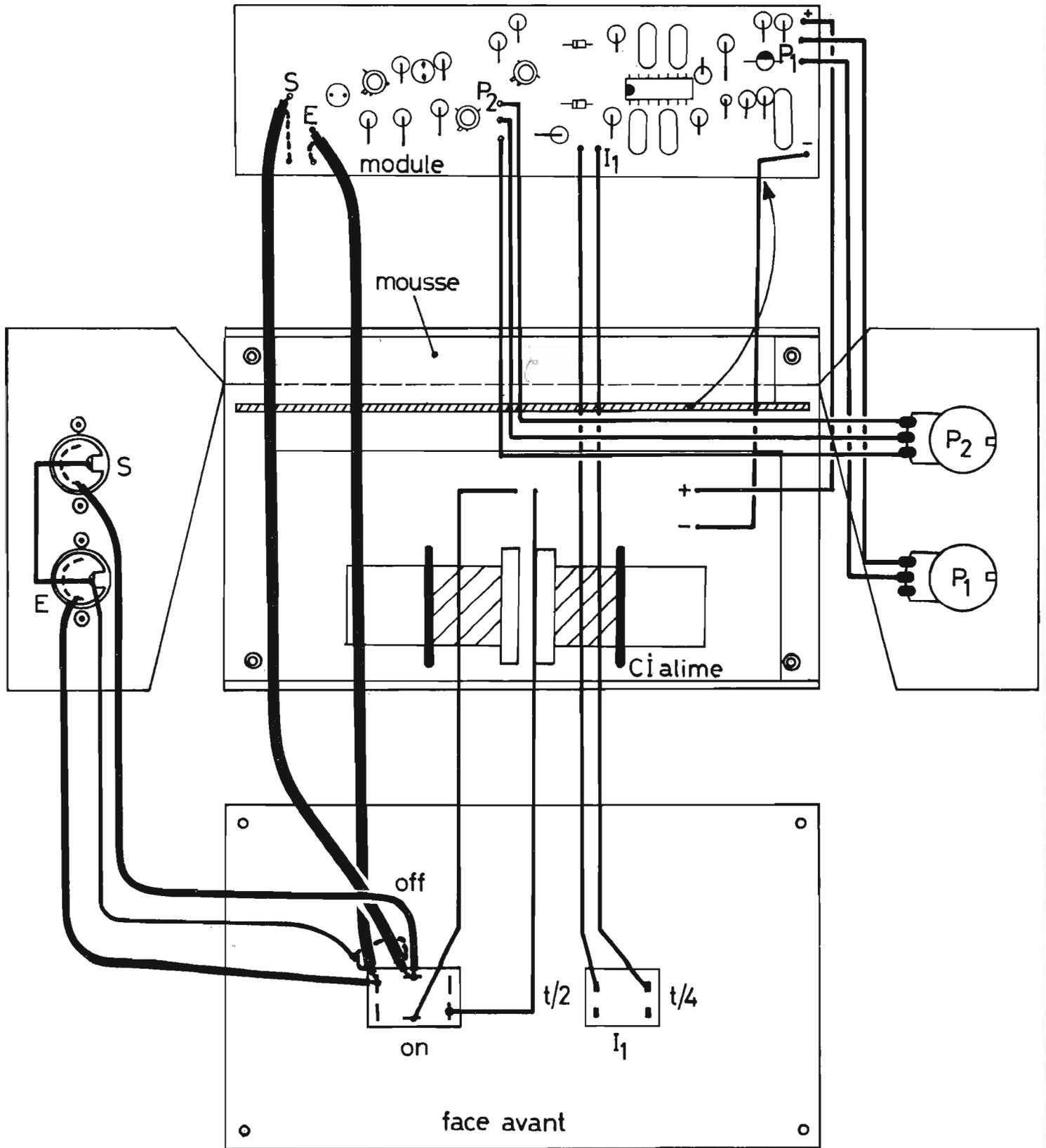


Fig. 3b - Plan de câblage.

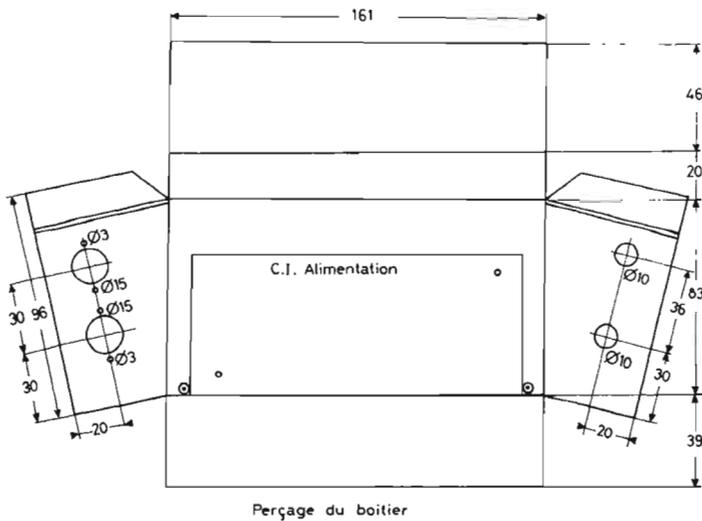
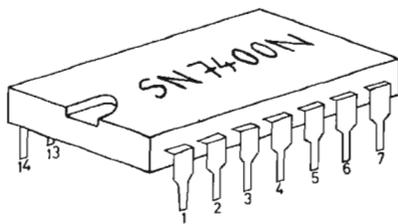
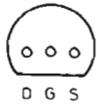


Fig. 4 - Perçage du coffret.



PUT vu de dessous



BC109 vu de dessous

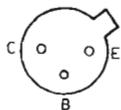
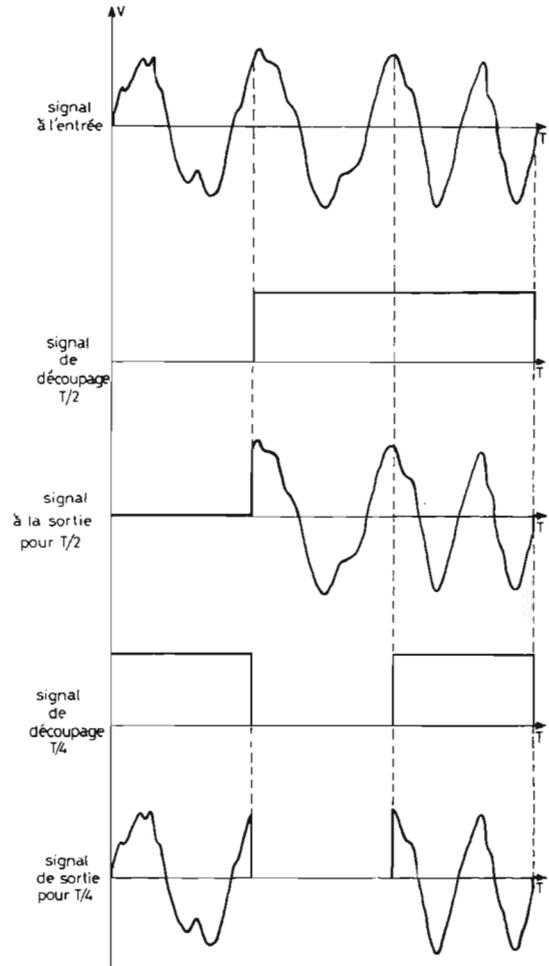


Fig. 6 - Brochage du CI et des transistors.



COURBES

Fig. 5 - Courbes obtenues.

L'ÉTAGE IMPULSEUR

Cet étage est composé d'un transistor PUT (programmable unijonction transistor). La tension venant de la base de temps est appliquée à la source de ce transistor. La gate est à un potentiel de 9 V de façon qu'il déclenche pour une tension de 9 V sur la source. Pour obtenir cette tension de 9 V sur la gate nous emploierons un pont diviseur de tension de rapport 1/2 soit deux résistances de valeurs égales toutes deux de 1 k Ω . Le drain de ce transistor est relié à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de 100 Ω . C'est sur le drain que nous prélèverons les impulsions.

STABILISATION DES BASCULES

Les bascules logiques que nous utilisons doivent être alimentées sous 5 V. Pour obtenir cette tension de 5 V nous utiliserons un

étage de stabilisation. Il se compose d'une résistance chutrice de 120 Ω et d'une diode zéner de 5,1 V toutes deux de 1 W.

LES BASCULES LOGIQUES

Nous utilisons le circuit SN7400N quadruple flip-flop dont la table de vérité des quatre sorties est :

Impulsions	Q1	$\overline{Q1}$	Q2	$\overline{Q2}$
1re	0	1	0	1
2e	1	0	0	1
3e	0	1	1	0
4e	1	0	1	0

Il s'agit de quatre bascules NAND. Les quatre entrées sont chacune amorcées par un condensateur de 2,2 nF.

Le sélecteur T/2, T/4 n'est en fait qu'un interrupteur permettant de supprimer deux des quatre bascules.

LA MATRICE DE DÉCODAGE

La matrice de décodage est extrêmement simple puisqu'elle ne comporte que deux diodes. Il s'agit d'une matrice de décodage OU

Etudions les tensions de sortie de cette matrice.

Primo le sélecteur est enclenché sur T/4 nous aurons une tension en sortie dès que Q1 ou Q2 seront au niveau haut.

Nous nous apercevons que nous ne serons en absence de tension qu'un temps sur quatre. Si le sélecteur est sur T/2 seule la sortie Q1 sera en mesure de délivrer une tension qui est donc de 1/2.

L'INVERSEUR D'INFORMATION

Le signal en sortie de la matrice de décodage n'est pas directement utilisable sur l'étage découpeur. Nous devons donc insérer

un inverseur d'information. Cet étage est lui aussi très simple puisqu'il s'agit d'un transistor monté en émetteur commun fonctionnant en blocking.

Dans les deux cas précédemment énoncés, nous avons des tensions carrées soit une sur quatre temps soit une sur deux temps nous pouvons donc directement piloter l'étage découpeur à partir de ce signal. Nous insérerons cependant entre ces deux étages un potentiomètre permettant de doser le signal de sortie. Celui-ci permet en conséquence de doser la profondeur de hachage.

L'ÉTAGE DÉCOUPEUR

Il comprend un transistor dont l'émetteur est à la masse. Le signal issu de l'inverseur d'information est appliqué sur la base de ce dernier. Il fonctionne donc en blocking court-circuitant le signal chaque fois que la tension de base n'est pas nulle. C'est pour cette raison que nous trouvons une

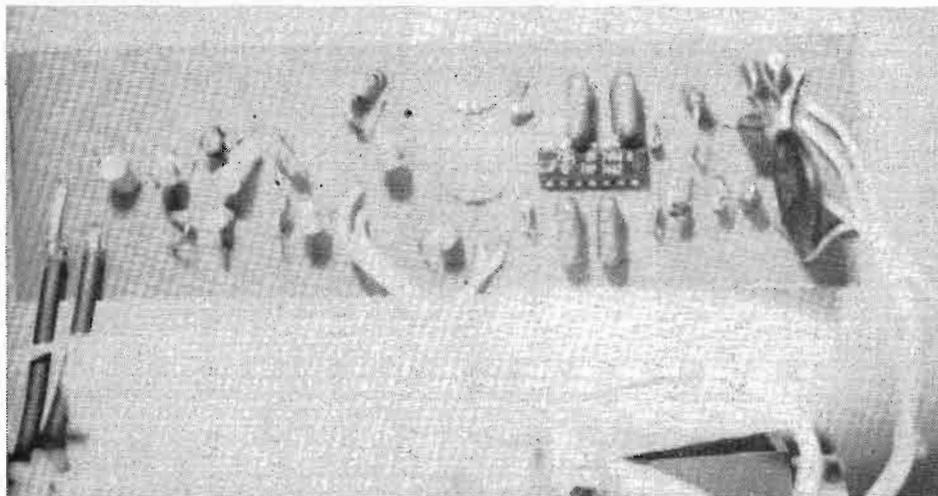


Photo C - Vue du circuit imprimé câblé.

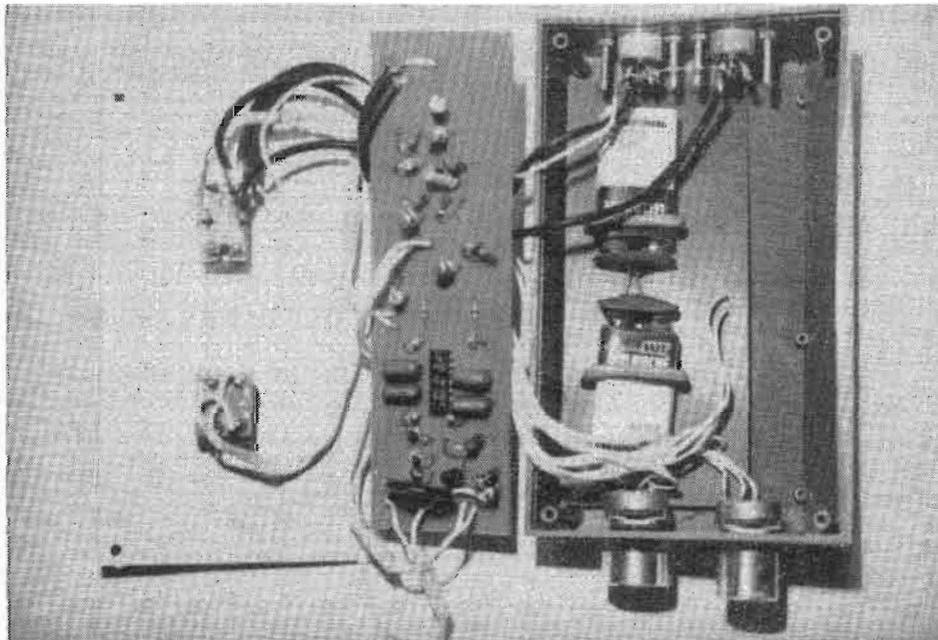


Photo D - Vue du câblage de l'appareil.

résistance en série entre le collecteur et l'entrée afin de protéger d'éventuels étages préamplificateurs.

Etant donné l'impédance élevée de cet étage nous trouvons ensuite un étage adaptateur d'impédance en sortie. Cet étage est tout à fait classique.

RÉALISATION DU CIRCUIT IMPRIMÉ

Vu le nombre relativement réduit de connexions à réaliser, l'ensemble des composants tient aisément sur un circuit imprimé simple face. Ce circuit pourra être, selon le choix et les finances de chacun, soit en bakélite soit en verre époxy, ce dernier offrant des propriétés mécaniques supérieures. En ce qui nous concerne

nous avons jugé suffisant un circuit en bakélite. Ce schéma vous est proposé à l'échelle 1 à la figure 3. Les dimensions de ce circuit sont 156 x 45 mm et elles sont impératives si, comme nous, vous utilisez un boîtier Teko 362.

Nous vous rappelons d'autre part, que l'écartement des pattes du circuit SN7400N est de 2,54 mm ce qui correspond à la normalisation de un dixième de pouce. Il existe d'ailleurs des bandes prêtes à être décalquées sous la référence 8133 de chez Mecanorma.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Pour des raisons d'encombrement l'implantation des résistances se fera verticalement. En effet, vu les faibles dimensions du

boîtier ce mode de montage s'avérerait indispensable.

Nous commencerons par souder l'ensemble des résistances puis des condensateurs. Nous terminerons ensuite l'étage impulseur puis nous couplerons les deux piles afin d'alimenter ce premier étage. Nous vérifierons alors à l'aide d'un oscilloscope, si possible, que le générateur d'impulsions fonctionne correctement en branchant l'oscilloscope entre le 0 V et le drain du PUT. Nous devons observer sur l'écran une série d'impulsions de 5 V crête. Nous souderons ensuite les trois transistors BC109 puis pour les deux diodes BC109 et le circuit intégré nous prendrons soin de débrancher le fer à souder avant de les souder. Le circuit est alors prêt il ne reste plus qu'à souder les fils devant relier le circuit aux divers

accessoires c'est-à-dire aux prises DIN, potentiomètres et interrupteurs. Pour câbler l'entrée et la sortie, nous utiliserons un conducteur blindé.

LE BOÎTIER

Pour la réalisation de cet appareil, nous avons choisi comme boîtier le modèle numéro 362 de chez Teko toutes les instructions concernant le perçage vous sont fournies à la figure 4 à l'échelle 1.

Les différents câblages reliant le circuit aux interrupteurs reliant aux prises DIN vous sont communiquées à la figure 6.

Vous êtes maintenant en possession des différents éléments nécessaires à la réalisation de cet appareil, il ne nous reste qu'à vous souhaiter bonne chance.

MISE EN MARCHÉ DE L'APPAREIL

Si vous avez suivi scrupuleusement toutes nos indications, vous ne devez avoir aucun problème. Dès la mise sous tension, l'appareil doit fonctionner.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

R₁ : 22 kΩ 1/2 W
 R₂ : 100 Ω 1/2 W
 R₃₋₄ : 1 kΩ 1/2 W
 R₅ : 120 Ω 1 W
 R₆₋₇₋₈₋₉ : 2,7 kΩ 1/2 W
 R₁₀ : 27 kΩ 1/2 W
 R₁₁ : 10 kΩ 1/2 W
 R₁₂ : 100 kΩ 1/2 W
 R₁₃₋₁₄ : 10 kΩ 1/2 W
 R₁₅₋₁₆ : 100 kΩ 1/2 W
 R₁₇ : 1,5 kΩ 1/2 W
 Toutes résistances 0,5 %
 C₁ : 1 μF/12 V (non polarisé)
 C₂₋₃₋₄₋₅ : 2,2 nF
 C₆₋₇ : 10 μF/10 V (polarisés)
 PUT : MPU 132 (Motorola) ou D13T1 (General Electric) ou 2N6027
 T₁₋₂₋₃ : BC109 (Motorola)
 IC₁ : SN7400N (Texas Instruments)
 DZ : 5,1 V/1 W
 D₁₋₂ : 1N914
 P₁ : 220 kΩ A
 P₂ : 1 MΩ A
 I₁ : Inter. Unipol. à poussoir
 I₂ : Inverseur Bipol. instable
 Alim. 2 piles Tibet de 9 V.

C.D.A.P.

UN CHENILLARD MULTIFONCTIONS

POUR animer un arbre de Noël ou pour mettre en valeur un objet, vous avez tous pensé à utiliser un système clignotant.

Malheureusement, ce système finit par passer inaperçu ; on le voit partout.

Maintenant, avec les circuits intégrés logiques, il est possible de rendre un effet de chenillard très attractif : sur un ensemble de lampes, il se propage soit une « noire » sur fond lumineux, soit une « blanche » sur fond noir.

DIAGRAMME DE FONCTIONNEMENT

Le diagramme de fonctionnement du système est indiqué en figure 1.

L'oscillateur T.B.F. (Très Basse Fréquence), le compteur

binnaire et le décodeur décimal font appel à des circuits intégrés logiques courants de la famille T.T.L. (Transistor Transistor Logic).

L'affichage peut se faire de deux manières :

— soit directement avec des LED (diodes électroluminescentes), s'il n'est pas nécessaire d'avoir une grande puissance d'éclairage,

— soit par l'intermédiaire de transistors permettant d'utiliser des tensions d'alimentation plus élevées et donc des ampoules plus puissantes.

SCHEMA DE LA PARTIE LOGIQUE

Le schéma de la partie logique est représenté en figure 2.

L'oscillateur T.B.F. utilise le

tiers d'un circuit SN 7404 qui est formé de six inverseurs ou portes « NON ». Les deux portes utilisées sont montées en multivibrateur à basse fréquence (environ 2 Hz). La fréquence peut être ajustée à l'aide de la résistance R ou du condensateur C. La figure 3 donne la forme de la tension à la sortie de la deuxième porte « NON ».

Le compteur binaire utilise le circuit SN 7490 constitué de trois bascules JK et d'une bascule RS. Sur ses sorties A, B, C et D en code BCD, apparaissent respectivement les poids 2^0 , 2^1 , 2^2 et 2^3 . Sa table de vérité est donnée en figure 4.

Le décodeur est du type SN 7442, dont la table de vérité est en figure 5. On voit donc qu'à chaque instant, il y a une seule sortie à l'état logique bas « 0 ».

Le contrôle des oscillations est réalisé avec une LED.

SCHEMA DE LA PARTIE AFFICHAGE

Dans le cas où une faible puissance est requise, on utilise directement en sortie une LED (fig. 6).

Dans le cas où une certaine puissance est nécessaire, on utilise pour chaque sortie du décodeur le montage de la figure 7. Quand la sortie i est à « 0 », le transistor correspondant T_i est bloqué et la lampe L_i est éteinte. Quand elle passe à « 1 », T_i est saturé et L_i allumée.

Il est à noter que la tension + V est totalement indépendante de la tension + $V_{cc} = +5$ V des circuits intégrés. Ceci permet d'utiliser des ampoules de voiture (par exemple 12 V — 15 W) en utilisant pour les T_i des transistors de puissance (genre AD 161). Dans

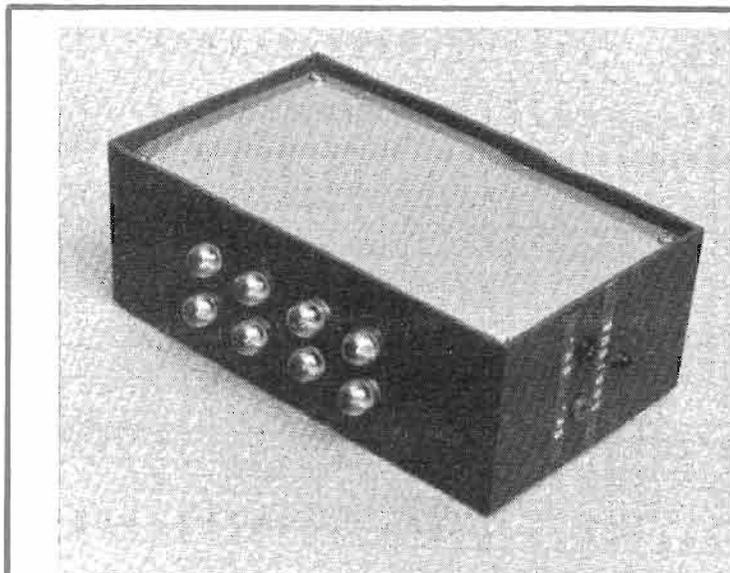


Photo A - L'appareil terminé.

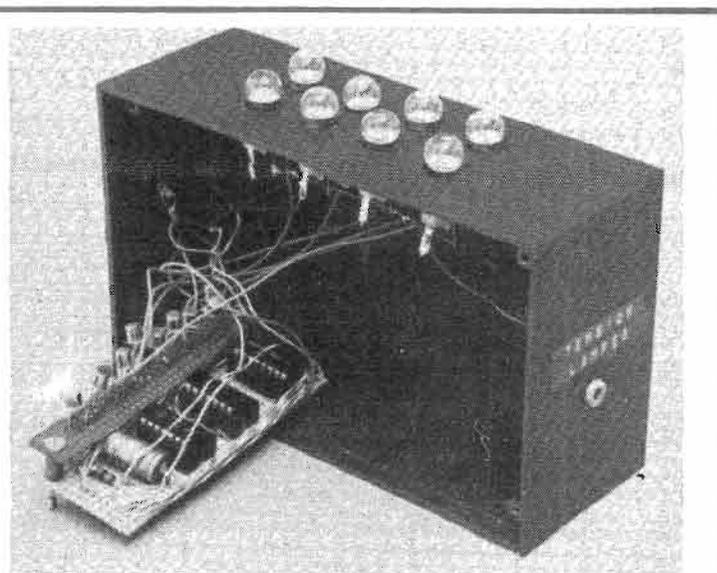


Photo B - Vue interne de l'appareil.

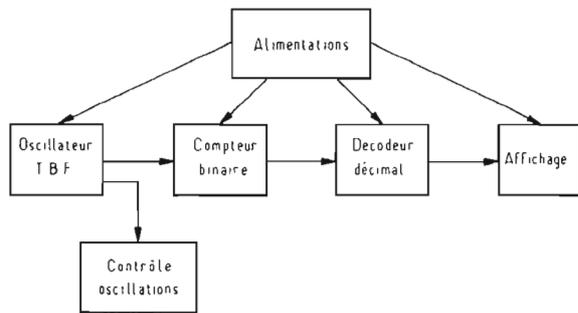


Fig. 1

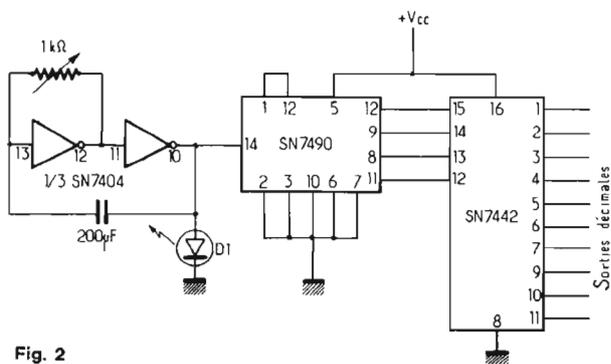


Fig. 2

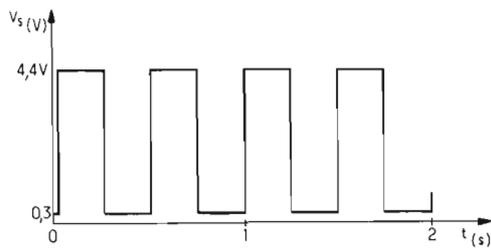


Fig. 3

nombre décimal	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. 4

code BCD			
D	C	B	A
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1

Fig. 5

sorties décimales									
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 8

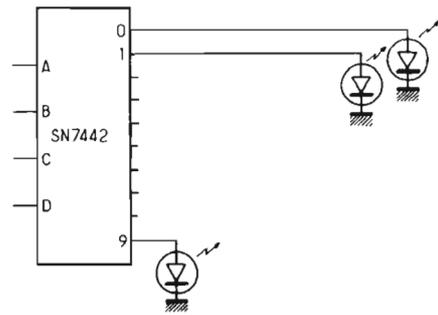


Fig. 6

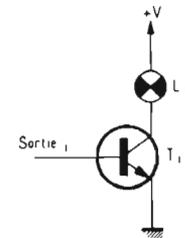
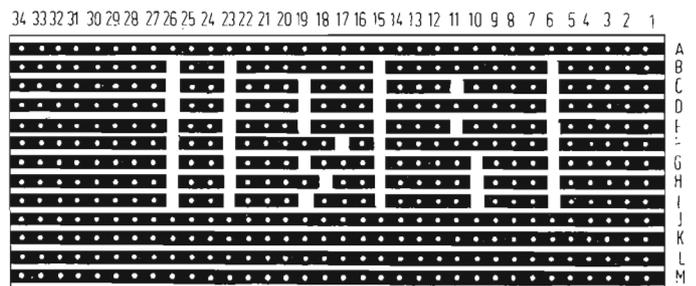
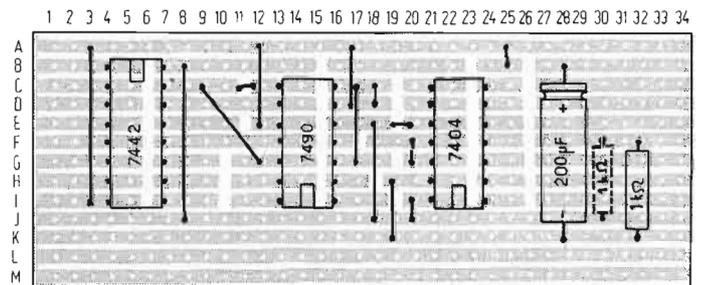


Fig. 7



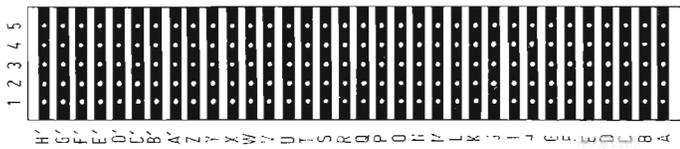


Fig. 9

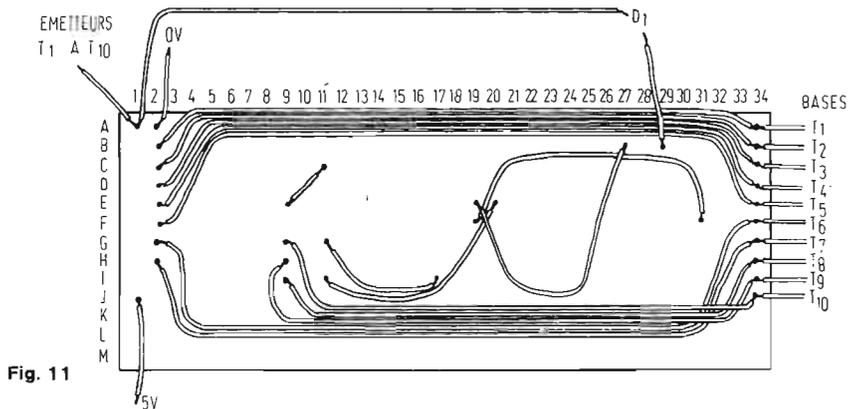
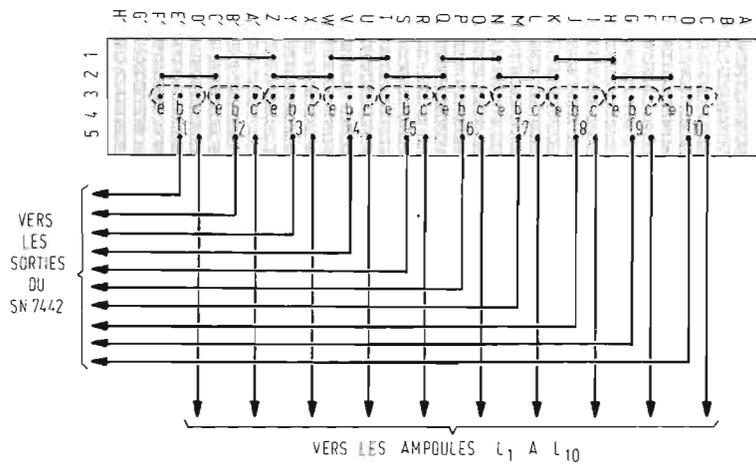


Fig. 11

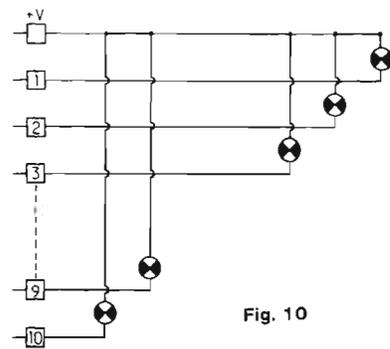


Fig. 10

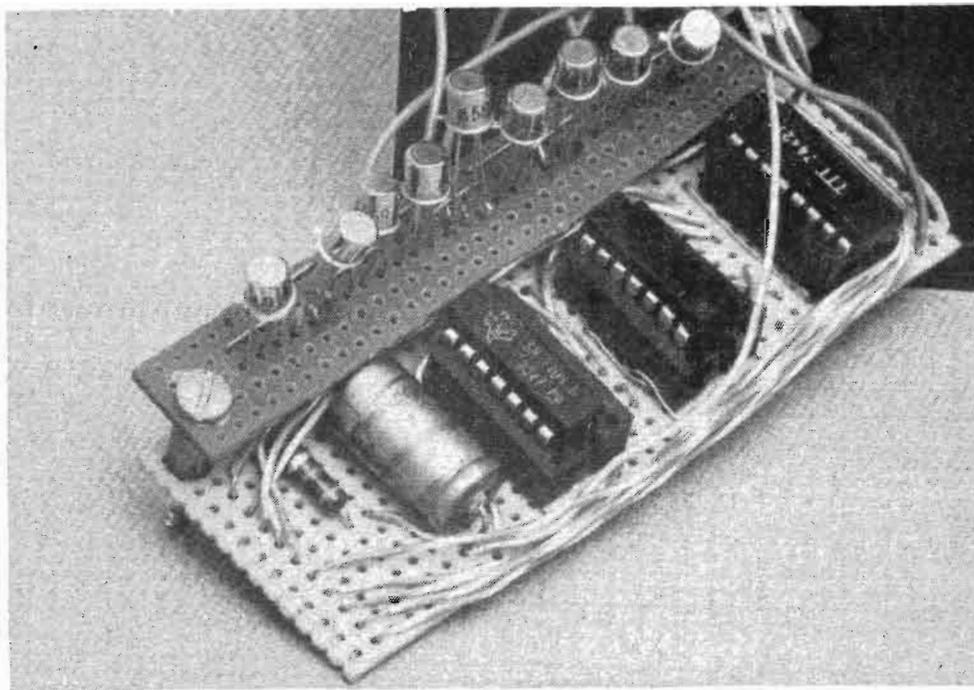


Photo C.

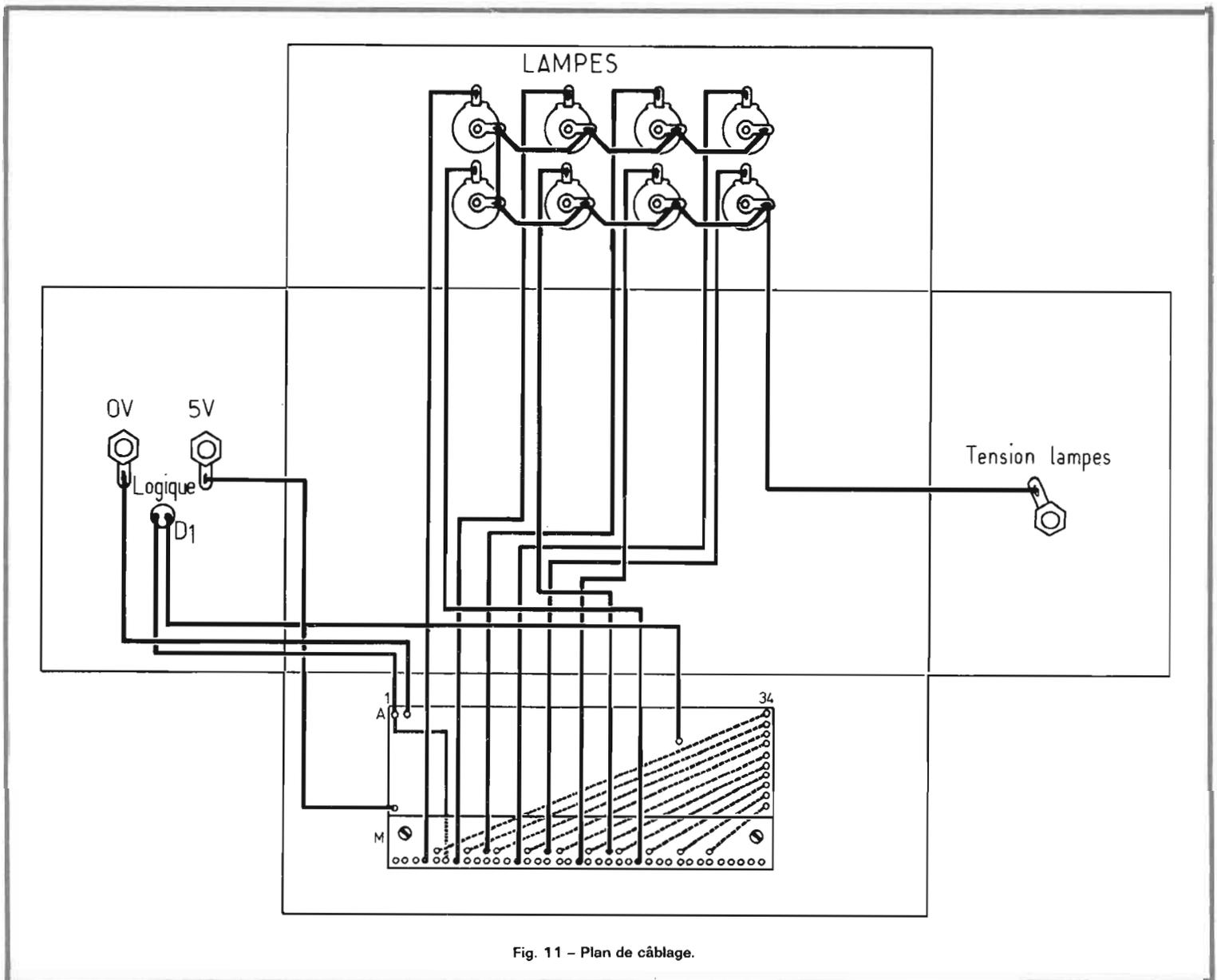


Fig. 11 - Plan de câblage.

ce cas, on met une résistance de 330Ω dans la base des T_i . Ou, si on utilise des ampoules du type $6 \text{ V} - 50 \text{ mA}$, des transistors de faible puissance, genre 2N 1613 font parfaitement l'affaire. La tension $+V$ est alors de $+6 \text{ V}$.

Dans tous les cas, ce montage procure le chenillement d'une ampoule « noire » sur fond lumineux. Pour obtenir l'effet inverse, il est nécessaire de placer une porte « NON » sur chaque sortie du SN 7442.

REALISATION PRATIQUE

Pour réaliser ce chenillard, nous avons utilisé deux plaquettes M-BOARD : une pour la partie logique 13 bandes 33 trous par bande (fig. 8) et l'autre pour l'affichage 36 bandes 5 trous par bande (fig. 9). Sur la première les

coupures ont été réalisées en : B_6 à I_6 ; G_3 à I_3 ; E_{11} ; C_{11} ; B_{15} à I_{15} ; F_{17} ; H_{18} ; I_{19} ; G_{19} ; C_{19} à E_{19} ; B_{23} à I_{23} et B_{26} à I_{26} et les straps mis en : A_3-I_3 ; B_8-J_8 ; C_9-G_{12} ; E_9-C_{11} ; $A_{12}-E_{12}$; $A_{17}-C_{17}$; $C_{18}-D_{18}$; $D_{17}-G_{17}-H_{17}$; $E_{17}-J_{17}$; $H_{19}-K_{19}$; $F_{20}-G_{20}$; $I_{20}-J_{20}$; $A_{25}-C_{25}$; $G_{11}-I_{17}$; $I_{12}-E_{20}$; $F_{19}-F_{31}$; $E_{19}-B_{27}$.

L'ensemble est mis dans un boîtier TEKO modèle P/3. Sur la face gauche, on trouve la LED de contrôle d'oscillations et les deux fiches d'alimentation des circuits intégrés. Sur la face droite, le $+V$ des ampoules. Sur la face supérieure, on trouve les dix sorties, numérotées de 0 à 9, correspondant aux collecteurs des dix transistors de sortie, et la borne $+V$ des ampoules.

Le montage des lampes peut être effectué selon la figure 10.

Cet ensemble est réalisé à l'aide d'un câble à onze conducteurs qui seront dimensionnés en fonction

de l'intensité qui doit les traverser.

Signalons maintenant une application possible.

Depuis un an, il est obligatoire de posséder un triangle de présignalisation dans sa voiture. Il est nécessaire pour signaler un véhicule en panne ou arrêté dans un endroit où la visibilité est mauvaise.

Les triangles du commerce réfléchissent la lumière des phares la nuit, ce qui fait qu'ils ne sont visibles qu'à environ 200 mètres. Afin de les rendre visibles de plus loin, vous pouvez monter ce chenillard autour du triangle avec des ampoules $12 \text{ V} - 15 \text{ W}$, ce qui attirera l'attention des autres automobilistes au moins 500 mètres avant.

Beaucoup d'autres applications sont possibles et nous laissons au lecteur la possibilité de les trouver lui-même dans un but d'ani-

matation. Citons seulement la guirlande de Noël, l'entourage de vitrines, ou les inscriptions lumineuses.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 boîtier TEKO Modèle P/3
- 10 ampoules $3,5 \text{ V } 0,2 \text{ A}$ (le $+V$ est alors : $V = +5 \text{ V}$)
- 10 supports d'ampoules
- 1 circuit intégré SN 7404
- 1 circuit intégré SN 7490
- 1 circuit intégré SN 7442
- 2 plaquettes Vero-Board
- 1 condensateur $C = 200 \mu\text{F}$
- 1 résistance ajustable $R = 1 \text{ k } \Omega$
- 1 LED
- 3 douilles pour la masse (0 V), le $+V_{cc}$ ($+5 \text{ V}$) et le 7 V .

LE KIT AMPLI - TUNER

LR 7410

LA RADIOTECHNIQUE - COMPELEC

COMPOSITION

VÉRITABLE ampli-tuner stéréo de très bonne qualité, le kit LR7410 proposé par la RTC regroupe des modules précâblés et mis au point en usine, le tout étant disposé dans un coffret de présentation fonctionnelle et agréable.

Il se compose : de deux platines AF LR40/60 comprenant les circuits préamplificateurs, correcteurs de tonalité et le bloc de puissance monté sur radiateur ; d'une platine d'alimentation stabilisée LR60/5 associée à un transformateur de bonnes dimensions (LR57/5 de 57 V eff/5 A) ; d'une platine tuner FM LR7312 déjà décrite dans ces colonnes (1) et d'un habillage gainé de 540 x 290 x 130 mm, dont la face avant, métallisée façon argenté est découpée aux dimensions des accessoires, réglages et autres contacteurs à touches. Ceux-ci traitent les voies AF, d'une part et les stations pré-réglées du tuner, d'autre part...

Le premier choisit entre les

fonctionnements AF suivants ; de gauche à droite :

1. Arrêt-marche.
2. Monophonie AF.
3. Filtre passe-bas « 6 kHz ».
4. PU magnétique.
5. Magnétophone.
7. Modulation de fréquence.
7. Entrée auxiliaire (PU cristal).

Le second clavier propose, également, de gauche à droite :

1. CAF (contrôle automatique de fréquence d'accord).
- 2 à 5. Quatre stations pré-réglées dont l'ajustement est prévu au côté droit du coffret (4 potentiomètres à vis fendues).
6. Position d'accord manuel.

Ce dernier, pratiqué au moyen d'un potentiomètre linéaire, ajuste approximativement l'accord entre 87 et 104,5 MHz, le réglage étant assuré par un petit réglage rotatif non étalonné (fin manuelle) et contrôlé sur un petit vu-mètre à zéro central.

Un troisième clavier permet de couper séparément le fonctionnement du tuner MF et d'enclencher ou de supprimer la stéréophonie MF (voyant à diode électroluminescente prévu si l'émission

a lieu effectivement en stéréophonie).

Les réglages AF sont au nombre de six :

a) un réglage de volume sonore, **global** pour les deux voies ;

b) un réglage de « balance » gauche/droite ;

c) deux réglages de « graves » (un par voie) ;

d) deux réglages d'« aigus » (un par voie).

Les entrées AF sont prévues en fiches DIN 5 broches standard (PU magnétique, magnétophone et deux entrées auxiliaires, l'une d'entre elles disposant 1 M Ω en série avec la seconde pour les PU cristaux à fort niveau de sortie).

Les sorties HF sont en fiches DIN 2 broches. L'entrée VHF du tuner MF s'effectue en dissymétrique « 75 Ω » coaxial.

Le transformateur d'alimentation a son fusible-répartiteur accessible **sous** le coffret en bois. Deux voyants « LED » indiquent la mise sous tension de l'amplificateur ou du tuner.

MODULE AF LR40/60

a) Etages d'entrée

Chacune des voies comporte un module analogue au montage de la figure 2. Un clavier choisit tout d'abord entre les entrées AF citées en référence dans le paragraphe précédent. Nous remarquerons que sur l'entrée « auxiliaire 2 », une résistance de 1 M Ω vient se placer en série avec l'entrée « auxiliaire 1 » ; cette astuce permet de charger convenablement un pick-up cristal à fort niveau de sortie. Dans ce dernier cas, la résistance de 1 M Ω constitue tout d'abord, avec la résistance R₄ = 150 k Ω un pont diviseur de 1/10, environ (voir plus loin).

Le transistor d'entrée T₁ = BC409 C est chargé par R₂₄ et la résistance de base de T₂. Ce dernier monté en charges réparties avec R₁₄ dans l'émetteur présente une assez grande résistance d'entrée (supérieure à 200 k Ω).

Le gain de T₁ est a priori élevé, malgré la présence d'une contre-réaction d'intensité apportée par R₇ = 680 Ω .

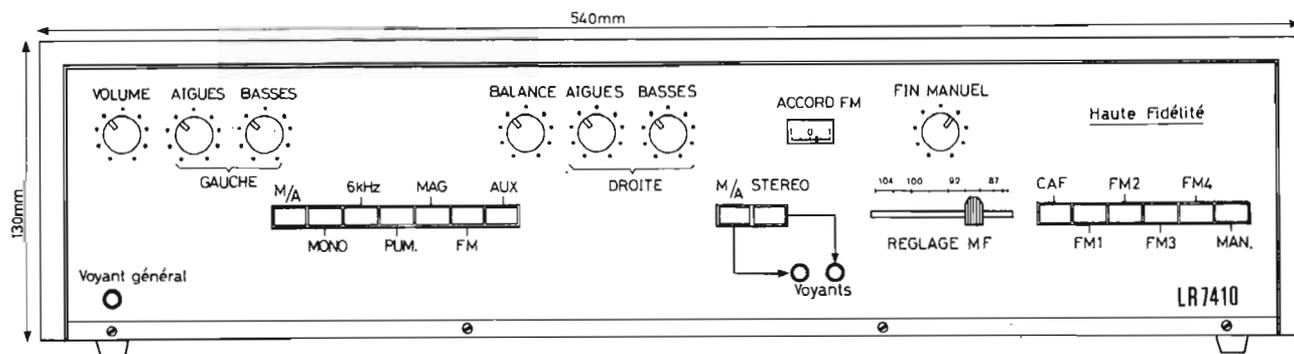


Fig. 1

La résistance d'entrée de l'amplificateur est, en fait, voisine de 70 kΩ, si l'on considère que R₇ = 680 Ω n'est pas découplée et qu'elle apparaît multipliée par le gain en courant h₂₁ de T₁. Comme ce gain est compris entre 150 et 300 pour le BC409 C, avec R₄ = 150 kΩ en parallèle, on aboutit approximativement aux 70 kΩ prévus.

La résistance de R₅ = 270 kΩ « boot-strappée » sur R₁₄ apparaît considérablement accrue : elle n'entre pas dans le calcul précédent.

Le transistor T₂ est couplé en continu avec le « collecteur-commun » T₃. Celui-ci attaque à basse impédance le correcteur Baxandall qui suit et la contre-réaction sélective qui revient sur R₇ via C₂ = 15 μF.

L'ensemble R₈/R₉/R₁₀/C₃/C₄ constitue le réseau correcteur RIAA pour la lecture phonographique par cellule magnétique.

La cellule « RC » des deux autres positions (doubles) réduisent le gain d'ensemble afin de permettre l'admissibilité requise pour un fonctionnement convenable (200 mV environ avec R₁₁ et 70 mV avec T₁₂). Les condensateurs placés en parallèle normalisent la bande passante au domaine AF. Le correcteur de tonalité utilise le système Baxandall. Ceci impose une attaque à faible impédance, ce qui est pratiqué par le « collecteur-commun » T₃.

b) Correcteur Baxandall

Le système consiste en une contre-réaction — sélective — parallèle, variable, par P₁ et P₂, chacun dans leur domaine de fréquences. Les filtres reviennent, en effet, par R₁₆ et C₁₂ sur la charge R₂₅ du transistor T₄. La base de ce dernier reçoit par C₁₁ = 0,22 μF, le mélange des spectres sonores aigu et grave provenant, respectivement, de R₁₉ et R₁₇.

Pour comprendre le fonctionnement de ce correcteur, il faut d'une part, séparer les potentiomètres P₁ et P₂ et, d'autre part, placer les curseurs sur les positions extrêmes.

Considérons tout d'abord le réglage des « graves » (fig. 3). Si le curseur vient en B, on obtient le schéma équivalent de la figure 3a.

L'amplificateur T₄ présente un gain propre assez élevé grâce à la charge R₂₅ = 3,9 kΩ ; la contre-réaction parallèle R₂₀/C₁₆ ne fait qu'abaisser l'impédance d'entrée mais ne réagit que très peu sur le gain précédent.

Par contre, nous verrons que la capacité C₁₆ se trouve multipliée par le gain G de l'étage et shunte l'entrée de l'étage.

Pour en revenir au contrôle des graves, R₁₇ étant faible, on peut considérer en A, que C₉ shunte P₁.

L'amplificateur T₄ étant, par son entrée, relié au point B du potentiomètre, le gain aux fréquences très basses est propor-

tionnel au rapport

$$\frac{P_1 + R_{16}}{R_{18}}$$

Puis à mesure que la fréquence croît, C₉ shunte progressivement P₁. Aux fréquences élevées, les condensateurs étant des courts-circuits, le gain tombe à 0 dB (rapport R₁₆/R₁₈ = 1, voir courbe A, fig. 3).

Le curseur du potentiomètre passant en A (schéma B), la cellule P₁C₁₀ se trouve du côté de R₁₈, ce qui fait que le gain aux fréquences très basses est limité au rapport

$$\frac{R_{16}}{R_{18} + P_1}$$

c'est un affaiblissement important. Quand la fréquence croît, C₁₀ shunte progressivement P₁ ce qui ramène le fonctionnement aux cas des fréquences hautes (voir fig. 3b).

Les gabarits A et B de la courbe C font en principe 6 dB par octave. Les paliers aux fréquences très basses sont atteints à :

$$f_B \neq \frac{1}{2\pi P_1 C_9}$$

En fait, tout est approximatif car les composants annexes réagissent quelque peu sur les raisonnements simplistes ci-dessus. Notamment l'impédance d'entrée faible de l'amplificateur T₄ bride quelque peu les remontées (h₁₁ et C₁₆ notamment...).

De même, C₁₁ qui est assez faible réduit quelque peu la bande passante du côté des fréquences très basses (voir fig. 3, les courbes en pointillé).

Le correcteur des sons-aigus est expliqué figure 4. Le curseur étant tourné vers D, le gain U_s/U_e de l'amplificateur complet — c'est-à-dire le filtre actif correspondant — est égal au rapport Z/X_c. On s'aperçoit que cela correspond à l'expression :

$$(1 + j C_{12} P_2 \omega),$$

laquelle se représente par une courbe asymptotique **croissante** à 6 dB/octave.

La courbe A (fig. 4c) monte **par valeur positive** des :

$$f_H = \frac{1}{2\pi P_2 C_{12}}$$

puis le réseau R₁₉/G.C₁₆ provoque la chute à partir de 10 f_H. En effet, toute impédance placée entre base et collecteur d'un « transistor-commun » se trouve divisée par le gain. Dans ces conditions, le condensateur C₁₆ se trouve bien multiplié par G.

En déplaçant le curseur de P₂ vers C, P₂ se retrouve en série avec C₁₃ ; le gain devient égal à X_c/Z ce qui transforme la réponse en :

$$\frac{1}{1 + j C_{12} P_2 \omega}$$

C'est-à-dire en courbe exactement complémentaire de la précé-

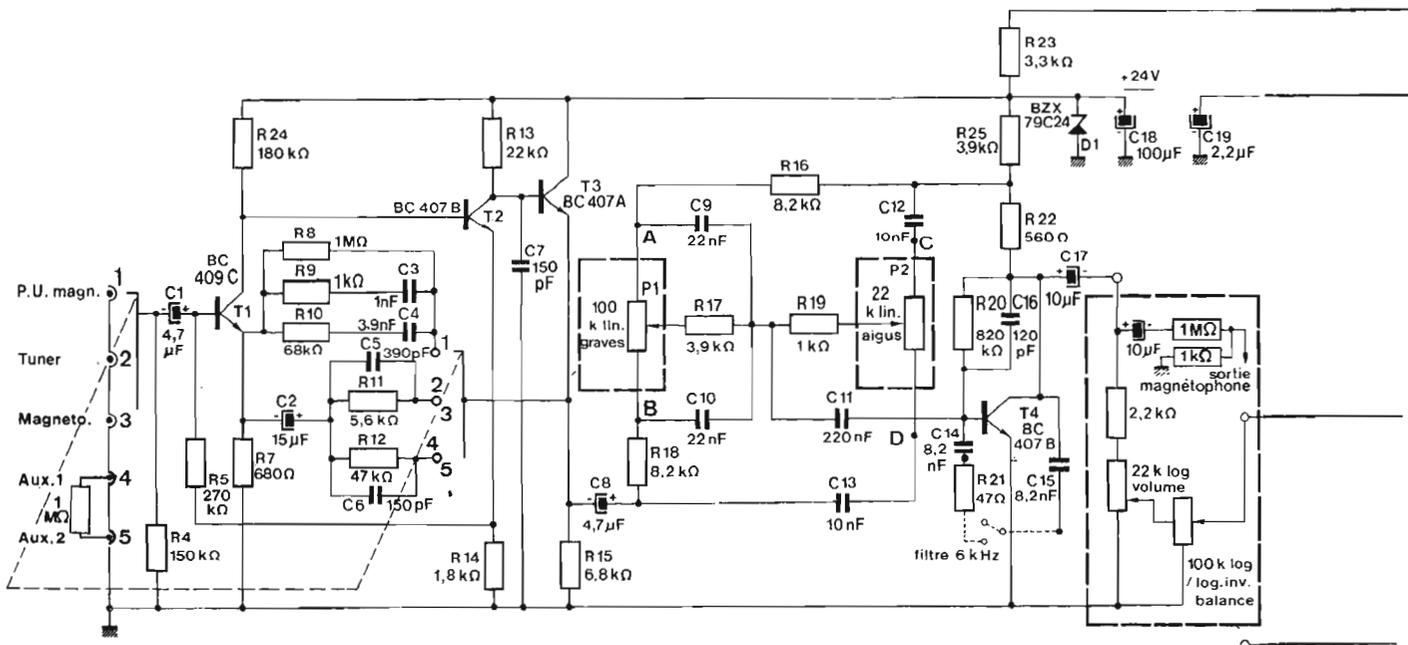


Fig. 2 - Préamplificateur correcteur et amplificateur LR40/60.

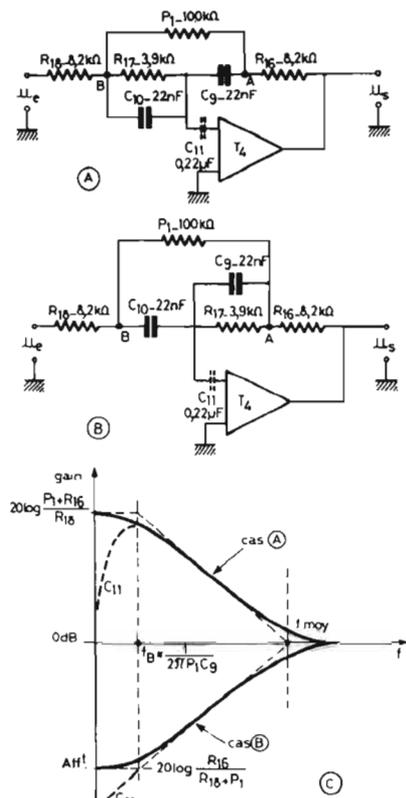


Fig. 3 - Fonctionnement du correcteur Baxandall au niveau des fréquences basses (graves).

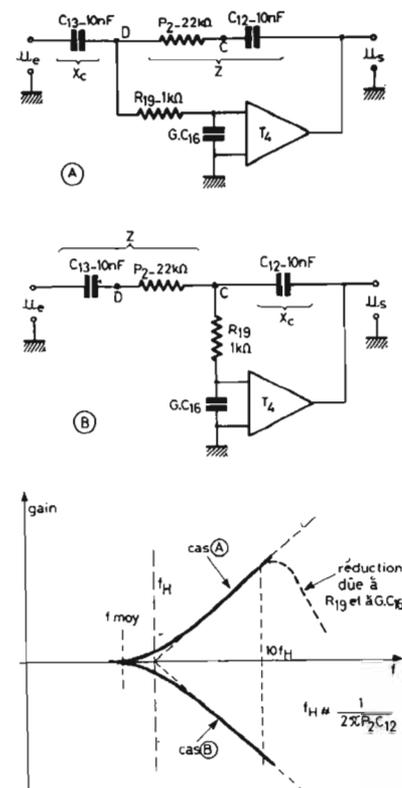


Fig. 4 - Fonctionnement du correcteur Baxandall au niveau des fréquences élevées (aigües).

dente (courbe B). Les aigus sont alors atténués à 6 dB/octave des f_H , calculés précédemment.

Notons, encore, l'insertion possible du filtre $C_{14}/C_{15}/R_{21}$, commuté par le clavier, qui coupe la bande des 6 kHz, lorsque l'écoute est affectée de bruits d'« aiguille » (disques usés).

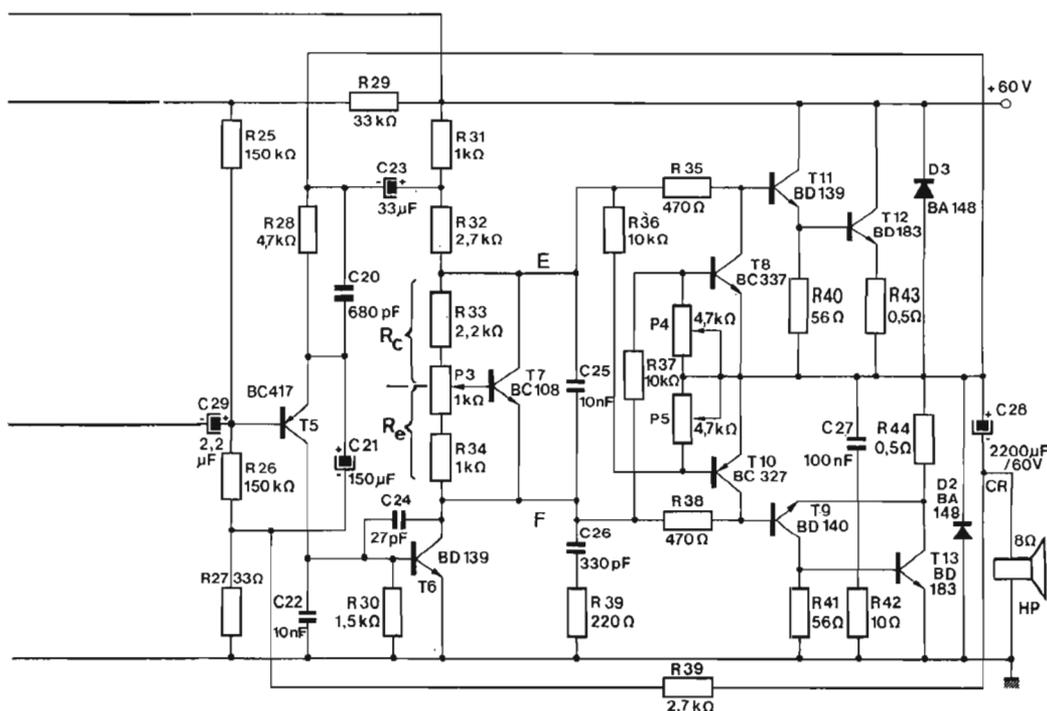
c) Bloc de puissance

Les transistors de puissance (T_{12} et T_{13}) sont des types NON BD183 alimentés en 60 V asymétriques. Théoriquement, on démontre que la puissance maximale atteint dans ce cas la valeur suivante :

$$P_s \text{ (en crête)} : \frac{V_{alim}^2}{4 Z_s} = \frac{3600}{4 \times 8} = 110 \text{ W}$$

$$P_s \text{ (en efficace)} : \frac{V_{alim}^2}{8 Z_s} = \frac{3600}{8 \times 8} = 55 \text{ W}$$

avec $Z_s = 8 \Omega$.



En fait, les transistors n'étant pas modulables à fond, il faut escompter en classe B, ne recueillir que 75 % environ de ces puissances. D'ailleurs une partie est perdue dans les résistances $R_{43} = R_{44} = 0,5 \Omega$.

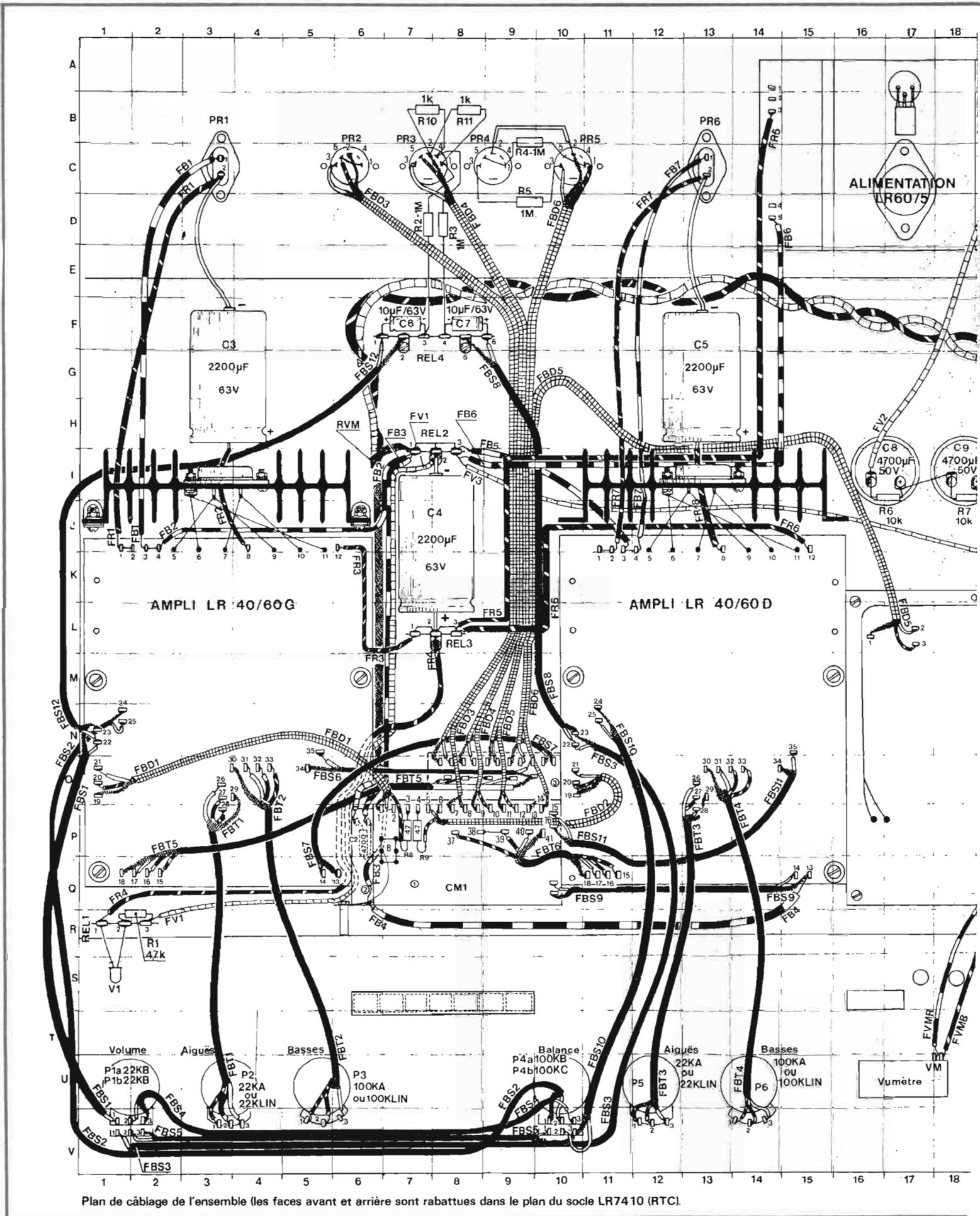
Le haut-parleur (8Ω) est isolé de la jonction médiane T_{12}/T_{13} par un condensateur de $2200 \mu F$.

Les diodes D_2 et D_3 protègent les transistors de sortie contre les tensions inverses dues à la réactance selfique du haut-parleur.

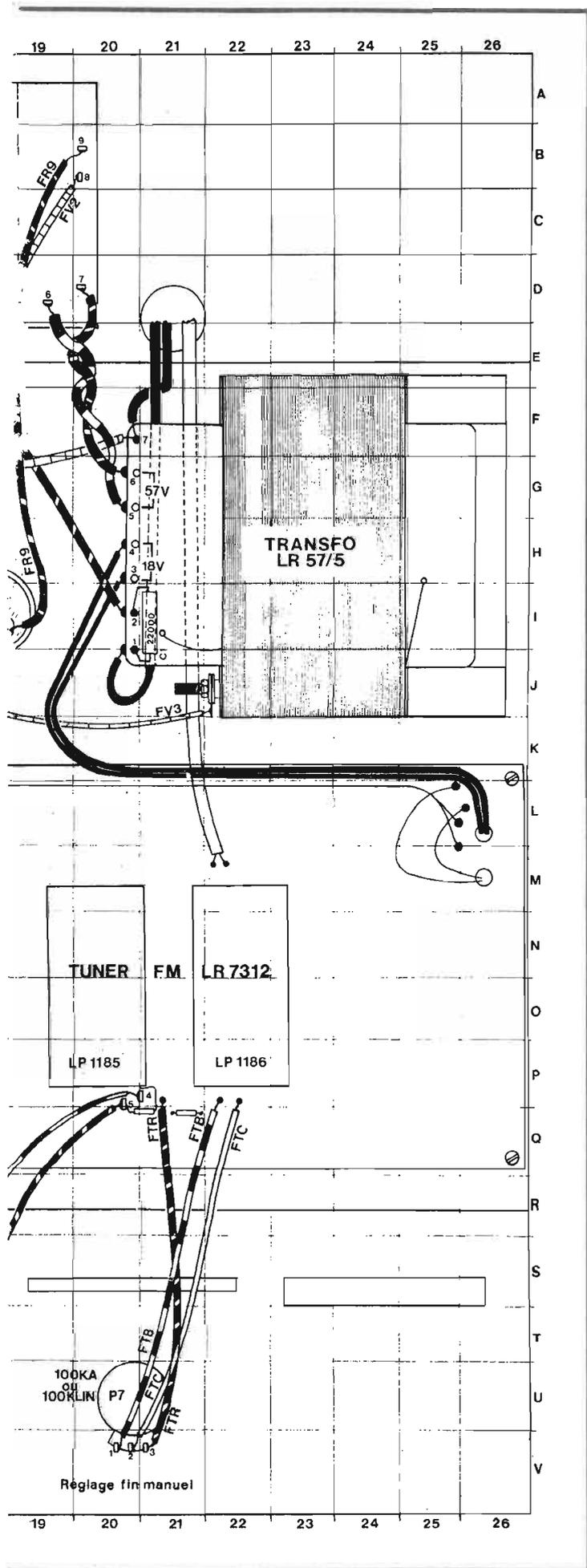
d) Déphaseurs

Les transistors T_{11} et T_{12} sont associés en Darlington, R_{40} assurant la fixation, aux limites de la classe B, de la base de T_{12} .

La liaison T_9/T_{13} est plus subtile car cette association assure l'inversion de phase nécessaire au fonctionnement « push-pull » du système série/parallèle. Respectivement disposés dans les bases de T_9 et T_{11} , les transistors T_{10} et T_8 permettent, grâce à P_4 et P_5 , de



Plan de câblage de l'ensemble (les faces avant et arrière sont rabattues dans le plan du socle LR7410 (RTC).



symétriser, à la fois, les amplitudes des signaux d'attaque et les points de repos des transistors de puissance. On remarquera la mise en croix des résistances R_{36} et R_{37} sur les potentiels E et F de collecteur et d'émetteur de T_7 . On peut, à ce niveau, imaginer une compensation efficace des dérives en température du bloc de puissance.

e) Etages Driver's

L'association des transistors T_{11}/T_{12} et T_9/T_{13} impose des tensions de base judicieusement choisies. Il ne faut pas oublier, en effet, que les transistors au silicium demandent une tension base-émetteur de 0,6 V environ, avant que le courant collecteur ne vienne à apparaître. Si l'on ne compense pas cette tension « de coude », on obtiendra une distorsion de « croisement » sur le signal de sortie. La classe B ne suppose donc pas l'absence de polarisation des bases mais une polarisation minimale en dessous de laquelle, la distorsion ci-dessus apparaît. Ainsi, compte tenu des chutes de tension dans R_{35} et R_{38} , le potentiel du point E doit dépasser de 1,5 à 2,5 V celui du point F. On obtient cela facilement au moyen du transistor T_7 . En effet, chaque transistor possédant une tension de « référence », au niveau de sa base on obtiendra entre E et F une tension variable avec P_3 d'expression évidente :

$$V_{EF} = V_{BE} \frac{R_e + R_c}{R_e}$$

En agissant sur P_3 , on dose ainsi le niveau de la classe B, en passant progressivement de la classe C (avec distorsion de croisement) à la classe AB (baisse de rendement en puissance).

T_7 entre dans la charge de T_6 , en série avec les charges ohmiques R_{31} et R_{32} .

T_5 fonctionne en préamplificateur couplé en direct avec T_6 . La bande passante est limitée par C_{22} et C_{24} afin d'éviter les risques d'oscillations. Signalons que T_7 mis en contact thermique avec l'un des transistors de puissance BD183 assure une compensation efficace en température. Ce système n'est pas toujours employé par les constructeurs.

L'ensemble T_5/T_6 est « bootstrappé » sur le haut-parleur : effectivement, C_{23} et R_{28} reviennent sur C_{28} ; cela permet de remonter le gain d'ensemble de ces étages.

Par contre, les résistances de base R_{26}/R_{27} reviennent via R_{35} en contre-réaction directe sur le haut-parleur.

Enfin, R_{26} est encore « bootstrappée » par C_{21} sur l'émetteur de T_5 ce qui élève l'impédance d'entrée de T_5 .

Ainsi, le dispositif potentiométrique de gain et de balance « voit » une impédance assez élevée (environ 150 k Ω).

ALIMENTATION STABILISÉE LR60/5

Si l'on observe la figure 2, on remarquera que les étages préamplificateurs-correcteurs sont alimentés en 24 V, à partir du 60 V, grâce à la diode zener BZX79C24.

Les 60 V sont eux-mêmes stabilisés par le module LR60/5 (fig. 5).

Le transformateur T_r fournit au pont de diodes P les 57 V nécessaires. Les condensateurs de 470 μ F suppriment grossièrement le ronflement.

T_1 constitue le transistor « booter » commandé sur sa base par l'amplificateur continu T_2/T_3 , lequel reçoit la dérive — éventuelle — de tension de sortie, par le pont de résistances $R_8/R_9/P_2$. R_3 prélève une ddp qui dépend du courant de sortie d'alimentation. Si ce courant dépasse les limites prévues, T_1 est assez vite bloqué (courant maximal : 5 A). P_2 agit sur la tension de sortie, il est réglé pour l'obtention des 60 V. P_1 centre la régulation au niveau du débit normal, la tension de référence étant fournie par la diode zener BZX79C12 (12 V).

TUNER FM LR7712

Nous ne décrivons pas cette platine, qui a déjà fait l'objet d'un article dans nos colonnes (1).

Rappelons qu'elle se compose de trois sous-ensembles :

- la tête VHF/FM LP1186 à diodes « Varicap »,
- le bloc FI/FM LP1185 sur 10,7 MHz,
- le décodeur stéréophonique LP1400.

L'accord par Varicap autorise l'emploi de potentiomètres tant pour l'accord manuel que pour la commutation des stations pré-réglées.

A cette platine, ont simplement été ajoutés un contrôle d'accord branché sur le détecteur de rapport et un réglage manuel fin de cet accord.

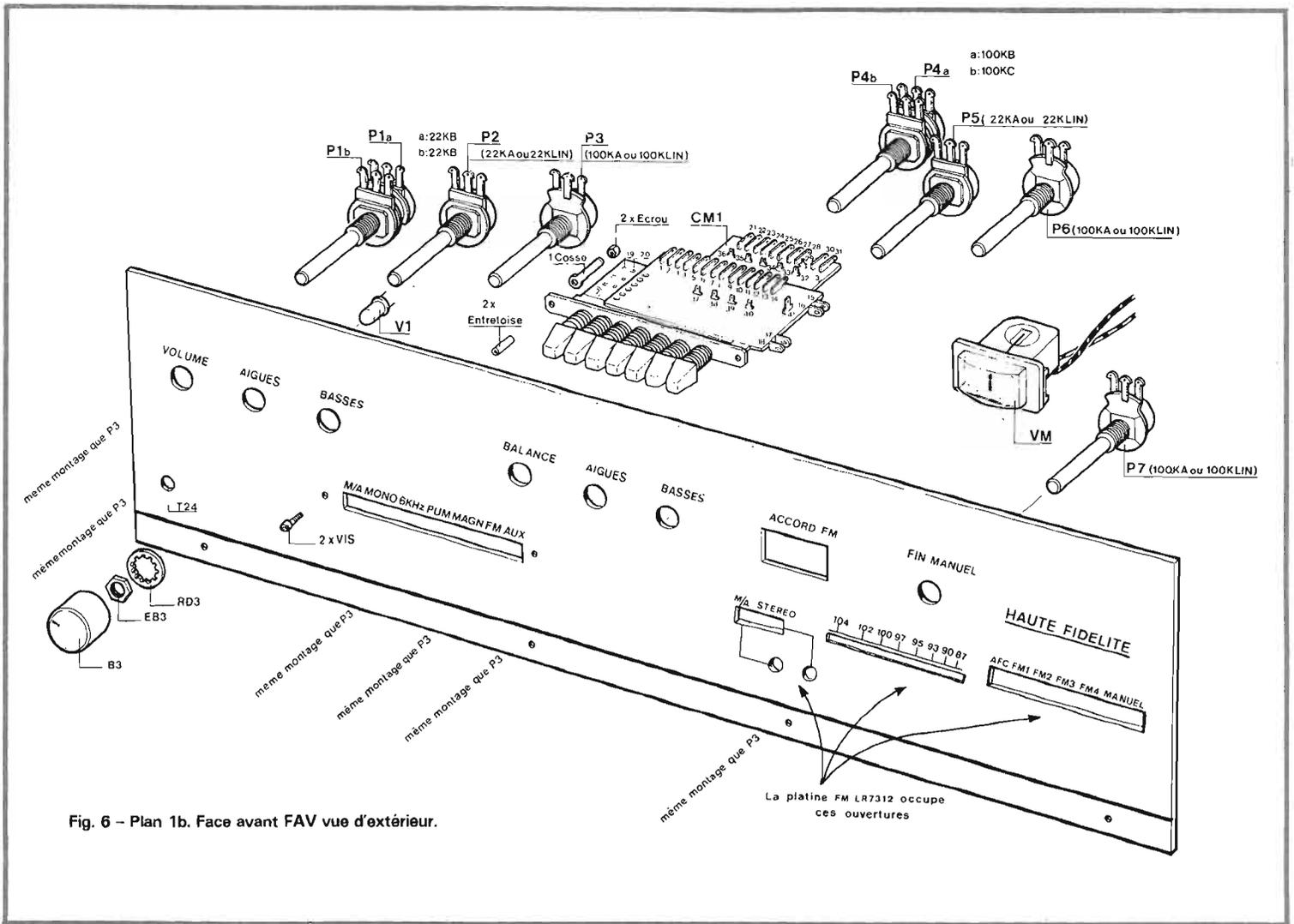


Fig. 6 - Plan 1b. Face avant FAV vue d'extérieur.

MONTAGE DU KIT

L'ensemble du matériel est proposé dans un boîtier où tout se trouve regroupé par catégorie dans des sachets plastiques référencés.

Un dossier de montage est également livré et fort bien expliqué : l'amateur ne rencontre aucune difficulté à réaliser ce kit, chacune des pièces à rassembler étant représentée sur des planches de photographies livrées avec le dossier. Le montage requiert plu-

sieurs étapes dont la première est évidemment le montage mécanique. Pour ce faire, le monteur possède des documents précisant l'emplacement des pièces à fixer ; voir, en exemple, la vue éclatée de la figure 6. Vient ensuite le câblage, lequel nécessite une pré-

paration des fils. Pour ce faire, le manuel fournit toutes les dimensions requises ainsi que l'emplacement des câbles autour des modules. Comme pour tout kit, **il ne faut pas faire preuve d'initiative et respecter, au contraire, scrupuleusement le processus décrit dans le manuel.**

Le plan de câblage général, très explicite (voir fig. 7), ne souffre d'aucune difficulté de compréhension, les câbles de liaison étant représentés avec des codes différents selon la couleur réelle des fils.

De plus, les pièces étant représentées grandeur nature aucune ambiguïté ne subsiste dans ce montage.

(à suivre)

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

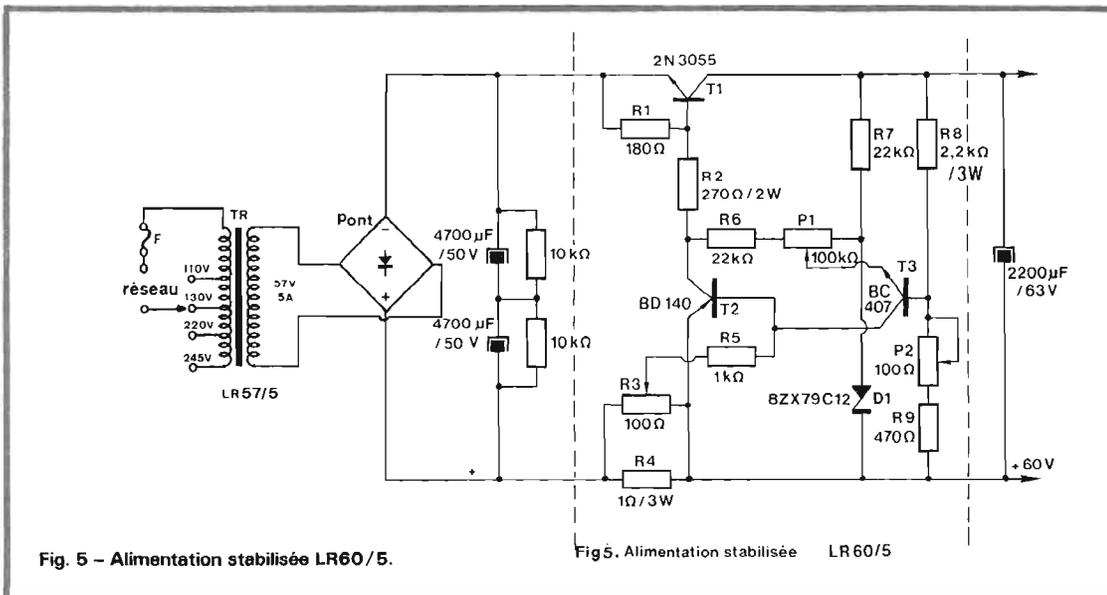


Fig. 5 - Alimentation stabilisée LR60/5.

Fig. 5. Alimentation stabilisée LR60/5

(1) Voir le Haut-Parleur N° 1473 de octobre 1974.

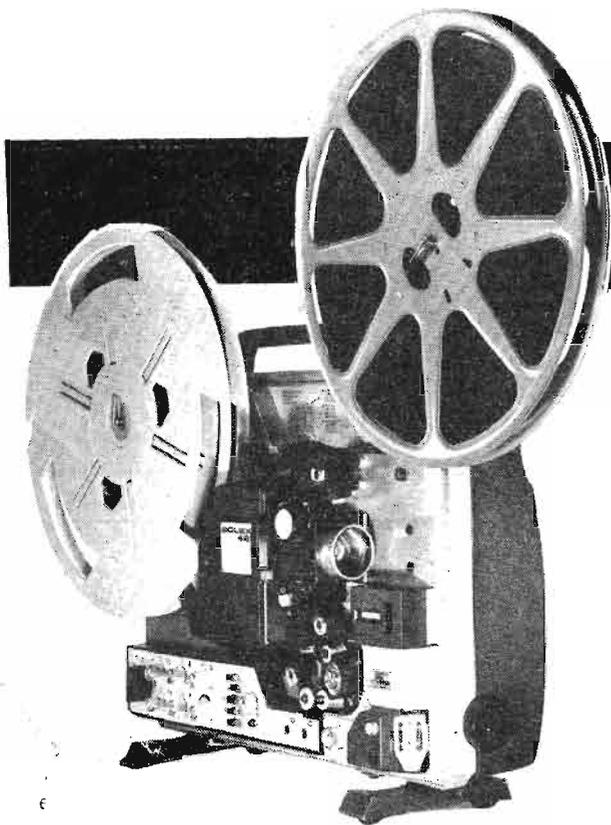


PHOTO-CINÉ

NOUVEAUTES TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

D'APRÈS les statistiques qui viennent d'être rappelées, le nombre total de caméras de cinéma Super-8, 8 mm et 9,5 mm, s'élevait en France en 1973 à 1 400 000 soit un taux de croissance de 19,7 % ; en comparaison, la progression de l'équipement des foyers en caméras a été de 16 % en Suède, 20 % aux U.S.A., 6,5 % en Grande Bretagne et 8 % en Allemagne ; 200 000 caméras ont été vendues en 1973.

La consommation totale des films de cinéma s'est élevée à 7 millions, soit une augmentation de 100 % par rapport à 1968 ; la progression a été de 65 % pour le noir et blanc et de 740 % pour la couleur. La part du noir et blanc par rapport à la couleur décroît constamment assez fortement, la part et le volume des films couleurs s'accroissent considérablement.

UNE NOUVELLE BANDE MAGNÉTIQUE À FAIBLE BRUIT

Une nouvelle bande 3M Scotch 250 pour enregistrement permet d'obtenir, grâce à l'utilisa-

tion d'un oxyde à faible bruit, une réduction de 1 dB du bruit de fond, et une augmentation de 3 dB du signal maximal, soit une augmentation totale de 4 dB du rapport signal/bruit.

La dynamique s'élève à 78 dB, d'où un bruit de fond pratiquement inexistant, et un niveau de sortie très élevé, ce qui permet

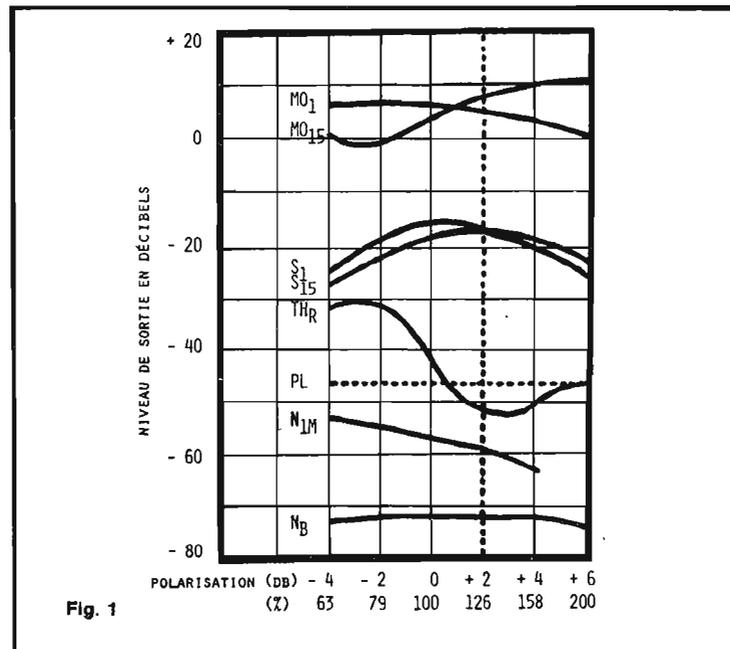
l'inscription sans distorsion des signaux à très haut niveau.

Dans ce but, les dimensions et la forme de chaque particule d'oxyde sont uniformisées ; la densité de l'enduit magnétique et, par suite, sa rémanence est augmentée. Comme les signaux à haute fréquence sont surtout enregistrés à la surface du revête-

ment, celui-ci est rendu encore plus uniforme et plus lisse.

Par ailleurs, de nouveaux liants résistent encore mieux à l'usure et à l'arrachage des particules d'oxyde ; la dorsale texturée facilite la réalisation d'un bobinage de qualité. Les propriétés antistatiques évitent l'attraction des poussières en suspension dans l'air, et diminuent les risques des « drop-out ».

La figure 1 indique les résultats obtenus avec cette bande en fonction de la polarisation. On y voit les niveaux de sortie maxima MO1 et MO15 pour des fréquences de 15 000 Hz et 1 000 Hz, l'efficacité à 1 000 Hz S₁₅, le niveau d'harmonique d'ordre 3 au niveau de sortie de référence THR, le signal d'écho P₄, le bruit d'intermodulation N_{IM}, le niveau de bruit en position d'enregistrement N_B.



LES RADIATIONS ET LES DOSIMÈTRES PHOTOGRAPHIQUES

Des sources de rayonnements ionisants sont malheureusement fréquemment utilisées dans la vie

courante ; il y a la radioscopie, la radiographie, les sources de rayonnements artificiels, sinon la proximité des réacteurs nucléaires ou même, tout simplement, des téléviseurs-couleurs puissants.

Il est donc souvent essentiel de pouvoir mesurer avec précision les doses reçues par un sujet, puisque l'effet de ces rayonnements, même faibles, est toujours cumulatif et, par suite, dangereux.

On peut en déceler des traces en employant des émulsions photographiques sensibles à ces rayonnements de courtes longueurs d'onde ; le noircissement de ces films est proportionnel à la dose de radiations reçues et comme dans le corps humain, l'effet est cumulatif avec le temps. Ces films sont employés dans des dosimètres photographiques.

Déjà, à la fin de la dernière guerre, la Société **Kodak** avait mis au point des dosimètres photographiques de ce genre ; actuellement, cette firme a réalisé un dosimètre de qualité identique, mais de maniement plus facile, ne nécessitant pratiquement, en fait, aucun appareillage de mesure.

Le dosimètre est composé de trois émulsions de sensibilités différentes, enregistrant chacune des gammes de doses bien déterminées. Ce principe permet également l'identification facile, puisque le fait de marquer le nom de la personne au stylo l'inscrit de façon indélébile sur le dosimètre.

D'autre part, il existe une plage de contrôle sur chaque dosimètre, afin de vérifier que les opérations se sont effectuées dans les normes. Il est possible d'apprécier les doses, soit par simple contrôle

visuel soit plus précisément, à l'aide d'un densitomètre. Ensuite, l'enregistrement du dosimètre peut être conservé en archives et constitue une preuve irréfutable de ce qui s'est passé. Grâce à un système de filtres, il est possible de mesurer indépendamment les doses de rayons X et de rayons gamma reçues par une même personne.

NOUVELLE TORCHE D'ÉCLAIRAGE RÉGLABLE DE CINÉMA

Les procédés d'éclairage pour les prises de vues cinématographiques de petits formats ont été transformés par l'utilisation de lampes à vapeurs halogènes assurant de grandes puissances et des températures de couleur favorables pour la prise de vue-couleurs. La puissance utilisée dépend, cependant, des conditions de la prise de vues et, en particulier, de la distance du sujet et de la sensibilité des films utilisés ; c'est pourquoi, le réglage de cette puissance offre un grand intérêt.

Une nouvelle torche d'éclairage cinéma **Sylvania Sun Gun SG-502** est équipée dans ce but d'une nouvelle ampoule comportant trois pointes de contact et deux filaments de 500 watts chacun pouvant être mis en service séparément. Ce système permet ainsi le tournage des films, soit avec une puissance de 1 000 watts, soit avec la moitié de cette puissance, et sans changement de la température de couleur de 3400 °K (fig. 2).

Pour les prises de vues de films en lumière indirecte ou de grandes distances relatives, une puissance de 1 000 watts peut être

effectivement nécessaire, mais, en fait, beaucoup d'amateurs tournent des films chez eux à des distances maximales de 4 mètres et avec un éclairage direct.

Dans ces conditions, une puissance d'éclairage d'une lampe de 1 000 watts n'est pas nécessaire ; elle est même gênante par suite de l'éblouissement aveuglant et du développement excessif de chaleur qu'elle produit.

Son emploi constitue même un gaspillage d'énergie, puisque 500 watts suffisent amplement dans ce but ; il en est de même, évidemment, lorsqu'on emploie une caméra XL à très haut rendement munie d'un obturateur à très grande ouverture, et avec des films super-sensibles.

Cette torche est munie de volets assurant la protection de l'ampoule et le contrôle de la lumière ; elle possède une tête pivotante de 90°, et une poignée détachable, un fusible incorporé et deux interrupteurs ; elle est fournie avec un support métallique et une clef.

PROJECTEUR SONORE À LECTURE MIXTE

Deux procédés permettent, en principe, d'assurer la sonorisation des films réduits Super-8 et Simple-8 ; la méthode magnétique et la méthode optique. La première permet l'enregistrement par l'amateur lui-même, ce qui n'est pas le cas pour la seconde.

La méthode du son magnétique assure un résultat facile et de qualité ; elle permet de sonoriser les films même tournés en muet, très économiquement. Le procédé du son optique est plutôt professionnel ; il permet le tirage

de grande quantité de copies à des prix relativement faibles, car la piste sonore optique est reproduite en même temps que l'image.

Cette possibilité concerne particulièrement les applications de formation professionnelle ou syndicale, les organisations sportives, les industries, les firmes de publicité, et tous les utilisateurs qui désirent diffuser leurs films en un grand nombre d'exemplaires. D'ailleurs, le son original est inéffaçable, ce qui n'est pas le cas pour la piste optique.

Cet emploi d'un projecteur à son optique offre la possibilité d'employer facilement tous les films d'édition, de plus en plus nombreux et divers : dessins animés, films comiques, films d'aventures ou sportifs, qui ne sont pas tous sonorisés avec une piste optique et magnétique. Pour un même film, d'ailleurs, la version sonore optique peut être plus avantageuse que la version magnétique.

Le projecteur mixte, optique et magnétique, présente ainsi de nombreux avantages. Un modèle de cette catégorie a été présenté récemment ; l'appareil **Eumig Mark Som** dont l'emploi est cependant facile, grâce au chargement automatique et aux commandes de marche avant et arrière groupées sur un commutateur central (fig. 3).

Le passage du son optique au son magnétique est obtenu au moyen d'un bouton-inverseur. Des lampes témoins de couleur rouge, indicateurs d'enregistrement, des lampes jaunes de surimpression, une lampe blanche de projection à son optique, des régulateurs de surimpression et modulation rendent l'utilisa-



Fig. 2

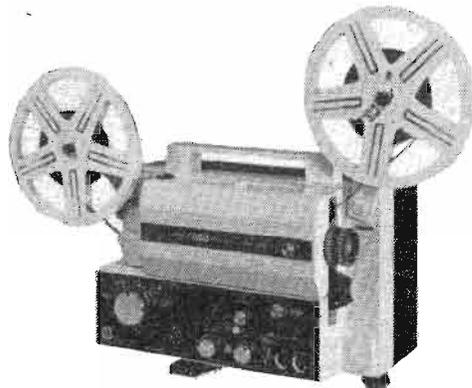


Fig. 3

tion de ce projecteur simple et sûr.

Au point de vue optique, l'appareil est muni d'une lampe halogène de 100 watts à miroir diathermique, et d'un objectif à focale variable, d'une ouverture de $F: 1,3$, d'une distance focale de 15 à 30 mm à 7 lentilles, permettant une projection satisfaisante même dans des salles de grandes dimensions ou en lumière atténuée.

Le haut-parleur incorporé comporte un diffuseur de 100 x 150 mm ; des sorties sont prévues pour haut-parleur extérieur et sortie de ligne pour amplificateur extérieur. Le rapport signal/bruit dépasse 45 dB en son magnétique, et 40 dB en son optique. Le réglage de la modulation est automatique avec compensation des variations de crête jusqu'à 30 dB et temps de réponse de l'automatisme de 100 millisecondes. La cadence de projection est de 24 images/seconde en son optique, avec une bande de fréquence correspondante de 80 à 5 000 Hz ; en son magnétique, elle est de 18 images/seconde avec une même bande passante ou de 24 images/seconde, ce qui permet d'obtenir de 75 à 10 000 Hz.

MAGNÉTOPHONE DE SONORISATION COMBINÉ

La sonorisation des diapositives ou des films réduits peut être réalisée facilement au moyen d'un magnétophone séparé, mais avec un adaptateur fournissant des signaux électroniques ou « tops » de synchronisme entre

les images et les sons. Cette adaptation est réalisée plus facilement au moyen d'un magnétophone spécial à bobines ou plutôt à cassettes permettant d'inscrire sur la surface de la bande magnétique deux pistes distinctes.

La première sert à l'inscription des sons d'accompagnement ; paroles, musique ou bruits de la manière habituelle ; la seconde reçoit l'inscription des signaux de synchronisme et l'appareil fournit au moment de la reproduction ces mêmes signaux, qui sont envoyés après traitement au projecteur automatique correspondant, de façon à assurer le défilement des images sonorisées aux moments utiles.

Il existe déjà, dans cette catégorie, un projecteur **Philips** de petite puissance, le **2250** ; il vient d'être complété par un nouveau modèle plus puissant et amélioré de même principe : le **LFD 2350 Av Synchro** (fig. 4).

Cet appareil à deux pistes séparées, mais du type mono à cassette, peut être utilisé, d'ailleurs, pour d'autres usages, et, en particulier, pour l'enseignement des langues, avec une piste réservée au professeur et l'autre à l'élève.

Comme le montre la figure 4, il est présenté en mallette fermée et utilisé verticalement ; l'enceinte acoustique incorporée est orientée vers les auditeurs. L'autre côté de la mallette comporte un couvercle fermé par deux pattes à bouton-pression, et dont l'abaissement laisse apparaître le magnétophone à cassette et le synchronisateur.

La touche d'enregistrement de ce dernier ne peut être actionnée que lorsque le couvercle de la mallette se trouve en position

ouverte, de façon à éviter tout risque d'effacement accidentel de la piste d'impulsion au cours de la reproduction normale.

Cet appareil aisément transportable peut être utilisé immédiatement pour reproduire un document sonore ou piloter un projecteur. La disposition des touches portant des symboles clairement représentés facilite le maniement ; la puissance de sortie sinusoïdale atteint 10 watts, suivant le standard DIN 45324 ; la durée d'audition est de 2 x 30 ou 2 x 45 minutes.

Un compteur à trois chiffres fonctionnant pendant le défilement de la bande pendant l'avance ou le rebobinage rapide permet de retrouver rapidement un passage déterminé ; une touche de pause arrête momentanément le défilement au moment de la lecture de l'enregistrement ; elle est utilisable pendant les projections synchronisées de diapositives.

Le synchronisateur, qui était séparé avec le projecteur 2250 précédent, est incorporé de façon à assurer l'enregistrement et les lectures d'impulsions sur support magnétique ; il est utilisable, en particulier, avec tous les projecteurs automatiques de diapositives disposant d'une prise de télécommande DIN 45523, et permet de réaliser de façon entièrement automatique un programme audiovisuel.

Le magnétophone peut être raccordé à un radiorécepteur et tous les enregistrements peuvent être écoutés en cours d'exécution sur le haut-parleur incorporé, ou des enceintes acoustiques extérieures. L'amplificateur peut être utilisé pour amplifier la modula-

tion provenant d'un microphone, d'un tourne-disque ou d'un deuxième magnétophone.

LE DÉVELOPPEMENT DES CASSETTES AUTO-NETTOYANTES

Les magnétophones à cassettes ont des têtes et des guides très facilement recouverts de poussières et de dépôts d'oxyde pouvant même gêner le passage de la bande lorsqu'il s'agit d'encrassement du cabestan ou des galets.

Le simple emploi des cassettes et cartouches auto-nettoyantes contenant une bande de tissu éliminant le dépôt de surface permet facilement, et à peu de frais, de conserver toujours la machine en bon état moyennant un minimum de précaution.

Dans ce domaine, une nouvelle cassette **Scotch** auto-nettoyante est simplement utilisée, pour enlever toutes les poussières et les dépôts d'oxyde, après 40 heures d'utilisation. La cartouche auto-nettoyante également utilisée après 40 heures exige quatre passages à raison de un par piste. La bande permet 24 opérations de nettoyage et un index d'utilisation permet de vérifier le nombre de passages effectués (fig. 5 et 6).

LE FILM de 9,5 mm

Les avantages du film de 9,5 mm n'ont pas été oubliés par beaucoup d'amateurs français, malgré la suppression commerciale de la fabrication de ce film en dehors de l'Europe, et sa diminution progressive, même en France.

Nous verrons au printemps

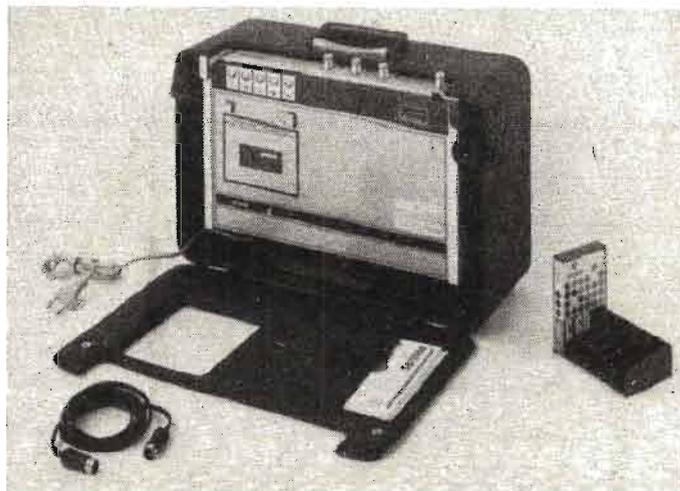


Fig. 4



Fig. 5

1975, l'apparition de nouveaux films de cinéma amateurs, aux couleurs encore améliorées ; mais, malheureusement, à partir de cette date, le film Kodachrome 9,5 mm ne sera plus fabriqué.

Les possesseurs de caméras de ce format ne devront cependant pas perdre tout espoir de les utiliser ; en effet, la firme **Kodak Pathé** doit accepter de couper les films de 9,5 mm dans des films Kodak Ektachrome, mais sans assurer la distribution et le traitement. Ce sont donc des spécialistes de ce format, qui devront se charger de cette opération ; on peut, dès à présent, indiquer dans ce domaine la Société Ligonie, 16, avenue Félix-Faure, 75015 Paris.

PROJECTEUR AUTOMATIQUE DE DIAPOSITIVES À GRANDE PUISSANCE

La puissance des projecteurs de diapositives automatiques doit être augmentée lorsqu'il faut réaliser des systèmes très lumineux, pour la projection en grandes salles, la rétroprojection sur grand écran, les projections au milieu éclairé, tels que salons, foires, halls, vitrines, salles de cours, où l'on doit prendre des notes, etc.

Un nouveau projecteur **Simda 2400** est équipé avec une nouvelle lampe halogène à grande puissance de 36 volts 400 watts, ce qui permet d'obtenir un fondu enchaîné avec un rendement lumineux exceptionnel, de l'ordre du double de la valeur moyenne.

Le projecteur employé est, en fait, le modèle Kodak SAV 2000 à magasin chargeur circulaire, mais modifié, comportant un coffre

intérieur équipé d'un transformateur spécial et d'une turbine double spéciale, de sorte que la température appliquée sur la diapositive est inférieure ou égale à celle obtenue dans le projecteur standard primitif (fig. 7).

Un triac incorporé permet le fondu enchaîné et l'appareil peut être raccordé à tous les systèmes de programmation au moyen d'une prise normalisée A 12 DIN, dont le câblage n'est pas modifié sauf en ce qui concerne la tension de la lampe.

Un commutateur permet de choisir le régime de projection standard ou piloté par un système de fondu dans les trois régimes de projection, qui sont choisis à l'aide d'un voltmètre, dont les indications sont valables même en fondu.

On peut également choisir trois systèmes de ventilation suivant les températures ambiantes et le type de projection. La lampe halogène a une durée de vie en régime normal de 50 heures.

MAGNÉTOPHONE DE SONORISATION À CASSETTES À USAGES MULTIPLES

Les magnétophones à cassettes disposés spécialement pour la sonorisation sont constamment perfectionnés et nous en avons signalés précédemment un modèle. Le magnétophone **Simda RL 15** est un appareil semi-professionnel de cette catégorie, utilisant encore les minicassettes à deux pistes, avec une piste pour le son et une piste pour la synchronisation grâce à une

tête spéciale double ; les deux pistes sont donc utilisées simultanément et non successivement.

Cet appareil permet ainsi l'enregistrement direct des sons et des signaux de synchronisation « tops » ou signaux de fondu, grâce à son synchronisateur incorporé, mais, en outre, pour la première fois et à l'égal des bancs de copie pour duplication, il permet la copie sur mini-cassettes des bandes originales de sons et de synchronismes.

La tête magnétique à deux pistes évite la diaphonie et assure la compatibilité avec tous les systèmes de synchronisation par minicassettes.

Cet appareil est équipé avec un moteur synchrone, marche avant et arrière rapides, éjection automatique de cassettes en fin de bande ou par absence de courant secteur. Le pleurage ne dépasse pas 0,4 % ; les circuits électroniques sont constitués par des plaquettes de circuits intégrés, et des transistors au silicium montés sur dix cartes enfichables interchangeables.

La bande passante s'étend de 45 à 10 000 Hz à 3 dB près ; le rapport signal/bruit dépasse 45 dB, et le recul de la diaphonie est supérieur à 45 dB. La fréquence de l'oscillateur est supérieure à 110 kHz et les corrections d'enregistrement et de lecture commutables manuellement sont prévues soit pour les bandes magnétiques standard, soit pour les bandes au bioxyde de chrome.

Signalons, pour la même firme, un système de sélection des vues par télécommande par câble ou commande radio intitulé **Micro-nic** dont l'utilisation codée sur

bande magnétique est également possible même en multivision. Les systèmes comportent des projecteurs Kodak SAV 2000 modifiés spéciaux, des codeurs émetteurs des décodeurs à fixer sur le projecteur, un radiorécepteur accordé au récepteur, un circuit interface raccordé à un décodeur et permettant l'enregistrement ou l'emploi d'un lecteur magnétique.

Un pupitre multicodeur permet, enfin, dans les grandes installations en multivision, de commander neuf projecteurs et d'assurer 36 fonctions.

LES NOUVEAUX EMPLOIS DU LASER EN PHOTOGRAPHIE COULEUR

Le laser est une source de lumière cohérente offrant de nombreuses possibilités dans divers domaines et, en particulier, dans celui de la photographie et de la cinématographie pour l'inscription et la restitution des images...

L'étude de l'emploi du laser pour l'enregistrement sur film, la projection des images et le tirage des photographies en couleurs, a attiré l'attention des grandes firmes photographiques, et, en particulier, des techniciens de la Société **Eastman Kodak**.

Depuis 1968, Richard A. Spaulding des Laboratoires de Recherches de cette firme étudie les problèmes de déflexion et de modulation d'un faisceau laser au moyen des dispositifs acousto-optiques. Sa récente découverte rend plus aisée l'utilisation d'un faisceau de lumière cohérente



Fig. 6



Fig. 7

pour l'enregistrement sur film des images TV-couleur, pour la projection par laser d'images TV-couleur et pour le tirage des photographies couleur.

Jusqu'à maintenant, l'utilisation de la lumière cohérente dans de telles applications nécessitait l'emploi de trois sources séparées: une pour le faisceau bleu, une pour le vert et une pour le rouge. Chacun de ces faisceaux était ensuite modulé séparément par un dispositif qui faisait varier l'intensité lumineuse du clair au sombre. Six éléments étaient alors nécessaires: trois lasers et trois dispositifs de modulation. Les faisceaux modulés étaient ensuite recombinaison au moyen de miroirs convenablement orientés pour former un faisceau trichrome modulé en intensité lumineuse. Un tel faisceau balayait rapidement un écran ou une surface, afin de former une image couleur de la même manière que celle formée sur un écran TV.

Cette technique conduisait à un système encombrant, à une perte d'énergie lumineuse et demandait de grandes stabilités mécaniques des miroirs de recombinaison.

Le dispositif acousto-optique mis au point par Spaulding se présente sous la forme d'un cube de verre ou de matière cristalline transparente aux rayons laser. Ses dimensions sont de l'ordre de celles d'un élément d'un jeu de cubes d'enfant. A l'intérieur du cube, sont envoyées des ondes

acoustiques de fréquence ultrasonore qui interfèrent avec le faisceau lumineux. Cette interaction a pour effet de dévier le faisceau lumineux d'un angle fonction de la fréquence ultrasonore et de la longueur d'onde lumineuse.

En faisant varier la fréquence ultrasonore, il est ainsi possible de faire varier l'angle de déflexion. De plus, l'intensité du faisceau lumineux dévié est fonction de l'intensité de l'onde ultrasonore; cette propriété permet de moduler le faisceau lumineux par une information agissant sur l'intensité de l'onde acoustique (fig. 9).

Après avoir étudié les propriétés respectives de chaque élément du système, Spaulding eut l'idée de les regrouper d'une manière souple et nouvelle; trois facteurs ont contribué à ce résultat:

1) Il est possible de choisir un laser émettant simultanément dans le bleu, le vert et le rouge; mais cette propriété complique le système car elle introduit une étape supplémentaire: les trois faisceaux bleu, vert et rouge doivent être séparés avant chaque modulateur et ensuite recombinaison.

2) Les longueurs d'onde de la lumière sont différemment déviées par une onde acousto-optique, de sorte qu'un faisceau lumineux trichrome est à la sortie du dispositif acousto-optique décomposé en trois faisceaux colorés séparés de la même

manière qu'un prisme décompose la lumière blanche en un spectre coloré.

3) Enfin, si des ondes acoustiques de plusieurs fréquences pénètrent dans le dispositif acousto-optique, il en résulte à la sortie un nombre correspondant de spectres.

Spaulding décida alors d'utiliser un laser à trois couleurs et d'exciter le dispositif acousto-optique par trois fréquences ultrasonores, ce qui fournit neuf faisceaux de base. En choisissant convenablement les fréquences ultrasonores, il est possible d'obtenir qu'un des faisceaux bleus, un des faisceaux verts et un des faisceaux rouges soient déviés exactement avec le même angle. Par suppression des faisceaux supplémentaires, on obtient un faisceau trichrome modulé dans chaque couleur, qui peut ensuite être dévié.

Dans l'expérience Kodak, il a été utilisé un laser au Krypton; un laser à colorants est également une source possible de faisceaux multiples.

Un des avantages est la pureté des couleurs obtenues par le choix judicieux du laser. Il en résulte une gamme plus étendue de couleurs, et une restitution plus fidèle qu'actuellement. De plus, compte tenu de l'intensité lumineuse très élevée du laser, le film utilisé peut être moins sensible.

COMMENT CONSERVER UNE TRACE DES PHOTOGRAPHIES HISTORIQUES

Les premières photographies des âges héroïques ont été, en particulier, des daguerréotypes. Il en existe des collections fort intéressantes qui datent du second empire et nous montrent avec précision les personnages et les scènes de l'époque. Ces images offrent bien souvent, d'ailleurs, des qualités documentaires et même artistiques remarquables.

Nous pouvons donc avoir à notre disposition des daguerréotypes de ce genre, et il est intéressant d'en conserver une trace et un souvenir en les photographiant de la manière ordinaire au moyen de notre appareil moderne. La seule difficulté provient du fait que le daguerréotype a une surface réfléchissante formant miroir.

Quand on ne possède pas de système support de banc-titre pour la reproduction, le meilleur moyen consiste à éclairer la surface de part et d'autre de l'appareil avec un faisceau lumineux d'une incidence de 45°, en disposant autour de l'objectif un grand carton noir qui empêche l'appareil photographique et le photographe lui-même d'avoir leurs images réfléchies sur la surface et, par conséquent, de figurer sur la vue finale. On choisit, bien entendu,



Fig. 8



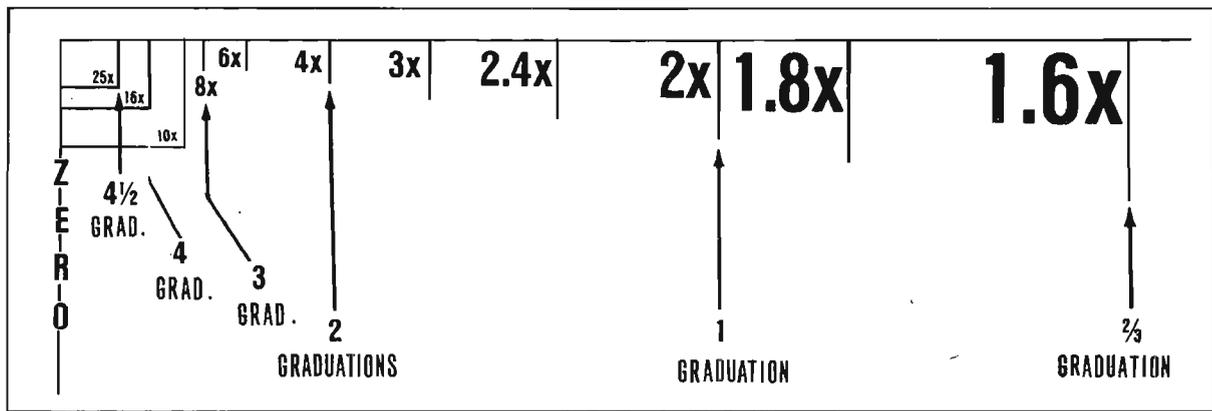


Fig. 9

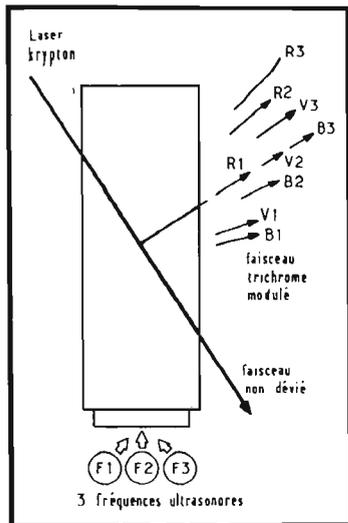
une émulsion en noir et blanc à grain fin, telle que le Kodak Ektapan.

Ainsi, nous pouvons conserver des souvenirs historiques curieux, telle que l'image de la figure 8, qui nous montre le Duc d'Aumale et le Prince de Joinville au moment des obsèques de la Reine Marie-Amélie en 1866.

LA PRISE DE VUE DE L'INVISIBLE AU FLASH ÉLECTRONIQUE

Les prises de vues en lumière infrarouge avec les films spéciaux que nous pouvons avoir à notre disposition permettent d'obtenir des résultats extrêmement curieux, que nous avons déjà notés, et faire apparaître les visages et les objets qui nous entourent sous les aspects inhabituels et avec des colorations étranges.

Mais, de plus, l'utilisation de la lumière infrarouge dans l'obscurité apparente assure un éclairage invisible des objets, de sorte qu'il nous est possible d'effectuer des prises de vues la nuit et dans tous les locaux obscurs, sans faire apparaître aucune lumière visible.



Il s'agit là, d'une application très curieuse de la photographie pour les usages militaires, scientifiques, techniques, juridiques, policiers, etc., mais qui étaient jusqu'ici plus ou moins faciles à réaliser pratiquement. La construction d'un flash électronique, destiné essentiellement à fournir un éclairage infrarouge dans l'obscurité, change les conditions du problème et rend la solution beaucoup plus facile.

Cet appareil de la série **Sunpak**, fabriqué au Japon, mais importé par Carl Zeiss, dénommé **Nocto 400** est destiné spécialement à cet usage avec emploi d'une émulsion Kodak infrarouge pour obtenir aussi bien des images en couleurs qu'en blanc et noir.

Les rayons infrarouges ne sont pas seulement calorifiques ils ont des effets lumineux et ce flash électronique est simplement un appareil normal comportant en permanence un filtre rouge assurant une coupure autour d'une valeur critique. Le film Kodak infrarouge à grande rapidité est sensible aux rayons de lumière visible, depuis le bleu jusqu'au rouge, aussi bien qu'à ces rayons infrarouges et à la lumière du jour, un filtre rouge intense est nécessaire pour les éliminer.

Comme la lumière naturelle contient une grande quantité de radiations infrarouges, même dans les conditions diverses de l'hiver, il est difficile d'évaluer les durées d'exposition; c'est pourquoi il est bon de pouvoir compter sur une source de rayons infrarouges de valeur connue de ce genre.

La première application de ce flash électronique original consiste à assurer ainsi une quantité de lumière infrarouge déterminée pour les prises de vues à l'intérieur; aucun filtre n'est

nécessaire sur l'objectif de la caméra.

Un autre emploi de l'appareil est la production de « lumière noire », ce qui permet à l'opérateur d'effectuer des prises de vues avec un fonctionnement invisible du flash, qu'il est impossible de détecter. C'est seulement en observant directement le tube dans l'obscurité ou à proximité, qu'on peut observer une très légère lueur rouge.

L'appareil est très facile à employer. Il est muni d'un calculateur de grandes dimensions avec étalonnage en pieds ou en mètres, de 3 à 25, et indication des ouvertures de F : 16 à F : 28. Ce calculateur est étalonné pour le film infrarouge Kodak High Speed. En dessous, se trouve un contacteur assurant une puissance élevée plus faible et, à droite, deux indicateurs lumineux et un bouton d'essai. L'alimentation est assurée par quatre éléments au nickel-cadmium et un système d'alimentation à courant alternatif avec redresseur pour la charge.

Avec un appareil muni d'un objectif une ouverture de F : 1,4, il est possible d'obtenir une image de qualité raisonnable à l'extérieur et de nuit à une distance de 9 mètres; en augmentant la durée du développement, de plus grandes distances peuvent même être obtenues.

On constate que certains objets tels que les surfaces blanches, le plâtre et le papier réfléchissent les rayons infrarouges; il faut donc éviter des réflexions de ce genre, qui se manifestent d'ailleurs, également lorsqu'on emploie un flash à lumière ordinaire.

Des surexpositions risquent d'amener des effets de halo excessifs avec les films infrarouges, qui ne comportent pas une couche dorsale, et la latitude de

sous-exposition est également limitée; c'est pourquoi, l'ouverture de diaphragme à choisir est assez critique.

Le film Kodak indiqué semble le meilleur à employer et l'appareil n'est pas normalement utilisable pour les prises de vues en couleur de sorte que l'Ektachrome Infrarouge doit être éliminé parce qu'il donnerait une image rouge.

On pourrait aussi songer à l'émulsion infrarouge à haut contraste fabriquée antérieurement par Kodak, qui possède une couche dorsale anti-halo et fournit des images de qualité, grâce à son grain très fin, mais qui doit être chargée dans l'obscurité totale et conservée à une température bien déterminée.

Cet appareil peut servir à effectuer des prises de vues de caractère militaire ou policier, de contrôle de trafic, mais il est également idéal pour les photographies nocturnes des animaux, les macrophotographies en infrarouge, etc.

Une certaine expérience est nécessaire dans de nombreux domaines, en particulier, s'il s'agit de prises de vues à très courte distance, pour la disposition du flash, avec une gamme limitée à environ 9 mètres et une ouverture de F : 1,4. Cet appareil n'est cependant pas toujours utilisable pour la photographie des animaux sauvages directe; il faut le disposer plus près du sujet avec un câble de liaison assez long.

On obtient une ouverture optique suffisante avec un objectif d'une distance focale normale de 50 mm, mais il n'est pas recommandable d'utiliser un objectif grand angulaire d'une distance focale plus courte. Un objectif de 85 mm ou 105 mm de focale peut assurer un meilleur rendement de l'éclairage; ce fait est dû à la nature de la lumière infrarouge,

et non à la nature du réflecteur du flash.

Les objectifs de la caméra peuvent être mis approximativement au point avant la prise de vue, et la mise au point finale est effectuée en tenant compte des graduations spéciales pour infra-rouge indiquées sur la monture de l'objectif.

Cet appareil n'est évidemment pas destiné à photographier les paysages de fond, mais seulement des objets bien définis et particuliers. Les limitations ne viennent pas de l'appareil lui-même, mais des applications envisagées qui peuvent être cependant très intéressantes et sont réalisées comme nous venons de le voir d'une façon vraiment simple et pratique.

LES PROBLÈMES DE LA PRISE DE VUE À TRÈS COURTE DISTANCE

La prise de vue à très courte distance en très gros plans ou macrophotographie offre des possibilités nombreuses et intéressantes. Elle peut être réalisée, en général, avec des appareils de petits formats quelconques mais avec des systèmes adaptateurs, la plupart du temps, appliqués sur l'objectif ce qui pose des problèmes pour la détermination du temps de pose et la mise au point.

Le premier problème, dans ce cas, lorsqu'on emploie des tubes ou des soufflets pour modifier la position de l'objectif consiste dans la détermination modifiée du temps de pose nécessaire. On peut opérer pratiquement de la façon suivante.

Prenons notre caméra, et réglons l'objectif pour la mise au point sur l'infini optique ; ensuite, tournons lentement la molette de mise au point en plaçant la graduation sur la distance de mise au point minimale possible. La distance de l'objectif à la caméra augmente ainsi graduellement ; les graduations d'ouvertures sur notre caméra ont été calculées pour l'objectif réglé sur l'infini.

Le déplacement de l'objectif en avant pour la mise au point sur des sujets ou des objets très rapprochés diminue l'éclairement et modifie ainsi les valeurs indiquées pour les ouvertures. La variation est cependant si légère qu'il n'en résulte pas d'effets appréciables aux distances habituelles de prise de vues.

Mais, quand nous plaçons des

Nombre de dioptries de la bonnette	Distance de mise au point	Distance du sujet à l'objectif
+ 1	Infini	95 cm
	15 m	92 cm
	7,50 m	85 cm
	6 m	82 cm
	4,50 m	80 cm
	3 m	72 cm
	1,80 m	62 cm
	1,20 m	52 cm
	1 m	50 cm
+ 2	Infini	47 cm
	15 m	46 cm
	7,50 m	45 cm
	4,50 m	43 cm
	3 m	41 cm
	1,80 m	38 cm
	1,20 m	35 cm
	1 m	34 cm
	+ 3	Infini
15 m		31 cm
7,50 m		30 cm
4,50 m		29 cm
3 m		28 cm
1,80 m		26 cm
1,20 m		25,5 cm
1 m		25 cm
+ 4		Infini
	1 m	20 cm

TABLEAU I

tubes d'extension ou des soufflets entre l'objectif et la caméra, pour les prises de vues à très courte distance, la perte de lumière est suffisante habituellement pour déterminer une sous-exposition, si nous n'effectuons pas la compensation nécessaire du temps de pose. Dans ce cas, il est bon de savoir comment effectuer cette compensation avec un type de caméra déterminé.

Mesurons le diamètre de l'ouverture de l'objectif, puis déterminons l'ouverture effective en nous basant sur ce diamètre et en divisant ce diamètre par la distance de l'objectif au film.

Nous pouvons aussi, si nous préférons, calculer le facteur de pose c'est-à-dire le nombre qui doit déterminer l'augmentation nécessaire du temps de pose ; nous le déterminerons d'après la relation simple :

$$\text{Facteur de pose} = \frac{(\text{Distance de l'objectif au film})^2}{(\text{Distance focale de l'objectif})^2}$$

Il nous suffira de multiplier le temps de pose normal avec l'objectif à sa position habituelle par ce facteur.

Un autre mode de correction peut aussi être appliqué d'une autre façon.

1) Metton au point et cadrans l'image avec notre caméra.

2) Plaçons la mire d'exposition pour appareil 24 x 36 objectif 50 mm, représentée sur la figure 9 à la partie supérieure du sujet horizontalement de sorte que la graduation zéro soit alignée avec le bord gauche du sujet.

3) Le temps de pose nécessaire peut être déterminé sur le bord droit de l'image observée sur la glace dépolie, par l'indication du facteur de pose.

4) Divisons la sensibilité normale du film en ASA par le facteur de pose, ou augmentons l'exposition par le nombre de graduations indiqué sur l'échelle inférieure.

Un autre problème se pose également : c'est celui de la distance focale du système optique obtenu pour les prises de vues à très courte distance, lorsque nous utilisons notre caméra de la manière habituelle, mais en plaçant sur l'objectif une lentille ou bonnette d'approche, variant suivant la distance de prise de vue plus ou

moins réduite que nous voulons obtenir.

Il faut convertir la distance focale de notre objectif de notre caméra en dioptries, ajouter ce nombre aux dioptries de la bonnette pour prises de vues rapprochées et reconvertir l'ensemble en distance focale habituelle.

Supposons que nous ayons un objectif normal de caméra de 50 mm de distance focale. Pour convertir cette valeur en dioptries effectuons la division 1 000 : 50, ce qui nous donne 20 dioptries. Maintenant, ajoutons ces dioptries à celles de la lentille d'approche.

Supposons que nous ayons une lentille de 10 dioptries, cela nous donnera un total de 30 dioptries ; divisons maintenant 1 000 par 30 et nous obtiendrons 33,3 millimètres, ce qui nous donnera la distance focale du système utilisé comportant une bonnette d'approche de + 10 dioptries placée sur un objectif de 50 mm de distance focale.

Le tableau I ci-contre indique comment varient les distances de mise au point suivant la distance du sujet à l'objectif et le nombre de dioptries de la bonnette utilisée, pour un appareil 24 x 36 à film de 35 mm et objectif d'une distance focale de 50 mm.

Utilisation pratique d'un oscilloscope

MESURE & DE FREQUENCE & DE PHASE

UTILISATION DE LA BASE DE TEMPS ETALONNEE

LORSQUE la base de temps est étalonnée, il suffit de mesurer la largeur « d » de l'écran occupée par le (ou la partie de) signal, stabilisé convenablement par le dispositif de synchronisation, pour avoir la durée correspondante.

En effet, le vernier étant sur sa position étalonnée, et la loupe horizontale sur X₁, si la vitesse de balayage affichée est « V_H » en ms/cm (par exemple), la durée prend alors la valeur : $t = V_H \times d$ (en ms). Si la loupe horizontale est placée sur une autre position que X₁ ou X₃, la mesure n'est plus possible ; il en est de même si le

vernier de vitesse est disposé ailleurs que sur le repère « Etal » La loupe horizontale placée sur X₃, la vitesse est alors divisée par 3.

Pour connaître la fréquence de récurrence du signal observé, il faut mesurer la période T, laps de temps nécessaire pour qu'il reprenne, dans le même sens, la même valeur. On a alors $F = 1/T$.

MESURE PAR SUBSTITUTION

Lorsque la base de temps n'est pas étalonnée, on peut faire appel à un générateur délivrant une fréquence variable connue reproduisant la même période que celle du signal inconnu. On substitue alors les signaux entre eux sans retoucher à la base de temps : voir figure 1 ; la fréquence varia-

ble dite « étalon » — contrôlée au besoin par un fréquencemètre — sera ajustée de telle sorte que les périodes T_e et T_x occupent la même largeur d'écran. Dans ce cas $f_e = f_x$.

MODULATION DU WEHNELT

Afin d'éviter la substitution, génératrice de sources d'erreurs sur l'appréciation des longueurs, on peut moduler le Wehnelt par la source « étalon » pendant que l'on observe le signal inconnu. Il suffit de relier sur l'entrée « W » ou « Z » un générateur de fréquence variable et de tension suffisante pour que la trace horizontale soit périodiquement éteinte : voir figure 2. Les extinctions correspondent aux creux de modulation de lumière donc aux

alternances négatives du signal « étalon ».

Les alternances du signal appliqué en vertical, sont, alors, périodiquement interrompues. On compte, pendant une période de f_x, le nombre d'extinctions N ; d'où la relation évidente :

$$f_x = \frac{f_e}{N}$$

...f_e étant affiché sur le générateur auxiliaire.

Ceci suppose évidemment un certain ajustement de la fréquence f_e de telle sorte que le nombre d'interruptions N cadre bien avec le signal f_x.

FIGURES DE LISSAJOUS

Les méthodes précédentes font intervenir la base de temps de

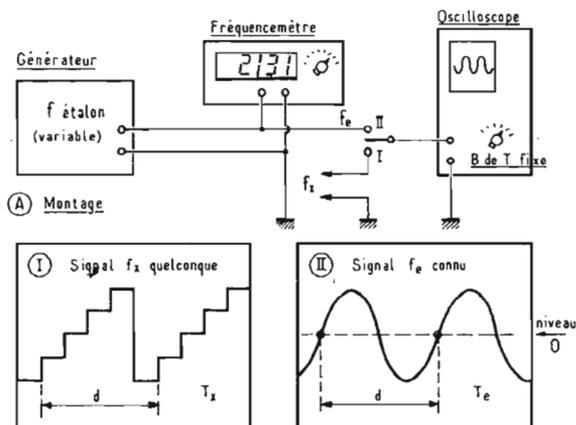


Fig. 1 - Etalonnage en fréquence sur une position quelconque de la base de temps.

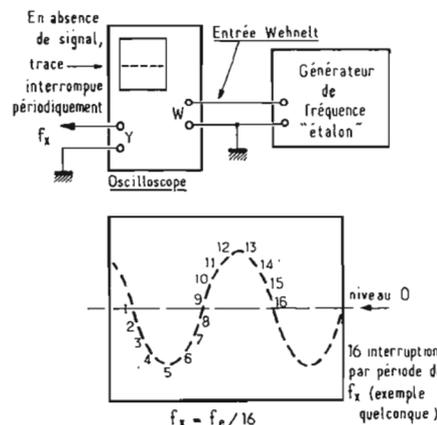


Fig. 2 - Procédé de modulation du Wehnelt par un signal de fréquence connue.

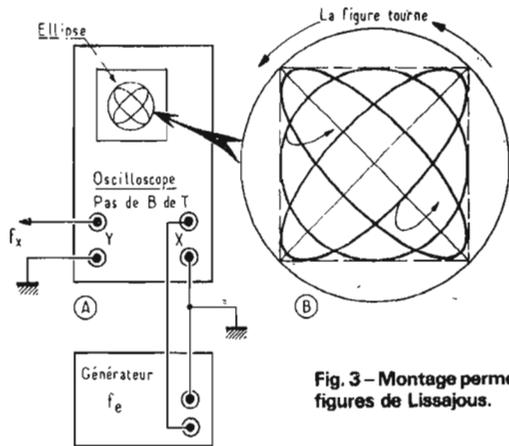


Fig. 3 - Montage permettant les figures de Lissajous.

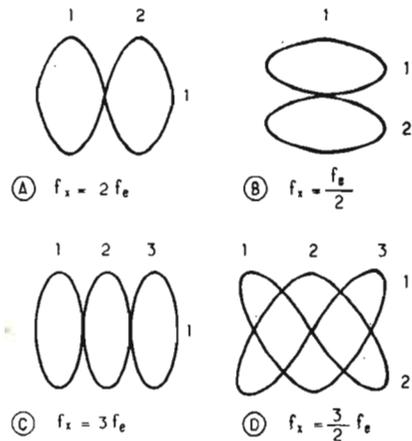


Fig. 5 - Exemples de figures de Lissajous où les rapports de fréquence sont différents de 1.

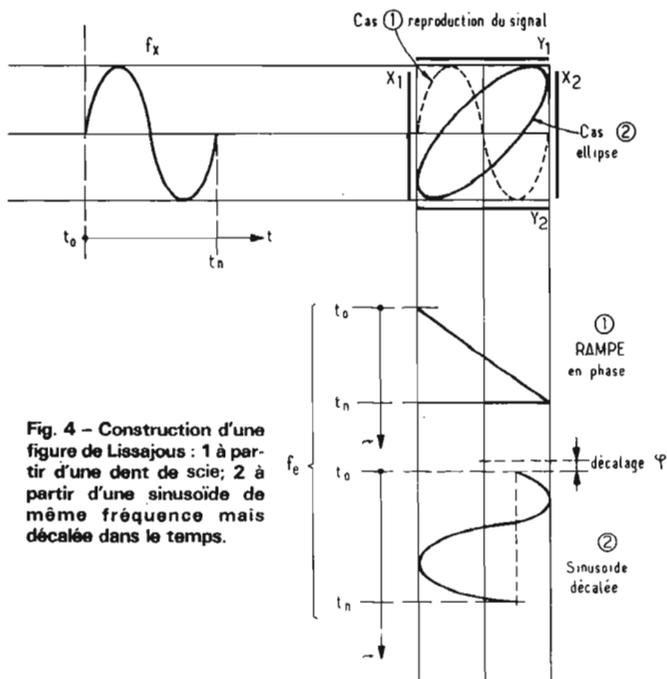


Fig. 4 - Construction d'une figure de Lissajous : 1 à partir d'une dent de scie; 2 à partir d'une sinusoïde de même fréquence mais décalée dans le temps.

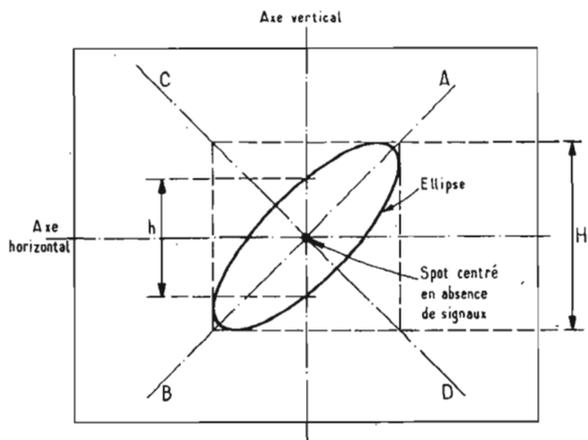


Fig. 6 - Mesure d'un déphasage à partir d'une ellipse.

l'oscilloscope. Avec les figures de **Lissajous** l'oscilloscope fonctionne en traceur X/Y : la voie verticale reçoit encore la fréquence inconnue f_x (fig. 3) tandis que l'entrée horizontale accueille le générateur « étalon ». Le but à rechercher est une figure **simple** composée point par point comme l'indique la figure 4. Il est évident que si l'on applique une dent de scie en horizontal (cas 1), on reproduit le signal comme s'il s'agissait d'une base de temps ; le générateur « étalon » est alors un générateur de « fonctions ».

Mais il est plus courant de faire appel à des **sources sinusoïdales**, dont la composition entraîne une figure type facile à interpréter.

En « figulant » au mieux la fréquence « étalon », on obtient une ellipse tournant sur elle-

même, de telle sorte qu'elle devienne tantôt un trait incliné à $\pm 45^\circ$, tantôt un cercle, il est rare, en effet, que la stabilité des sources permette une figure bien stable (voir fig. 3b).

Dans ce cas, on a évidemment $f_x = f_e$.

L'image peut aussi s'arrêter sur des compositions plus complexes : voir les exemples de la figure 5.

On compte, alors, les points de tangence verticale N_v et horizontale N_H ; on démontre alors que

$$f_v = \frac{N_H}{N_v} f_H$$

... avec ici, $f_x = f_v$ et $f_e = f_H$.

Ainsi, figure 5d, $N_H = 3$ et $N_v = 2$; on a donc :

$$f_x = \frac{3}{2} f_e$$

Signalons tout de suite que ce genre de composition n'est qu'une curiosité pédagogique. Il en est de même pour d'autres méthodes telles que celle de l'anneau modulé ou base de temps de Lilianfield que nous ne reproduisons pas ici. Enfin, la méthode de Lissajous n'est plus utilisable dès que les fréquences de travail deviennent trop grandes : on ne peut plus alors, obtenir une figure simple, les sources dérivant trop, généralement, en fonction du temps.

MESURE DE PHASE PAR LA MÉTHODE DE L'ELLIPSE

Lorsqu'on veut mesurer le déphasage existant entre deux

tensions sinusoïdales de **même origine** (de même source), on peut réaliser une figure de Lissajous simple.

On obtient alors une ellipse inclinée dont l'analyse mathématique nous procure le déphasage. En encadrant la figure dans un rectangle fictif **centré sur l'axe du tube** (voir fig. 6) le sinus de l'angle de déphasage est égal au rapport h/H . Ceci suppose un **cadre rigoureux du spot sur l'axe de l'écran, en absence des signaux horizontaux et verticaux**.

Il vient : $h = H$ pour $\varphi = 90^\circ$ et 270° et $h = 0$ pour $\varphi = 0$ et 180° . Dans le cas où $\varphi > 90^\circ$ la figure s'incline suivant la diagonale CD. On prendra bien garde qu'il n'y ait pas déjà un déphasage résiduel entre les entrées Y et X auquel cas la mesure serait fautive.

MÉTHODE DU « BI-COURBE »

En adoptant un commutateur électronique à l'oscilloscope monotrace, on réalise un bi-courbe : voir figure 7. Le circuit de synchronisation est alors **extérieur** et s'applique **soit** sur le canal I, **soit** sur le canal II, au moyen d'un inverseur.

a) Mesure de fréquence

La recherche d'une fréquence inconnue devient facile puisqu'il suffit d'appliquer le signal inconnu sur la voie I et celui « étalon » sur l'autre entrée.

A l'aide de la base de temps on fait coïncider les périodes en les étalant au mieux sur l'écran (fig. 8). Ceci nécessite, toutefois, de faire passer alternativement la synchronisation sur l'une ou

l'autre des entrées car les sources étant différentes les fréquences dérivent toujours un peu l'une par rapport à l'autre. On peut aussi étalonner en temps une bonne fois pour toutes la trace horizontale une fois le signal inconnu stabilisé ; on a recours, alors, à un petit accessoire peu coûteux disponible généralement chez les constructeurs d'oscilloscopes.

b) Mesure de phase

Quant à la mesure de déphasage entre deux signaux de même nature, elle découle de l'observation du décalage relatif entre les deux traces : ainsi, figure 9, on note le décalage « d » par rapport à la période « D » ; d'où l'évidente relation :

$$\varphi = \frac{d}{D} 360^\circ$$

Ceci suppose la précaution initiale de superposer les deux traces avec l'axe horizontal du tube, **en absence de signaux**, puisque les largeurs « d » et « D » sont repérées au niveau des intersections avec cet axe.

REALISATION D'ACCESSOIRES

Les mesures de fréquence et de phase peuvent susciter la réalisation d'accessoires fort utiles. D'ailleurs, les constructeurs d'oscilloscopes proposent souvent dans leurs catalogues des équipements fort connus tels que des commutateurs électroniques (citons chez Hameg, le modèle HZ36 [1]) ou des générateurs d'étalonnage utilisés pour le marquage (type HZ28). Mais ce n'est pas tout.

L'avènement des micro-circuits permet, en effet, d'autres systèmes dont nous allons reproduire ci-après les schémas de principe (projet de réalisation à mettre au point).

a) Phasemètre à aiguille

Un système assez simple peut servir d'indicateur de phase, si les signaux confrontés sont sinusoïdaux, d'une part, et issus d'un même générateur, d'autre part.

Le principe consiste à transformer les sinusoides en signaux rectangulaires (fig. 10) et à les soumettre à une porte logique NAND qui donne un niveau « zéro » (bas) lorsque les deux voies arborent en même temps le niveau 1 (haut).

Les entrées débouchent, en effet, sur des écrêteurs à diode 1N914 montées « tête-bêche ». Il en résulte, si les signaux d'entrée

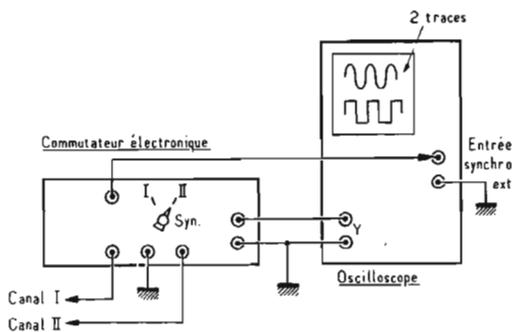


Fig. 7 - Utilisation d'un commutateur électronique.

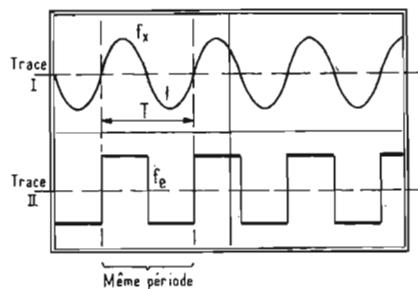


Fig. 8 - Mesure de fréquence au moyen de 2 traces dont l'une est attaquée par un signal étalon.

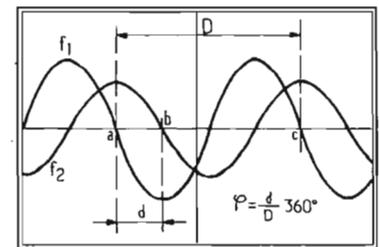


Fig. 9 - Mesure d'un déphasage par la méthode du « bi-courbe ».

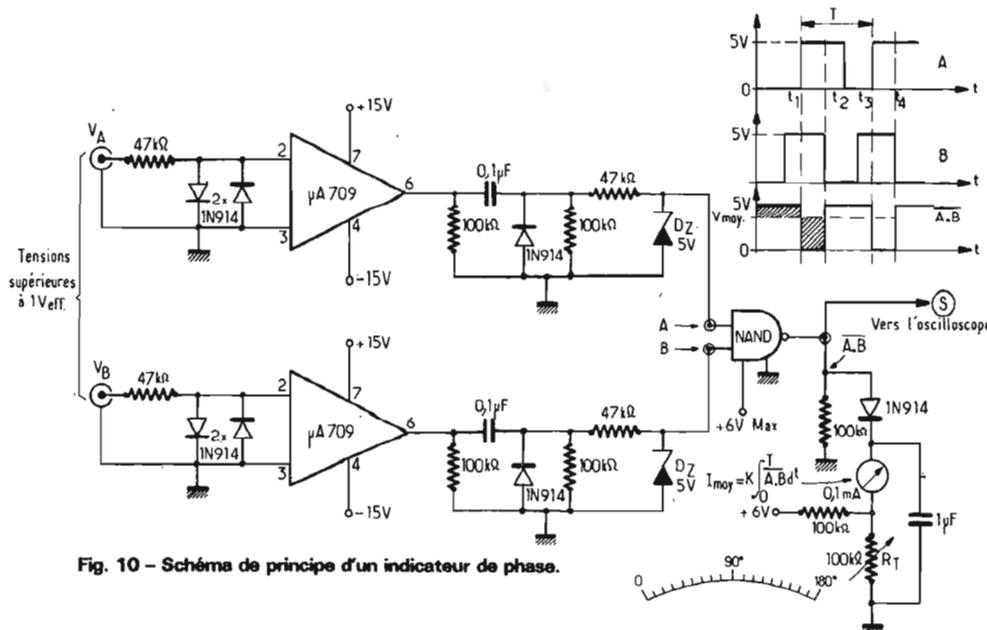


Fig. 10 - Schéma de principe d'un indicateur de phase.

sont d'amplitude suffisante des sinusoïdes fortement tronquées.

Les micro-circuits qui font suite sont des comparateurs qui basculent leur état de sortie chaque fois que la différence de tension entre 2 et 3 passe par zéro. Ce sont des $\mu A709$ **non compensés** afin que le basculement s'opère plus facilement et avec des temps de transition très courts.

Sur les sorties 6 apparaissent des impulsions de ± 15 V d'amplitude que les diodes 1N914, qui font suite, alignent au niveau zéro par valeur positive.

Les diodes zener Dz5 V limitent les amplitudes à + 5 V environ : il faut donc choisir une diode zener adéquate au niveau logique de la porte NAND qui suit.

Cette porte, donc, fournit la relation A.B (A produit B-barre) : c'est-à-dire qu'elle fonctionne en sortie au niveau 1 chaque fois que les entrées A et B n'ont pas, **en même temps**, le niveau 1.

Le graphique — en macaron — de la figure 10 montre que lorsqu'un déphasage existe entre les signaux d'entrée, le niveau de sortie de la porte passe à zéro pendant les intervalles de temps t_2-t_1 et t_4-t_3 . La valeur moyenne de la séquence hâchée est élevée ce qui fait dévier fortement l'indicateur à aiguille via son dispositif de détection. L'oscilloscope branché en S donne le déphasage :

$$\varphi = 360^\circ \frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_1}$$

Les temps peuvent être remplacés par des mesures de longueur sur l'écran du tube cathodique. La position relative des impulsions sur les entrées A et B permet de définir l'avance ou le retard.

Enfin, la résistance R_1 permet de ramener à zéro l'aiguille lorsque les signaux sont en phase.

Attention ! Le schéma proposé est un projet qu'une mise au point doit parachever.

b) Système compensateur de phase.

Un système assez simple peut être envisagé pour les mesures de déphasage notamment sur les réseaux et filtres à composants passifs (voir fig. 11). Celui-ci est, par exemple, branché entre l'entrée horizontale d'un traceur X/Y et la sortie d'un générateur audio-fréquence. Celui-ci alimente également le primaire d'un transformateur AF à secondaire symétrique.

Un circuit RC modifie la phase

relative de la tension V_4 appliquée à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Si le déphasage du réseau a lieu dans le même sens que celui apporté par le système RC, une valeur particulière de constante de temps $= RC$ permet de rattrapper le déphasage entre les tensions U_4 et U_5 . Cela apparaîtra sur l'écran par le fait que la figure de Lissajous se ramène à un trait incliné à $\pm 45^\circ$. Si la compensation ne peut s'opérer, c'est que le déphasage a lieu dans l'autre sens : retourner alors les connexions A-B du circuit RC. Il faut également s'assurer que le transformateur T_r , n'apporte pas, lui-même, un déphasage à la fréquence considérée **quand $R = 0$** ; pour ce faire, le réseau à tester est neutralisé (court-circuiter E/S).

S'il apparaît une ellipse sur l'écran, il conviendra d'intercaler, en φ_e , un réseau déphaseur analogue au système RC ; le réglage de R se pratiquera alors pour l'obtention d'un trait incliné sur l'écran.

Le premier déphaseur étalonné servira alors à la compensation du déphasage du filtre.

Connaissant C, R et la pulsation $\omega = 2\pi F$, le déphasage sera égal à

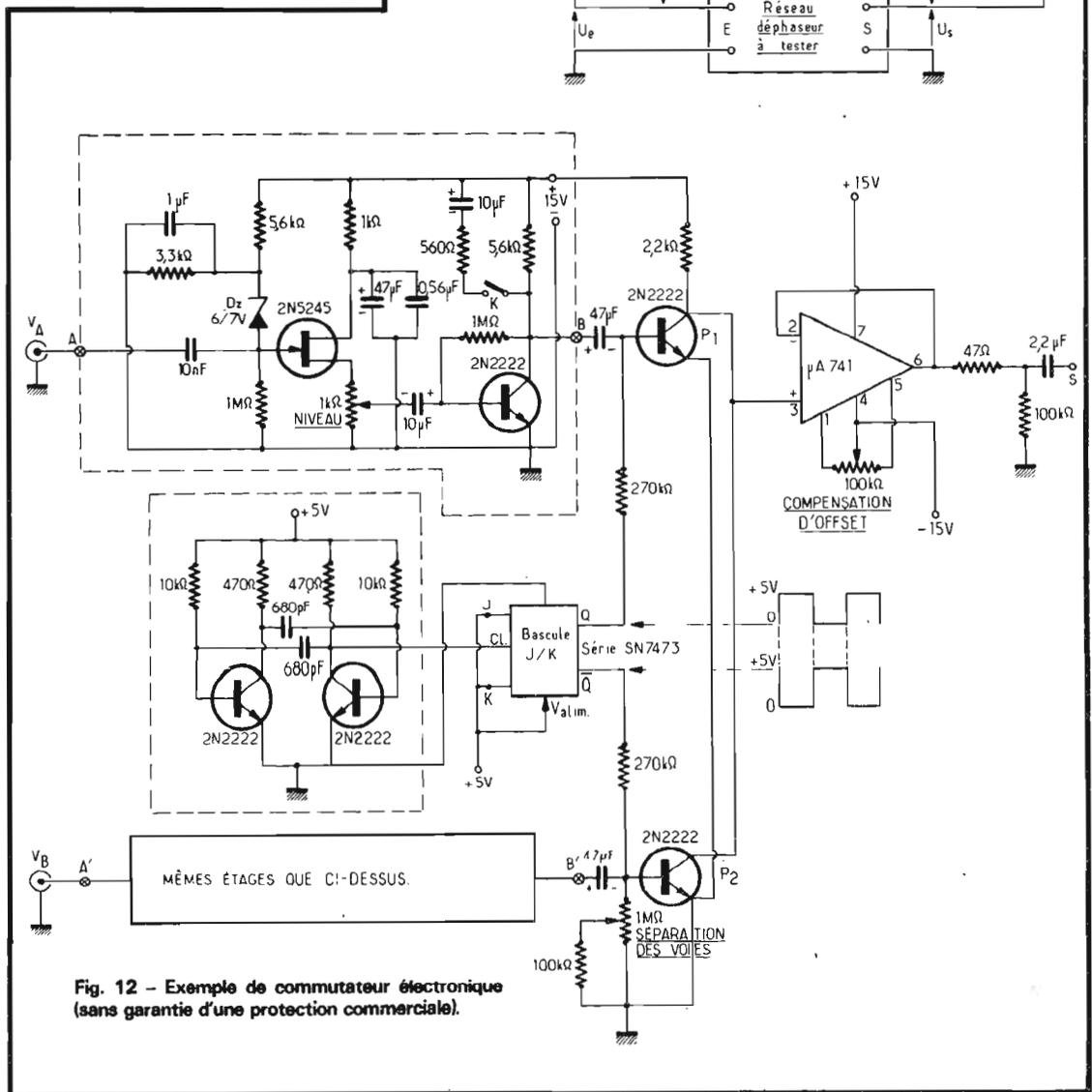
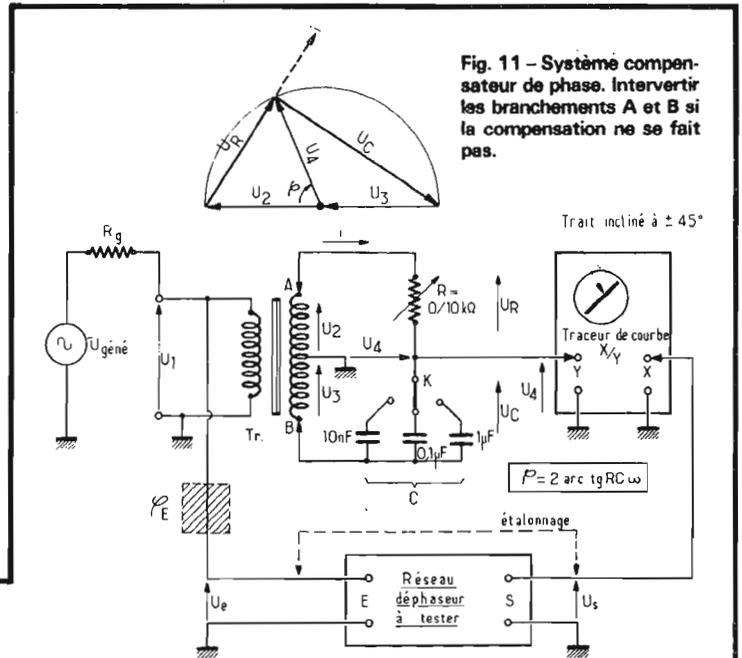
$$\varphi = 2 \text{ arc Tg RC}\omega$$

En effet, on démontre que :

$$T_g = \frac{\varphi}{2} 2\pi RCF$$

c) Commutation électronique.

Un certain nombre de fabricants proposent des commuta-



L'ONDE MARITIME

CANNES LA BOCCA - 28 bd. du Midi - T. 47-44-30
BEAULIEU - Nouveau Port T. 01-11-83



OMNIBAND VI NOUVEAU MODÈLE RÉCEPTEUR GONIO

relèvements sur
radiophares et
bande marine

SIX BANDES RADIO, particulièrement bien étudiées pour les plaisanciers.

- | | |
|--|---|
| 1 - Gamme GO - Radiophares - Consoles - 180 - 380 kHz. | 4 - Gamme Modulation de Fréquence - 108 - 88 MHz. |
| 2 - Gamme de Radiodiffusion PO 540 - 1 600 kHz. | 5 - Gamme V.H.F. Aviation 108 - 136 MHz. |
| 3 - Gamme Marine ou Chalutiers 1,6 - 4 MHz. | 6 - Gamme V.H.F. Marine 147 - 174 MHz. |

BARLOW - WADLEY XCR-30



RÉCEPTEUR DE
"TRAFFIC"
PROFESSIONNEL
AM - USB - LSB
CW - RTTY

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____

ADRESSE _____

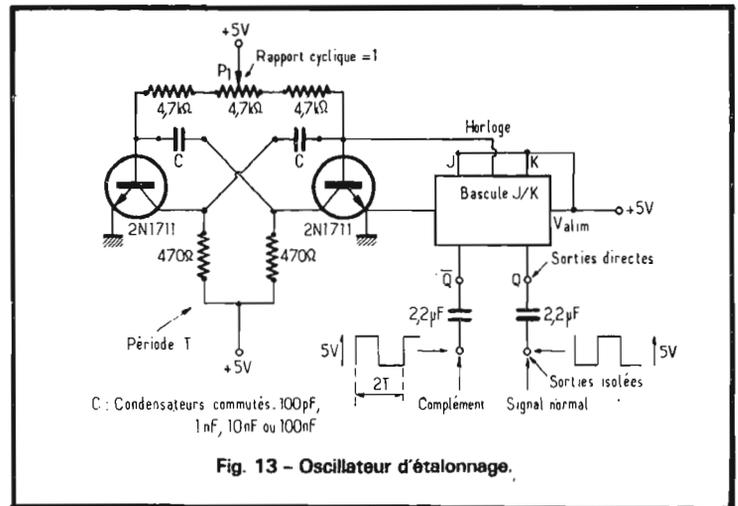


Fig. 13 - Oscillateur d'étalonnage.

teurs électroniques permettant de transformer un oscilloscope mono-trace en bi-courbe.

Nous donnons, figure 12, un exemple de commutateur qui peut servir de base à une étude de réalisation.

Chaque entrée V_A et V débouche sur un étage à haute impédance d'entrée à transistor à effet de champ (2N5245). Ce dernier est monté en « drain-commun » afin de pouvoir disposer d'un réglage de niveau sans réaction sur la bande passante.

Sur l'entrée, est disposé un dispositif protecteur à diode zener polarisée : on choisira une diode zener fonctionnant à 6 ou 7 V c'est à une valeur légèrement supérieure à la tension de pont (5,6 V). Ainsi, le transistor est protégé à ± 6 V sur sa grille.

Le transistor 2N2222 qui fait suite amplifie le signal de 200 à 300 fois ; l'attaque peut donc s'élever à quelques millivolts. Si les tensions V_A et V_B sont déjà élevées on peut réduire le gain du transistor précédent en agissant sur le contacteur K qui shunte éventuellement la charge de 5,6 k Ω par une résistance de 560 Ω (isolé en continu par un condensateur de 1 μ F).

Un deuxième étage monté exactement comme les circuits précédents (AB = A'B) est branché sur la voie de V_B .

Chacune de ces voies aboutit à des transistors P_1 et P_2 fonctionnant comme des « portes » commutées alternativement par les signaux Q et \bar{Q} issus d'une bascule J/K, elle-même commandée par les signaux d'un multivibrateur astable fonctionnant à relativement haute fréquence. La bascule J/K, attaquée sur son entrée d'horloge, divise par 2 la fréquence du multivibrateur, mais, par contre, fournit un train

d'ondes carrées complémentaires sur Q et \bar{Q} . Les bases de P_1 et P_2 sont donc alternativement alimentées permettant le découpage de l'un ou l'autre des signaux à la fréquence de l'onde ci-dessus.

Les collecteurs des transistors 2N2222 sont couplés par la seule résistance de 2,2 k Ω , de telle sorte que les séquences alternées se suivent par moitié dans le temps. En modifiant légèrement le potentiel de repos d'une des bases de P_1 ou P_2 , on peut décaler en hauteur les signaux commutés.

En S, apparaît le signal d'ensemble, isolé des portes par le micro-circuit (μ A741) monté en séparateur.

d) Générateur d'étalonnage.

Pour étalonner éventuellement la trace du balayage ou servir de signal de comparaison avec un signal inconnu, on peut utiliser l'oscillateur d'étalonnage de la figure 13. Il est constitué, comme dans le commutateur électronique, d'un multivibrateur astable suivi d'une bascule J/K. La fréquence de travail est modifiée par bonds en commutant successivement les condensateurs C = 100 pF, 1 nF, 10 nF, 100 nF ; selon la fréquence choisie pour la comparaison on commutera les capacités correspondantes.

Le potentiomètre P_1 permet de centrer à 1 le rapport cyclique (réglage effectué une fois pour toutes). Les sorties sont directes ou isolées par des condensateurs de 2,2 μ F.

Les amplitudes des signaux complémentaires sont évaluées à 5 V.

Roger Ch. HOUZE
Professeur à l'E.C.E.

(1) Voir le Haut-Parleur n° 1379.

CIRCUITS à SEMICONDUCTEURS à impédance d'entrée élevée

RAPPELONS tout d'abord que l'impédance d'entrée d'un étage amplificateur équipé d'un transistor ordinaire dit « classique » ou « bipolaire », est toujours relativement faible. Cette impédance d'entrée est beaucoup plus faible que celle présentée par un étage amplificateur à lampe. Dans certains cas, cette faiblesse d'impédance n'a que peu d'importance ; mais dans d'autres cas, il est au contraire intéressant, voire impératif, de disposer d'une impédance élevée. Pour atteindre ce résultat, on peut, soit employer des transistors à effet de champ ou certains types de circuits intégrés, soit réa-

liser des circuits spéciaux à l'aide de transistors ordinaires. Nous débuterons en examinant les possibilités offertes par cette dernière solution.

Considérons un montage amplificateur avec émetteur commun et entrée sur la base (fig. 1) ; c'est ce mode d'utilisation qui, au départ, présente déjà la plus grande impédance d'entrée (impédance restant cependant relativement faible, rappelons-le). Admettons que, aux fréquences des signaux à amplifier, les impédances des condensateurs de liaison d'entrée C_1 , de sortie C_2 et de découplage d'émetteur, soient négligeables. On peut dire alors

que trois facteurs conditionnent la valeur de l'impédance d'entrée vis-à-vis des signaux BF appliqués ; ce sont : l'effet de l'impédance présentée par le circuit d'émetteur, celui de l'impédance du circuit de collecteur et celui des résistances de polarisation de la base, tous trois étant vus de la base comme étant en shunt sur celle-ci. Nous examinerons successivement ce que nous pouvons faire dans chacun de ces circuits pour en réduire l'effet répercuté sur l'impédance d'entrée, en vue de l'augmentation de cette dernière.

Dans un étage amplificateur BF type, avec transistor au ger-

manium présentant un courant d'émetteur de l'ordre de 1 mA, l'impédance d'entrée Z_E est souvent de l'ordre de 1 000 ohms (approximativement). Il est possible d'accroître cette impédance d'entrée en réduisant l'intensité d'émetteur, sans pour autant diminuer simultanément le gain de l'étage. Une amélioration intéressante a été obtenue avec les transistors au silicium pour lesquels l'intensité d'émetteur est généralement plus faible que pour les types au germanium. C'est ainsi qu'avec la famille des transistors BC 107, 108, 109, on peut obtenir un gain en courant de 100, avec une intensité d'émetteur de

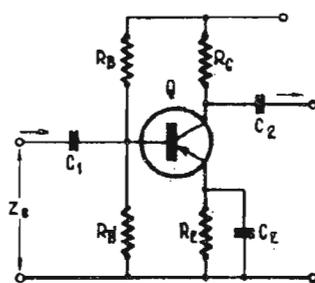


Fig. 1

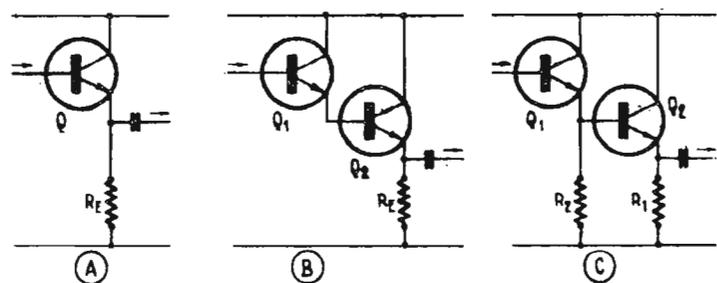


Fig. 2

0,1 mA, ce qui se répercute sur l'impédance d'entrée qui peut alors atteindre plusieurs milliers d'ohms (parfois plus de 10 k Ω dans certaines utilisations).

Nous allons maintenant examiner quelques « arrangements » de circuits équipés de transistors classiques, permettant d'accroître l'impédance d'entrée. Un premier procédé consiste à ne pas découpler l'émetteur et utiliser ce dernier comme circuit de sortie (fig. 2-A) avec une résistance aussi élevée que possible compatible cependant avec un bon fonctionnement du transistor.

Le montage à deux transistors compound, dit montage Darlington à collecteurs communs, montré sur la figure 2-B, est aussi une excellente solution : ici, on peut dire que la résistance d'émetteur du transistor d'entrée Q_1 a été multipliée par le gain dû au transistor Q_2 faisant suite. En outre, le courant d'émetteur de Q_1 , correspondant au courant de base de Q_2 , est très faible (de l'ordre de 1 à 5 μ A seulement). En conséquence, il faut choisir pour Q_1 un type présentant un gain élevé pour un faible courant (le type 2N930 par exemple, présentant

un gain de 100 à 10 μ A convient parfaitement).

Une variante de ce dernier montage est représentée sur la figure 2-C où l'on a une résistance séparée pour la polarisation de l'émetteur de Q_1 . Cette disposition shunte l'impédance d'entrée de Q_2 , mais n'a pas de répercussion sur l'impédance d'entrée de l'étage (impédance d'entrée de Q_1) que dans la mesure où l'intensité traversant Q_1 est augmentée. Généralement, la valeur de la résistance R_2 est de 5 à 20 fois celle de la résistance R_1 .

Dérivé du dernier montage que nous venons de voir, on peut réduire la charge du circuit d'émetteur répercutée sur le circuit d'entrée, en créant une légère réaction obtenue en effectuant le retour de la résistance d'émetteur du premier transistor sur l'émetteur de sortie (fig. 3-A).

L'utilisation de transistors complémentaires NPN/PNP permet aussi des combinaisons donnant des montages à impédance d'entrée (relativement) élevée ; les figures 3-B et 3-C nous montrent deux montages de ce genre.

Une autre solution élégante est représentée sur la figure 3-D ; il

s'agit d'un transistor Q_1 à sortie sur l'émetteur, mais dont la résistance de charge de l'émetteur est constituée par le transistor Q_2 . On a pu réaliser ainsi des circuits présentant des impédances d'entrée de l'ordre de plusieurs centaines de milliers d'ohms.

Nous venons d'examiner les possibilités d'accroissement de l'impédance d'entrée par action sur le circuit de charge de sortie de l'étage. Nous allons voir maintenant ce que l'on peut faire pour réduire l'effet du système de polarisation de la base recevant le signal d'entrée, toujours dans le but d'augmenter l'impédance présentée.

En effet, si nous nous reportons à la figure 1, il est bien évident que les résistances R_B et R_B' assurant la polarisation de la base se trouvent en shunt sur l'entrée ; or, ces résistances ne sont généralement pas de valeurs très élevées et, de ce fait, contribuent à réduire l'impédance d'entrée. Le mal est moindre lorsque, dans certains montages, la polarisation de la base est obtenue par une seule résistance R_B de valeur importante (fig. 4-A).

Un procédé permettant d'aug-

menter la résistance effective de R_B vis-à-vis des signaux BF sans en augmenter la valeur au point de vue courant continu, est représenté sur la figure 4-B. La résistance de base d'origine est remplacée par deux résistances en série R_1 et R_2 d'une valeur totale équivalente, et une légère réaction est obtenue par une capacité C_x reliant la sortie de l'étage au point médian de ces résistances.

Le montage de la figure 1 avec polarisation de la base par un pont de deux résistances est reconnu comme présentant une meilleure stabilité thermique. On peut cependant le modifier selon le schéma de la figure 4-C afin d'accroître son impédance d'entrée. On apporte ici également une légère réaction par l'intermédiaire du condensateur C_x ; quant à la résistance R_x , elle peut présenter une faible valeur ohmique pour une bonne stabilité thermique, mais offrira néanmoins une impédance effective élevée sans effet de shunt sur le signal BF appliqué à l'entrée.

Sur la figure 4-D, nous avons une variante de montage, reposant toujours sur le même principe et dérivé du schéma vu en 4-B.

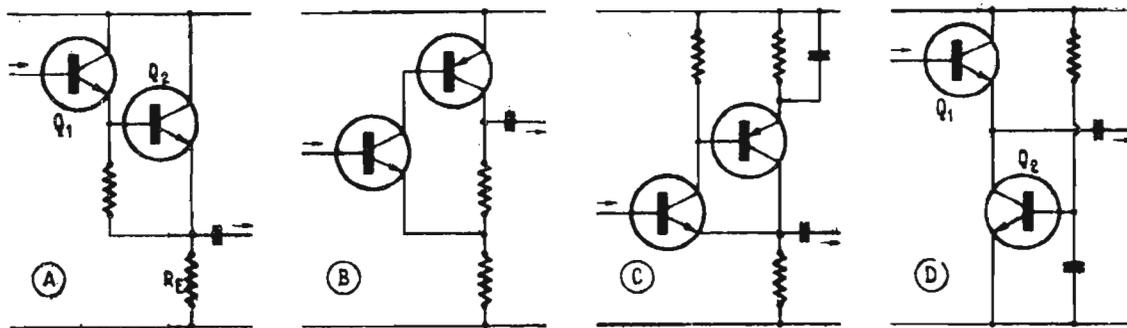


Fig. 3

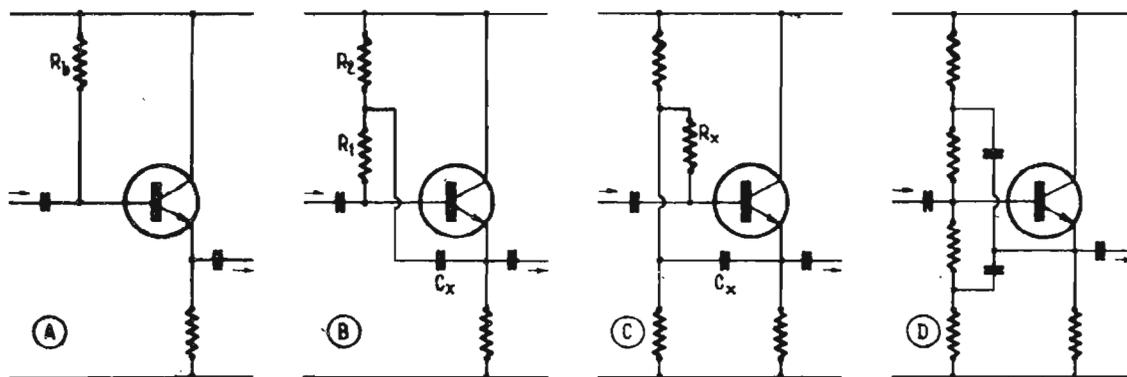


Fig. 4

Il nous reste à examiner les possibilités de réduction de l'effet de shunt sur l'entrée provoqué par le circuit de collecteur. Une première solution est montrée sur la figure 5-A où une résistance R_C est intercalée entre le collecteur et l'alimentation avec une légère réaction entre ce collecteur et l'émetteur de sortie par l'intermédiaire de la capacité C_1 . On augmente ainsi la résistance interne de collecteur du transistor Q_1 aux signaux BF et on réduit l'effet de shunt sur le signal d'entrée. Si possible, la valeur de la résistance R_C doit être au moins 10 fois celle de la résistance de sortie R_E ; mais on est souvent limité par le fait qu'il faut alors disposer d'une tension d'alimentation importante. Ou bien, il faut faire l'application de ce procédé sur des montages du genre de celui vu sur la figure 2-B par exemple, où la résistance R_E est d'une valeur relativement faible.

Le circuit de la figure 5-B repose sur le même principe, mais on utilise un transistor secondaire Q_2 (transistor tampon) dont la base reçoit les signaux BF prélevés en sortie. Ainsi, la charge est moindre sur ce circuit de sortie, et c'est le transistor Q_2 qui tient le rôle de résistance de collecteur de Q_1 .

Il est possible de compenser simultanément l'effet de shunt de la résistance de base (vu précédemment) et l'effet de shunt du collecteur à l'aide d'une seule capacité C_x en adoptant le montage de la figure 5-C.

Tous les montages que nous avons examinés dans le but d'augmenter l'impédance d'entrée, font que les transistors

fonctionnent avec des courants de polarisation très faibles. Il convient alors de faire très attention à la qualité des condensateurs de liaison qui ne doivent présenter aucun courant de fuite interne, courant de fuite qui pourrait alors modifier considérablement le courant de polarisation normalement requis et perturber le fonctionnement de l'étage. Il y a tout lieu de se méfier des condensateurs électrochimiques ordinaires (alumine); on utilisera de préférence des condensateurs au tantale dont les courants de fuite internes sont négligeables.

SCHÉMAS PRATIQUES D'AMPLIFICATEURS

Nous allons examiner deux schémas pratiques d'étages amplificateurs à impédance d'entrée élevée, à transistors, mettant en œuvre les procédés vus précédemment.

Le premier montage représenté sur la figure 6-A comporte un seul transistor type 2N930, entrée sur la base, sortie sur l'émetteur. On obtient ainsi une impédance dynamique d'entrée de l'ordre de 500 k Ω pour tout le registre BF, sauf vers 50 Hz et au-dessous où elle a tendance à s'affaiblir. Une telle impédance est obtenue grâce à un courant de collecteur très faible (environ 100 μ A) et avec la compensation des effets de shunt de la polarisation de base et de la résistance interne de collecteur.

Le second montage (fig. 6-B) utilise deux transistors 2N1613. Ici, les trois effets de shunt sur l'entrée vus précédemment sont compensés (circuit « bootstrap »)

et l'impédance dynamique d'entrée obtenue est de l'ordre de plusieurs mégohms. Les valeurs des capacités C_1 et C_2 dépendent de la fréquence la plus faible que l'on se propose de transmettre sans affaiblissement notable; mais la capacité de C_2 doit toujours être trois fois plus grande que celle de C_1 .

EMPLOI DE CIRCUITS INTÉGRÉS

Une autre solution pour la réalisation d'amplificateurs à impédance d'entrée élevée réside dans l'emploi des circuits intégrés. Il existe de nombreux types de circuits intégrés pour applications linéaires parmi lesquels il convient de choisir ceux plus spécialement conçus pour les audio-fréquences (BF). Ces circuits intégrés sont faits d'un judicieux assemblage de transistors bipolaires et présentent déjà normalement une impédance d'entrée relativement élevée.

Mieux même, certains modèles comportent, dès l'entrée, un transistor de type MOS, ce qui leur confère très simplement une très grande impédance: c'est le cas, par exemple, du circuit intégré type TAA 320 (RTC) qui présente une impédance d'entrée de 10 mégohms. De nombreux modèles de circuits intégrés pour préamplification BF ont été étudiés récemment, à plusieurs reprises, dans ces colonnes, et le lecteur pourra utilement s'y reporter.

Bien que beaucoup de circuits intégrés présentent déjà, nous l'avons dit, une impédance

d'entrée relativement grande, il est possible d'intervenir par des circuits extérieurs pour accroître encore l'impédance effective présentée aux signaux BF, comme avec les transistors classiques et par des procédés similaires. Nous donnerons un exemple de ce genre expérimenté avec un circuit intégré type SN 72702 (ou μ A 702 A); nous noterons qu'il s'agit d'un **modeste** circuit intégré amplificateur opérationnel.

Cet exemple est représenté sur la figure 7. Deux conditions d'emploi ont été expérimentées:

La première permet d'obtenir une impédance d'entrée de 2 mégohms, et nous avons:

$C_1 = 1 \mu\text{F}$ $C_2 = 920 \text{ pF}$;
 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$;
 $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$;
 $R_3 = 82 \text{ k}\Omega$.

Pour l'obtention d'une impédance d'entrée de 6 mégohms, nous utiliserons les valeurs suivantes:

$C_1 = 4,7 \mu\text{F}$ $C_2 = 1\,000 \text{ pF}$;
 $R_1 = 51 \text{ k}\Omega$;
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$;
 $R_3 = 51 \text{ k}\Omega$.

Pour une bonne stabilité thermique, dans chaque cas, nous devons avoir approximativement $R_1 + R_3 = R_2$. Le réseau $C_2 R_4$ est destiné à améliorer la stabilité de la réponse en fréquences.

AMPLIFICATEURS AVEC F.E.T.

Pour l'obtention d'une impédance d'entrée élevée avec des transistors classiques, nous avons vu qu'il fallait avoir recours à des circuits plus ou moins complexes. Une autre solution réside dans

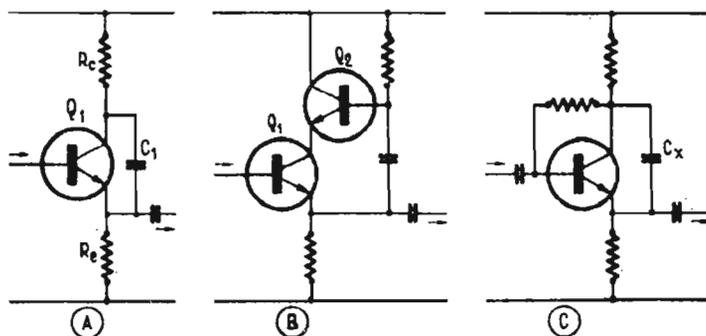


Fig. 5

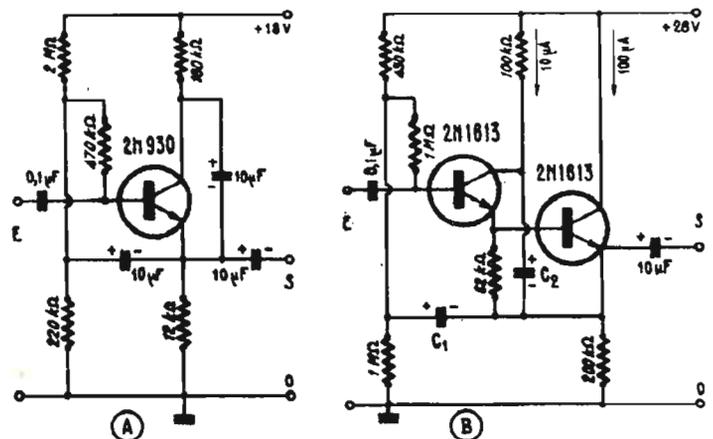


Fig. 6

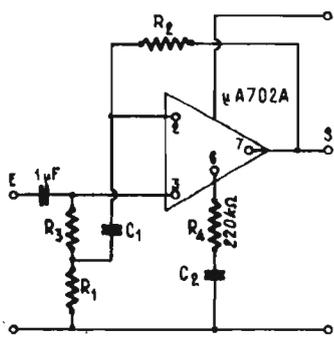


Fig. 7

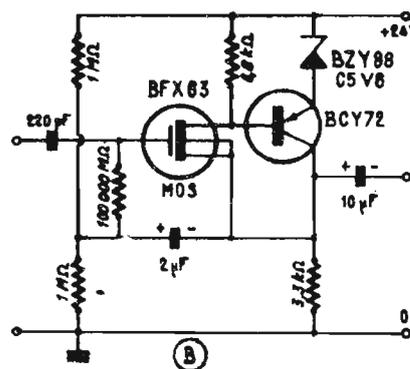
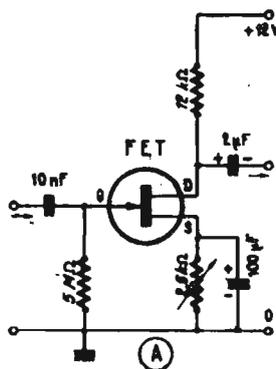


Fig. 8

l'emploi des transistors à effet de champ. Nous avons déjà exposé à plusieurs reprises dans ces colonnes, les avantages et les mérites de ces types de transistors (FET et MOS) et l'on doit se souvenir, entre autres, qu'ils présentent normalement une impédance d'entrée très élevée. Cela veut dire qu'avec un transistor à effet de champ, nous pouvons obtenir ce que nous désirons **sans le moindre artifice de montage**, et nous allons pouvoir parler

d'impédance d'entrée de l'ordre de 5 mégohms, voire davantage. En fait, l'impédance d'entrée peut presque être considérée comme étant pratiquement égale à la résistance matérielle connectée entre porte (G) et masse. Un exemple avec un F.E.T. canal N est montré sur la figure 8, en A.

Cette remarque concernant l'impédance dynamique d'entrée et la résistance matérielle connectée entre porte et masse est évi-

demment également applicable dans le cas d'un transistor MOS.

Il a même été possible d'atteindre une impédance d'entrée de 1 000 000 de mégohms avec un MOS complété par des circuits de compensation ! C'est ainsi qu'un tel résultat a été obtenu avec le montage expérimental de la figure 8, en B.

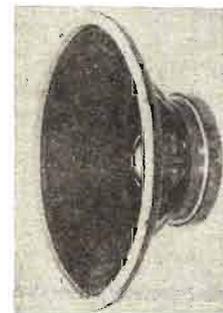
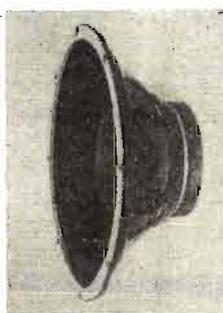
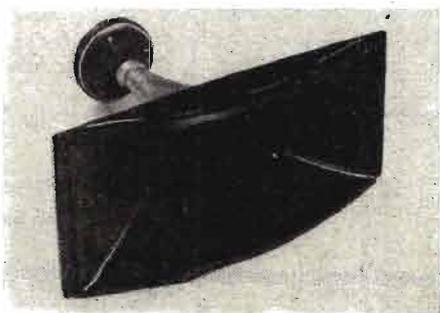
Il est hors de doute, ne serait-ce que par simplicité, que dans le domaine de l'amplification audio-fréquence à large bande et à impé-

dance d'entrée élevée, l'avenir est (aussi) aux transistors à effet de champ (FET et MOS) et aux circuits intégrés.

Roger A. RAFFIN

HAUT-PARLEURS A HAUT RENDEMENT

SÉCIELEMENT ÉTUDIÉS POUR VOS PROBLÈMES DE SONORISATION



PACIFIC
Transducer System

Ø 46 cm - 100 watts - Bass	870 F TTC
Ø 38 cm - 100 watts - Bass-mediums	720 F TTC
Ø 31 cm - 50 watts - sono	239 F TTC
Ø 31 cm - 25 watts - sono	112 F TTC
23 x 51 cm - Mediums-aiguës	980 F TTC
23 x 51 cm - Mediums-aiguës	1244 F TTC

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
POUR LA FRANCE :

comel : 31, 33, RUE DE LAGNY - 94-VINCENNES
(VENTE EN GROS UNIQUEMENT).

Formules rationnelles de CHAINES HI-FI pour amateurs

(Suite voir N° 1499)

DANS le précédent article, on a décrit un amplificateur de 10 W, un préamplificateur universel et des préamplificateurs pour diverses sources.

Dans le présent article, on trouvera des analyses de montages préamplificateurs pour PU piézo, le montage des filtres, celui de tonalité et de réglage physiologique.

On analysera ensuite des schémas d'amplificateurs de puissance pouvant être précédés des préamplificateurs décrits.

PRÉAMPLIFICATEUR POUR PICK-UP PIÉZO

Pour un pick-up piézo, le préamplificateur n'est pas nécessaire, mais si l'on en utilise un, il permettra d'obtenir de bien meilleures courbes de réponse.

Un schéma est donné à la figure 17.

Le premier étage est polarisé à $150\mu\text{A}$, 18 V et le deuxième à 3,6 mA, 17 V.

Voici les valeurs des éléments :
Résistances : $R_1 = 1,8\text{ M}\Omega$, $R_2 = 1\text{ M}\Omega$, $R_3 = 1,5\text{ M}\Omega$, $R_4 =$

$1,5\text{ M}\Omega$, $R_5 = 1\text{ M}\Omega$, $R_6 = 680\text{ k}\Omega$, $R_7 = 220\ \Omega$, $R_8 = 120\text{ k}\Omega$, $R_9 = 3,9\text{ k}\Omega$, $R_{10} = 3,9\text{ k}\Omega$, $R_{11} = 150\ \Omega$, toutes de 0,2 W, tolérance $\pm 10\%$.

Condensateurs : $C_1 = 150\text{ pF}$, $C_2 = 0,22\ \mu\text{F}$, $C_3 = 0,22\ \mu\text{F}$, $C_4 = 50\ \mu\text{F}$ 25 V.

Transistors : $Q_1 = \text{BC } 154$, $Q_2 = \text{BC } 113$.

Résultats obtenus : sensibilité : 130 mV à l'entrée pour 1 V à la sortie ; distorsion inférieure à 0,15 %. Rapport S/B > 70 dB.

Correction RIAA $\pm 1\text{ dB}$.
Alimentation 30 V 3,7 mA.

CIRCUIT DE TONALITÉ

Lorsque le préamplificateur, correcteur ou linéaire, a été choisi, il faut le faire suivre des éléments agissant sur la tonalité comme dans le préamplificateur universel de la figure 4, décrit dans le précédent article.

Reportons-nous à cette figure et considérons le collecteur de Q_2 . A partir de ce collecteur, on trouve C_8 et le point g.

L'entrée du circuit de tonalité sera à l'extrémité de C_8 reliée au collecteur.

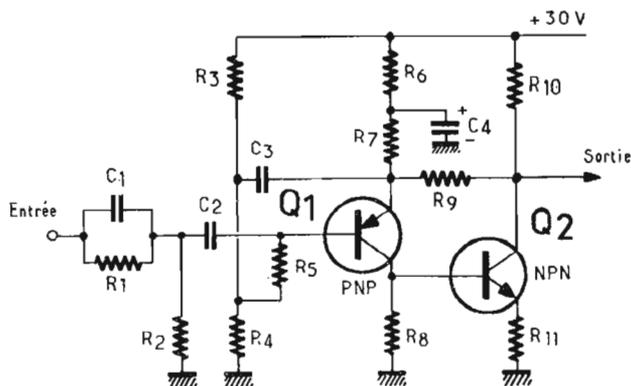


Fig. 17

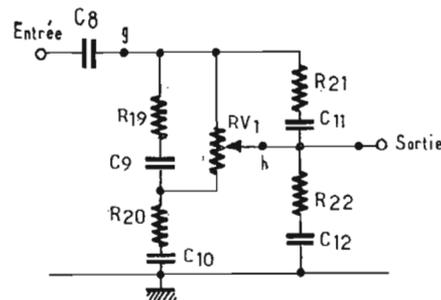


Fig. 18

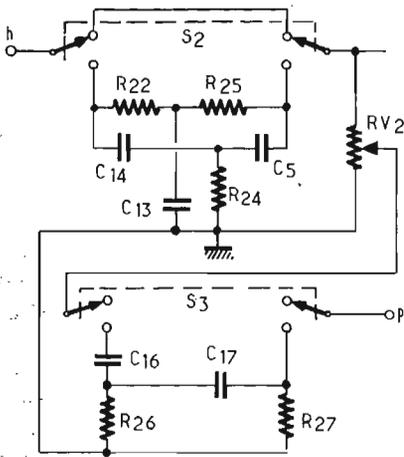


Fig. 19

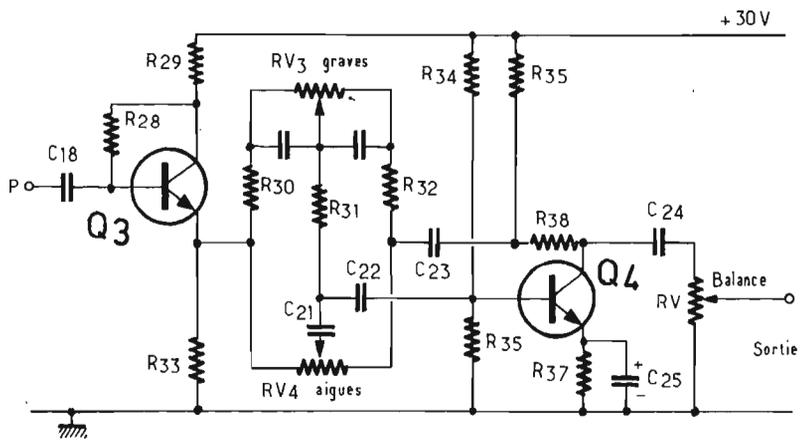


Fig. 20

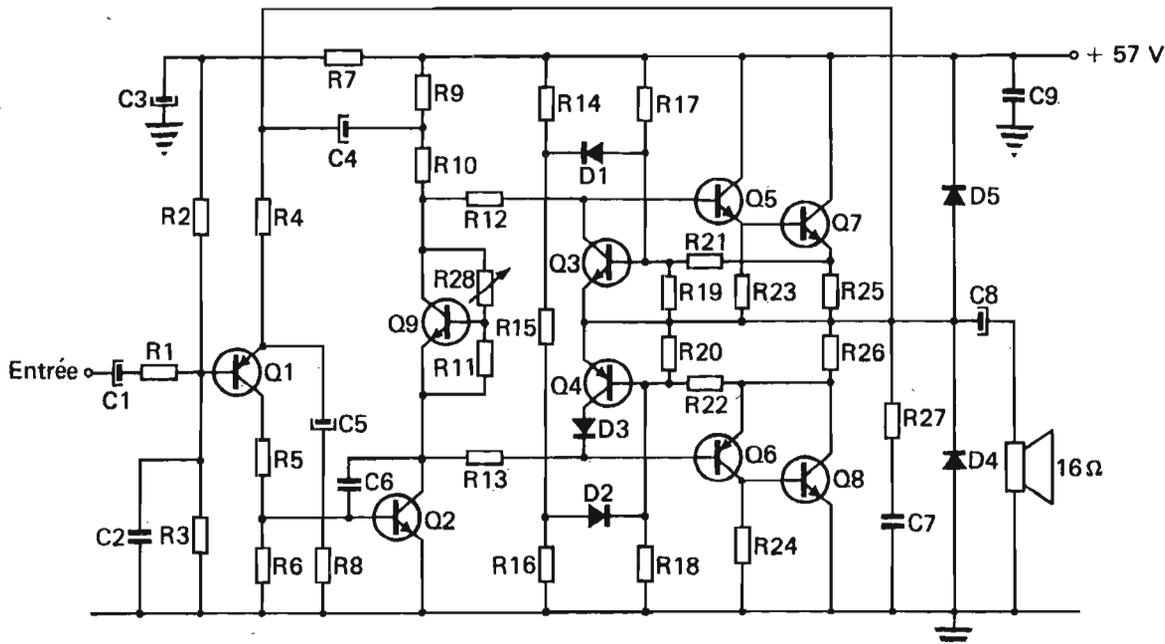


Fig. 21

Les parties sont : VC physiologique (voir figure 18) filtres (voir figure 19) tonalité (voir figure 20). Les valeurs des éléments sont ceux de la figure 4.

AMPLIFICATEURS

On a le choix parmi la plupart des amplificateurs dits de puissance proposés, démunis de leurs préamplificateurs.

A titre d'exemple, voici à la figure 21, un schéma d'amplificateur de 20 W par haut-parleur de 16 (ou 15) Ω.

L'amplificateur comporte :

- un étage préamplificateur Q_1 (transistor BC 116 ou BC 153),
- un étage driver Q_2 (transistor BC 145),

— un groupe Q_5, Q_6, Q_7, Q_8 , constituant un push-pull classe B.

L'utilisation de transistors de puissance silicium planar ayant des fréquences de coupure élevées, permet d'obtenir une bande passante très étendue.

— un circuit R_{11}, R_{28}, Q_9 , destiné à la polarisation du push-pull sans distorsion de croisement.

— un circuit de protection comprenant les transistors Q_3 et Q_4 , les diodes D_1, D_2, D_3 et les résistances associées $R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}$.

La diode D_3 évite que la jonction collecteur-base de Q_4 ne soit conductrice pendant la période positive du signal.

L'étage final comporte un circuit « Bootstrap » C_4, R_9, R_{10} .

La contre-réaction est réalisée

par la résistance R_4 et par l'ensemble C_5, R_8 .

Le réseau R_1, C_2 limite la bande passante à l'entrée, la résistance R_5 protège le transistor Q_1 en cas de signal violent à l'entrée.

Les diodes D_4 et D_5 évitent que les surtensions élevées, dues à l'inductance du haut-parleur, n'endommagent les transistors des étages finals.

Dans le cas où le circuit de protection serait supprimé, et où la seule protection serait celle d'un fusible placé dans l'alimentation, il est conseillé de connecter une résistance de 47 ohms en série dans l'émetteur du transistor Q_6 (BC 143).

Les deux transistors de puissance doivent être montés soit chacun sur un radiateur de résistance thermique 3 °C/W, soit sur

le même radiateur de résistance thermique 1,5 °C/W.

Le fonctionnement du circuit de protection est exposé plus loin.

A la figure 22 A, on indique la sensibilité (en ordonnées) et la distorsion, en fonction de la puissance de sortie. En B de la même figure, on donne la distorsion en fonction de la fréquence.

On voit qu'elle se maintient sur toute la gamme des BF au-dessus de 0,1 %.

En C de la figure 22, on donne la courbe de réponse qui est linéaire de 40 Hz à 40 000 Hz.

Cette courbe donne d'ailleurs, en ordonnées, le niveau réel de la puissance de sortie maximum, de 20 W, aux fréquences considérées.

Voici les valeurs des éléments :

TABEAU I - RÉSISTANCES

R ₁	1,5 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₁₅	4,7 kΩ ± 5 % 1/2 W
R ₂	22 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₁₆	4,7 kΩ ± 5 % 1/2 W
R ₃	22 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₁₇	12 kΩ ± 5 % 1/2 W
R ₄	820 Ω ± 5 % 1/2 W	R ₁₈	12 kΩ ± 5 % 1/2 W
R ₅	12 Ω ± 5 % 1/2 W	R ₁₉	360 Ω ± 5 % 1/2 W
R ₆	680 Ω ± 5 % 1/2 W	R ₂₀	360 Ω ± 5 % 1/2 W
R ₇	2,7 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₂₁	180 Ω ± 5 % 1/2 W
R ₈	33 Ω ± 5 % 1/2 W	R ₂₂	180 Ω ± 10 % 1/2 W
R ₉	1,2 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₂₃	1 kΩ ± 10 % 1/2 W
R ₁₀	3,3 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₂₄	1 kΩ ± 10 % 1/2 W
R ₁₁	2,7 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₂₅	0,5 Ω ± 10 % 2 W
R ₁₂	470 Ω ± 10 % 1/2 W	R ₂₆	0,5 Ω ± 10 % 2 W
R ₁₃	470 Ω ± 10 % 1/2 W	R ₂₇	15 Ω ± 5 % 1 W
R ₁₄	4,7 kΩ ± 5 % 1/2 W	R ₂₈	3,3 kΩ résistance ajustable

Mise au point :

A la première mise sous tension, le potentiomètre R₂₈ doit être placé en court-circuit, puis doit être réglé de façon à obtenir un courant de repos, stable, de 25 mA, ou, pour plus de précision, à la limite de distorsion de croisement (oscilloscope).

VARIANTE AVEC Z = 8 Ω

Etant donné que ces amplificateurs ne possèdent pas de transformateur de sortie, il n'est pas possible de les faire suivre de haut-parleurs d'impédance différente de celle préconisée.

Le montage décrit peut toutefois être légèrement modifié pour

s'adapter à un haut-parleur de 8 Ω.

Le schéma de la figure 21 reste inchangé, mais la tension d'alimentation n'est plus que de 40 V.

Certaines valeurs des éléments sont à modifier :

R₁₄ = 6,8 kΩ ; R₁₅ = zéro (connexion), R₁₆ = 6,8 kΩ, R₁₇ = 8,2 kΩ, R₁₈ = 8,2 kΩ, R₁₉ = R₂₀ = 220 Ω, C₈ = 3 000 μF 30 V.

CIRCUITS DE PROTECTION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Pour éviter les pannes et le mauvais fonctionnement, il faut que les amplificateurs HI FI soient déterminés en fonction des contraintes suivantes :

Diodes :

D₁, D₂, D₃ : BA 130
D₄, D₅ : BA 129

Les transistors sont les suivants :

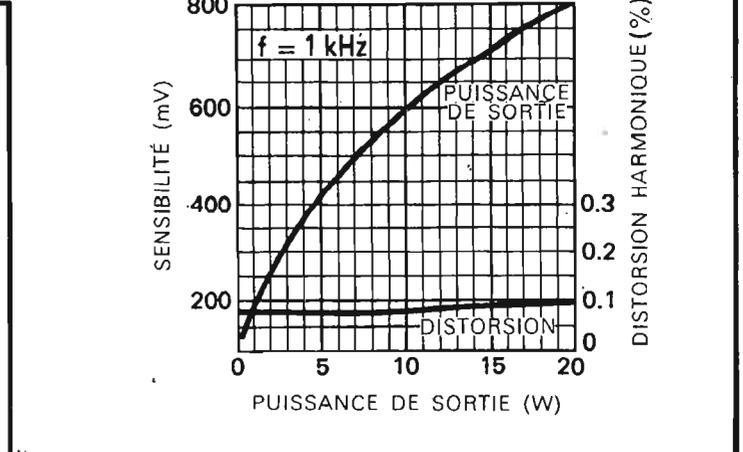
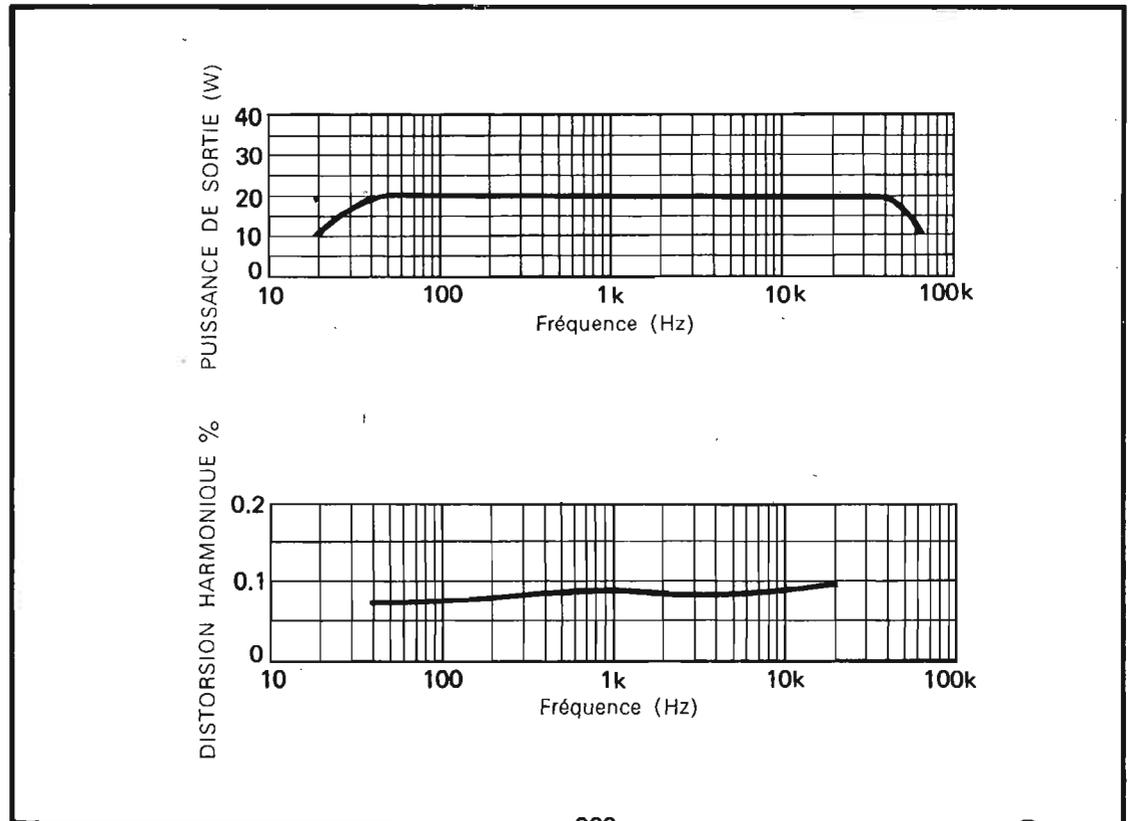
Q₁ BC 116 ou BC 153
Q₂ BC 145
Q₃ BC 125
Q₄ BC 126 ou BC 153
Q₅ BC 142
Q₆ BC 143
Q₇ BD 117
Q₈ BD 117
Q₉ BC 125

Les condensateurs sont indiqués au tableau ci-après :

C₁ 25 μF 10 V
C₂ 1 nF
C₃ 25 μF 50 V
C₄ 100 μF 50 V
C₅ 250 μF 50 V
C₆ 150 pF
C₇ 0,1 μF
C₈ 1500 μF 50 V
C₉ 0,1 μF 60 V

On obtient avec cet amplificateur les performances suivantes :

Impédance d'entrée	10 kΩ
Sensibilité (puissance de sortie 20 W - f = 1 000 Hz)	800 mV
Puissance de sortie	20 W
Impédance minimum du HP	12,5 ohms
Bande passante à - 3 dB	20 Hz à 60 kHz
Distorsion harmonique	< 0,1 %
Niveau de bruit (niveau de référence : 20 W en sortie)	- 80 dB
Courant de repos	20 à 30 mA



- puissance dissipée dans les transistors (radiateurs),

- utilisation de haut-parleurs dont l'impédance est inférieure à l'impédance nominale prévue.

- court-circuit accidentel sur le haut-parleur,

- impédance des haut-parleurs comportant une partie inductive non négligeable.

Ces diverses contraintes peuvent entraîner des surtensions et des surintensités qui risquent d'endommager les transistors de puissance ou leurs étages pilotes associés.

Il est donc important de prévoir, pour chaque amplificateur, certaines protections. Les diverses protections possibles sont :

- protection par fusible : ce type de protection est inopérant en cas de surintensité brève.

- limitation du débit de l'alimentation avec disjonction éventuelle (voir circuit alimentation plus loin). Dans le cas des amplificateurs à alimentation unique, le courant de décharge du condensateur de couplage du haut-parleur doit pouvoir être absorbé par une des diodes placées en sortie ou par un des transistors de puissance,

- limitation du courant collecteur-émetteur des transistors de puissance par la limitation de leur courant base.

Ce type de protection est utilisé dans les amplificateurs décrits

précédemment. Son efficacité le rend particulièrement recommandable dans tout équipement haute-fidélité de qualité.

Le circuit de protection est réalisable d'après le schéma de la figure 23.

On peut voir que le courant de Q_1 passant par R_4 crée une tension qui, à partir d'une certaine valeur, rend Q_A conducteur.

Ce transistor dérive une partie du courant de base du transistor final, ce qui a pour effet de limiter le courant de ce dernier (Q_1).

Le seuil de limitation dépend du courant I_c , de la tension V et des résistances du circuit.

Si R_4 est négligeable devant R_3 et, R_1 très grand devant R_2 et R_3 , on aura :

$$I_c R_4 \frac{R_2}{R_2 + R_3} + \frac{V R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)} = V_{BE} \text{ (de } Q_A)$$

Même raisonnement pour Q_B .

Les résistances R_1, R_2, R_3 sont calculées en fonction des limites en courant I_M et en tension V_M admissibles pour les transistors de puissance.

Afin d'adapter le circuit de protection précédemment décrit, aux caractéristiques de « Zones de fonctionnement autorisées », un circuit comprenant deux diodes et des résistances est adjoint au circuit précédent. Ceci permet, en outre, d'éviter toute distorsion en

fonctionnement normal à pleine puissance.

A titre d'exemple, le fonctionnement du circuit complet, représenté figure 21, est illustré par les diagrammes de la figure 23.

- l'amplificateur est normalement chargé et alimenté : Q_3 et Q_4 ne conduisent pas et l'amplificateur fournit la puissance maximum requise sans distorsion. Les diodes D_1 et D_2 sont bloquées lorsque la tension crête du signal de sortie est inférieure à $E/6$ et sont conductrices pour les valeurs supérieures.

- la charge de l'amplificateur est court-circuitée : les transistors Q_3 et Q_4 sont conducteurs. Le courant dans Q_7 et Q_8 est limité.

- la charge de l'amplificateur est inférieure à la valeur nominale : l'amplificateur fonctionne normalement tant que le courant dans les transistors de sortie n'a pas atteint sa valeur limite.

Au-delà, les signaux en sortie sont écrêtés et la puissance disponible est inférieure à la puissance nominale de 20 W.

Alimentation

Le fonctionnement d'un amplificateur haute fidélité est meilleur avec une alimentation stabilisée.

Pour les amplificateurs de 20 W proposés, on pourra adopter l'alimentation de la figure 25 qui présente l'avantage de disjoncter automatiquement dès que le cou-

rant débité atteint une valeur déterminée, ce qui assure une protection supplémentaire aux amplificateurs qu'elle alimente.

Dès que la surcharge disparaît, la tension de sortie reprend sa valeur nominale. Cette alimentation comporte un ensemble comparateur-amplificateur constitué par la diode zener D_1 et l'étage différentiel Q_3, Q_4 et un ensemble ballast-série, constitué par les deux transistors Q_1 et Q_2 , montés en Darlington. Le courant maximum débité est déterminé par la valeur de R_4 . Dès que le courant atteint et excède la valeur fixée, le transistor Q_3 passe rapidement en blocage et la tension de sortie devient nulle, ainsi que le courant débité. Le filtrage est assuré par les deux condensateurs C_2 et C_3 . Il faut noter que la valeur de C_3 doit rester faible (inférieure à $50 \mu F$). Des valeurs plus élevées rendraient illusoire la protection recherchée, la décharge de condensateurs de forte valeur risquant de détruire les circuits d'utilisation. La diode D_2 est destinée à éviter, au démarrage, que la tension inverse base-émetteur apparaissant sur le transistor Q_4 ne prenne une valeur excessive. La diode D_3 sert, en cas de court-circuit, à décharger le condensateur C_2 et éviter ainsi qu'une tension inverse élevée ne soit appliquée entre base et émetteur Q_4 .

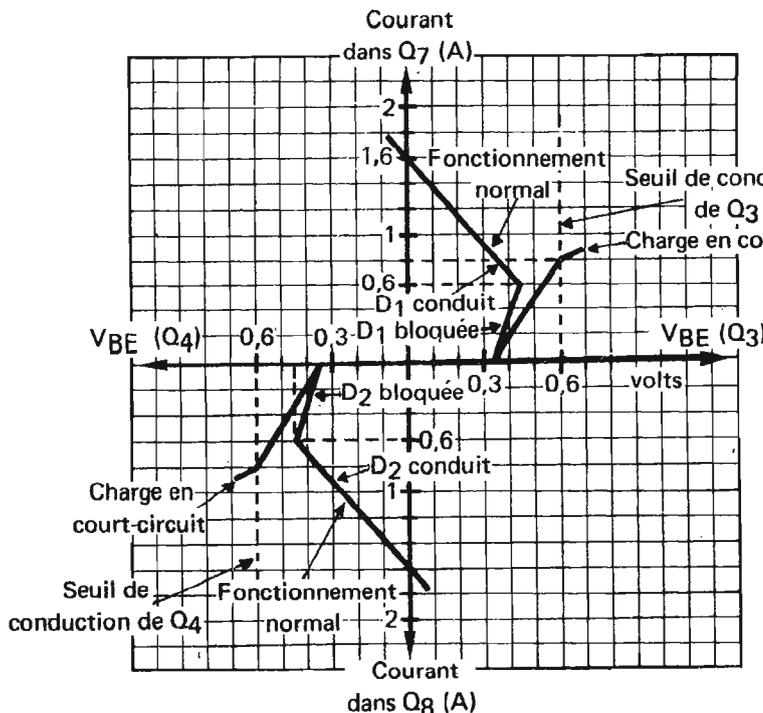


Fig. 23

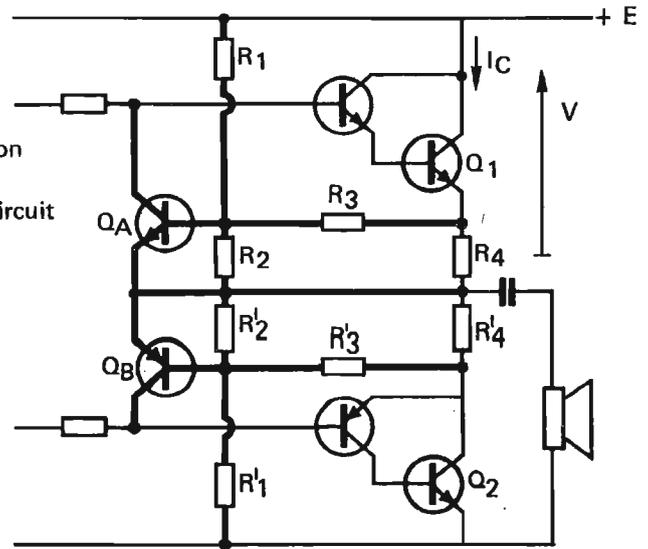


Fig. 24

	Alimentation 57 V	Alimentation 40 V
R ₁	1 Ω — 8 W	1 Ω — 8 W
R ₂	1 kΩ	1 kΩ
R ₃	680 Ω	470 Ω
R ₄	3 kΩ	1,5 kΩ
R ₅	5,6 kΩ	3,9 kΩ
R ₆	4,7 kΩ 2 W	3,9 kΩ 2 W
R ₇	22 Ω	10 Ω
R ₈	3 kΩ	680 Ω
R ₉	1,5 kΩ	470 Ω
R ₁₀	6,8 kΩ	6,8 kΩ
R ₁₁	2,2 kΩ POT	2,2 kΩ POT
R ₁₂	4,7 kΩ	3,9 kΩ
C ₁	1 000 pF	1 000 pF
C ₂	25 μF — 50 V	25 μF — 50 V
C ₃	50 μF — 60 V (note 1)	50 μF — 60 V (note 1)
D ₁	BZ 112	BZ 110
D ₂	BA 164	BA 164
D ₃	BA 129	BA 129
Q ₁	BU 102 (note 2)	BU 102 (note 2)
Q ₂	SN 2890	BC 142
Q ₃	BFW 44	BC 143
Q ₄	BC 153	BC 153

Courant résiduel en cas de court-circuit :

17 mA (57 V)

16 mA (40 V)

Les diodes BZ 110 et BZ 112 sont des diodes zener.

La première est de 24 V ± 10 % et la seconde de 33 V ± 10 %. Tout modèle équivalent aux types indiqués peut convenir.

Voici le tableau de caractéristiques des semi-conducteurs recommandés dans les montages décrits.

Tous ces semi-conducteurs sont des SGS et les montages décrits sont proposés dans la note d'application 3 de cette société, rédigée par M. J.-C. Rivet qui a étudié ces montages dans le laboratoire d'application SGS-France.

Voici à la figure 26, les brochages des semi-conducteurs, indiqués sur les tableaux ci-dessus.

Pour terminer, voici la description complète avec plan de la platine imprimée, d'un amplificateur pour auto-radio.

Cet amplificateur fonctionne en classe A et donne une puissance de 3 W.

On remarquera qu'il est économique car il nécessite que peu de composants.

Le schéma de l'amplificateur, proposé par la SGS, est donné à la figure 27.

Partons de l'entrée. Le signal provenant de la sortie détectrice du radiorécepteur ou d'une sortie de canal du décodeur, dans le cas de la stéréophonie, est appliqué par l'intermédiaire de R₁ et C₁, à la base de Q₁, monté en émetteur commun.

Le signal amplifié apparaît aux bornes de R₃, résistance de collecteur de Q₁. Cette tension est transmise par liaison directe à la base de Q₂, monté en collecteur commun. De l'émetteur de Q₂, le signal est transmis par liaison directe à la base de Q₃, transistor final de puissance, monté en classe A, en émetteur commun.

Le haut-parleur est connecté entre la ligne positive de 14 V et la prise médiane effectuée sur la bobine de sortie T₁ qui est, en réalité, un auto-transformateur abaisseur de tension et d'impédance.

Les valeurs des éléments de cette alimentation sont données au tableau ci-dessus.

Résistances (0,5 W, tolérance ± 10 %)

Comme indiqué sur ce tableau, certains composants sont différents, selon la tension de sortie exigée par les montages des amplificateurs de 20 W proposés, respectivement à Z = 16 Ω (57 V) et Z = 8 Ω (40 V).

Nota 1 : cette valeur peut être diminuée jusqu'à quelques μF sans inconvénient.

Nota 2 : monté sur radiateur 2°C/W.

A vide, la tension d'alimentation est :

— 80 V à vide en version 57 V,

— 60 V à vide en version 40 V.

Performances :

Facteur de régulation :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} \bigg/ \frac{\Delta E}{E}$$

0,03 pour I_s = 3,6 A

Résistance interne :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} = 0,06 \text{ ohm}$$

Tension de ronflement résiduelle (avec C₃ = 50 μF) :

TRANSISTORS

Type	Polar.	Boîtier	V _{CEO} (V)	V _{EBO} (V)	h _{21E} pour I _C et V _{CE} (mA)		F _T (MHz)	F (dB)	P _{tot} ° T _a = 25 °C (W)
BC 113	NPN	Epoxy T018	25	6	350	5	100	2,5	0,2
BC 115	NPN	Epoxy T05	30	5	170	10	80	0,3	
BC 116	PNP	Epoxy T05	— 40	— 5	100	10	10	200	0,3
BC 153	PNP	Epoxy T018	— 40	— 5	130	1	— 5	70	1
BC 154	PNP	Epoxy T018	— 40	— 5	200	0,1	— 5	70	0,1
BC 145	NPN	Epoxy T05	120	5	100	10	30	80	0,3
BC 142	NPN	T05	60	5	100	100	10	90	0,8
BC 143	NPN	T05	— 60	— 5	90	100	— 10	200	0,8
BC 125	NPN	Epoxy T05	30	5	70	10	1	40	0,3
BC 126	PNP	Epoxy T05	— 30	— 5	80	10	— 1	200	0,3
BD 116	NPN	T03	60	8	100	1 A	5	70	30*
BD 117	NPN	T03	60	6	100	1 A	5	80	50*

* A 50 °C (T° boîtier)

DIODES

Type	P _{tot} t° amb=45°C (mW)	BV min (V)	VF pour IF		IR pour VR	
			(V)	(mA)	(mA)	(V)
BA 128	280	75	0,85	50	35	50
BA 129	200	200	0,85	50	5	180
BA 130	200	30	0,85	10	30	25
BA 164	200	20	0,85	10	50	15
BZ 110	Diode zener 24 V 10 %					
BZ 112	Diode zener 33 V 10 %					

L'intégralité de T_1 est connectée comme charge de collecteur de Q_3 et une correction est faite afin de linéariser la courbe de réponse, à l'aide du circuit RC série composé de R_8 et C_4 , monté en parallèle sur la bobine.

Celle-ci est de 80 mH mesurée à 1 000 Hz et avec un courant de 600 mA. La résistance totale de l'enroulement doit être inférieure à 1 Ω .

Comme ce haut-parleur est de 4 Ω , il est clair que l'impédance de la totalité de la bobine à prise médiane est de 16 Ω .

En effet, si Z est cette impédance en N, le nombre des spires total de la bobine, on a :

$$\frac{Z}{4} = \frac{N^2}{(0,5 N)^2} = 4 \Omega$$

ce qui donne $Z = 16 \Omega$.

Si l'on ne trouve pas la bobine T_1 , on la remplacera par un bon transformateur de haut-parleur possédant un secondaire avec prises 4 - 8 - 16 (ou 15) Ω .

On n'utilisera pas le primaire. Le secondaire servira de bobine

T_1 d'après le schéma de la figure 28. Le circuit correcteur R_8 - C_4 subsistera.

Si le HP que l'on possède est de 16 ou 15 Ω , on le connectera entre le collecteur et la ligne +, ce qui dispensera d'utiliser la bobine, la correction restant en place.

Remarquons les dispositifs de contre-réaction.

1) par le réseau C_2 R_5 C_3 disposé entre le collecteur de Q_3 et l'émetteur de Q_1 .

2) R_6 R_2 entre l'émetteur de Q_3 et la base de Q_1 .

La rétroaction par R_2 - R_6 est en continu et permet de maintenir la stabilité. Celle par C_5 R_5 C_2 est en alternatif. Elle stabilise le gain de l'amplificateur.

Caractéristiques de l'amplificateur :

Alimentation	14 V
Courant consommé.....	0,62 A
Puissance consommée ..	8,7 W
	continu
Puissance de sortie utile	3,6 W
Rendement	41 %
Puissance sur le HP ...	3 W
Rendement de T_1	83 %

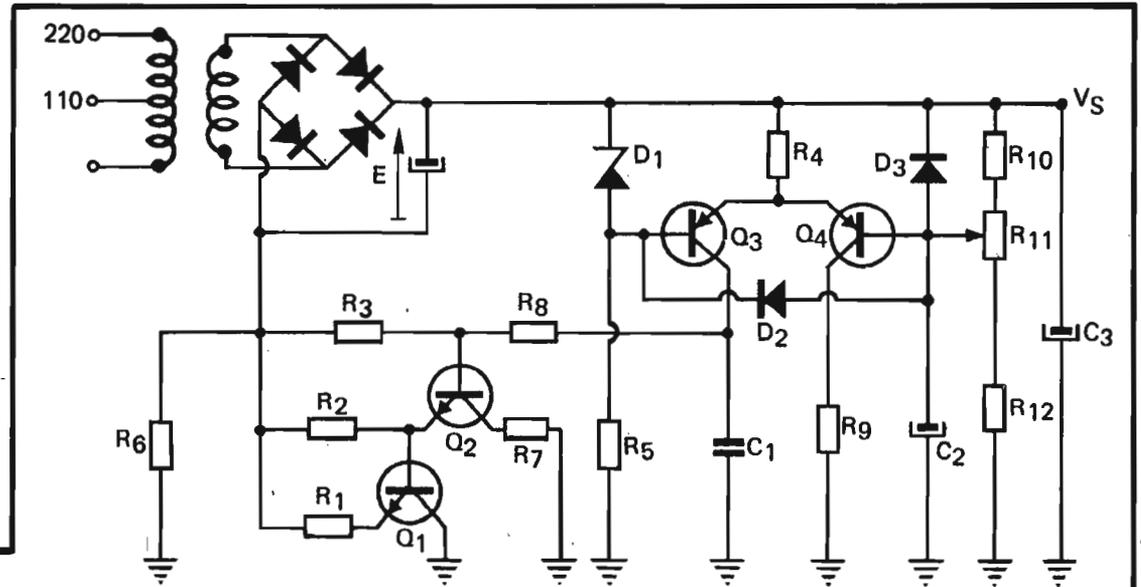


Fig. 25

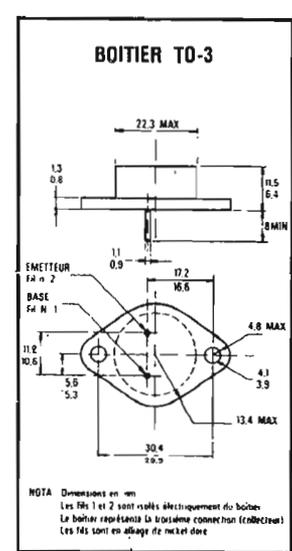
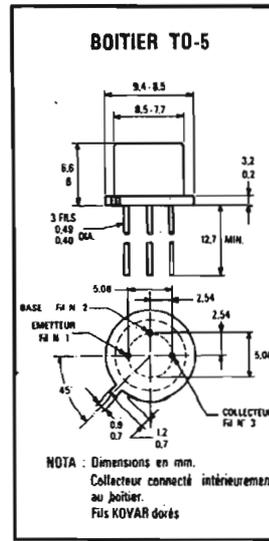
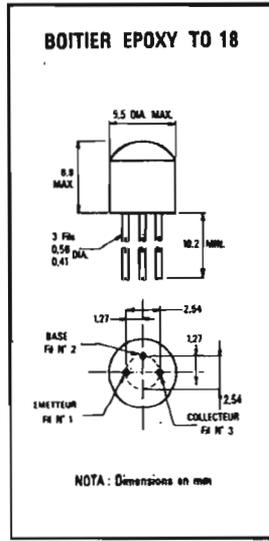
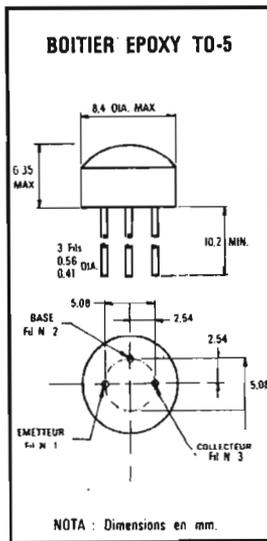


Fig. 26

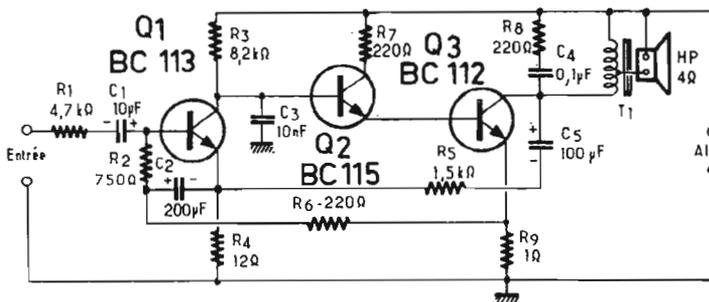


Fig. 27

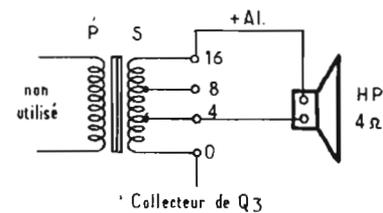


Fig. 28

TOUS NOS PRIX
SONT DONNÉS SOUS
RÉSERVE.

alc

tél. 887.23.36

A 50 METRES
DE LA PLACE DE
LA REPUBLIQUE

11, Bd
SAINT-MARTIN
75003 PARIS

DERNIERE MINUTE : mini-calculatrice de poche, 8 chiffres, 4 opérations, facteur constant, calculs en chaîne **129 F**



AU CHOIX

1 AMPLI
ou AMPLI-TUNER

- 7100 PIONEER
- 7055 ONKYO
- STR 6046 SONY
- SX 535 PIONEER
- TX 330 ONKYO

+ 1 PLATINE

- TD 160 THORENS
- 1 PLATINE JAPONAISE (Grande marque)
- Nous consulter
- K7 Dolby BiGSTON

+ 2 ENCEINTES

- MARTIN "Laboratory"
- KLH 102
- GOODMANS "Magnum"

PRIX: **5 890 F**

CRÉDIT : COMPTANT 1 850 F
+ 12 mensualités de 393,62 F

CHAÎNE PIONEER N° 1



comprenant : 1 AMPLI-TUNER SX 300 ou LX 300, 2x15 W
1 PLATINE TD 165 ou PL 10
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202 ou DP 202 ou SDC
PRIX CATALOGUE 3685 F

PRIX: **2 990 F**

CRÉDIT : COMPTANT 900 F
+ 12 mensualités de 209,81 F
AVEC B55 - 2690 F

CHAÎNE SANYO



comprenant : 1 AMPLI-TUNER DCX 2500, 2 x 15 W
1 PLATINE Lenco B55
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202 ou DP 202 ou SDC
PRIX CATALOGUE 3 260 F

PRIX: **2 690 F**

CRÉDIT : COMPTANT 830 F
+ 12 mensualités de 186,31 F
AVEC TD 165 - 2990 F

CHAÎNE PIONEER N° 2

comprenant : 1 AMPLI-TUNER SX 434, 2x25 W
1 PLATINE CONNOISSEUR BD 2 ou Lenco L 75
2 ENCEINTES MARTIN "Micro Max"
PRIX CATALOGUE 4800 F

PRIX: **3 990 F**

CRÉDIT : COMPTANT 1250 F
+ 12 mensualités de 271,08 F
AVEC TD165 - 4340 F

CHAÎNE PIONEER N° 3

comprenant : 1 AMPLI SA 5300 - 2x20 W
1 PLATINE Lenco B 55
2 ENCEINTES VIDEOTON DF 202 ou DP 202 ou SDC
PRIX CATALOGUE 2 700 F

PRIX: **2 250 F**

CRÉDIT : COMPTANT 690 F
+ 12 mensualités de 157,96 F
AVEC BD2 : 2440 F

CHAÎNE ONKYO

comprenant : 1 AMPLI A 7022 - 2 x 60 W
1 PLATINE THORENS TD 160
2 ENCEINTES MARTIN "Laboratory"
PRIX CATALOGUE 7800 F

PRIX: **6 490 F**

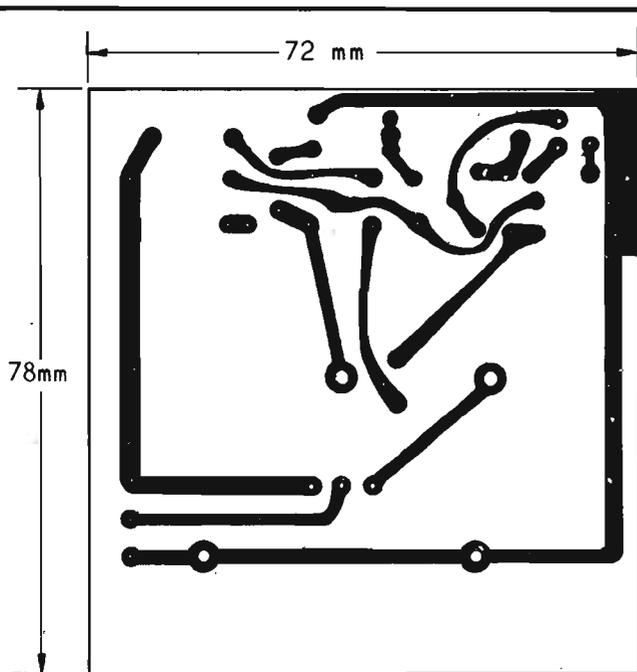
CRÉDIT : COMPTANT 1990 F
+ 12 mensualités de 440,72 F
AVEC PL 10 : 5990 F

CHAÎNE PIONEER N° 4

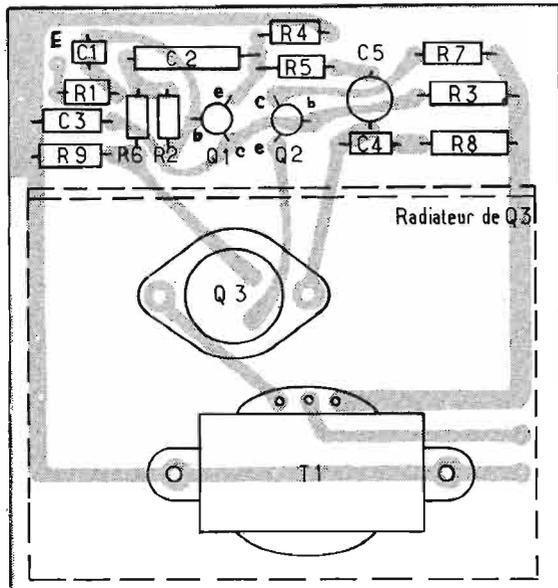
comprenant : 1 AMPLI-TUNER PO.GO.FM LX 424 2 x 20 W
1 PLATINE TD 165 ou PL 10 PIONEER
2 ENCEINTES MARTIN "Micro Max"
1 PLATINE K7 SONY TC 121
PRIX CATALOGUE 6520 F

PRIX: **5 590 F**

CRÉDIT : COMPTANT 1740 F
+ 12 mensualités de 274,78 F
AVEC TD 160 - 5990 F



Platine vue de dessous
Fig. 29



Face supérieure de la platine

La tension de 12 V est excellente également. Celle de 14 V a été prévue afin que l'amplificateur puisse la supporter lors de la fin de charge des accumulateurs de la voiture.

Le maximum de tension admissible, en pointe, est de 17 V.

Valeurs des éléments Performances

Elles sont indiquées sur le schéma.

Voici les indications complémentaires : résistances de 0,25 W sauf R₈ et R₉ de 1 W. Tolérance ± 5 % sauf R₉ à 1 %.

Condensateurs : C₁, C₂ 3 V service, C₅ 15 V service.

Puissance à 10 % de distorsion : ≤ 3 W.

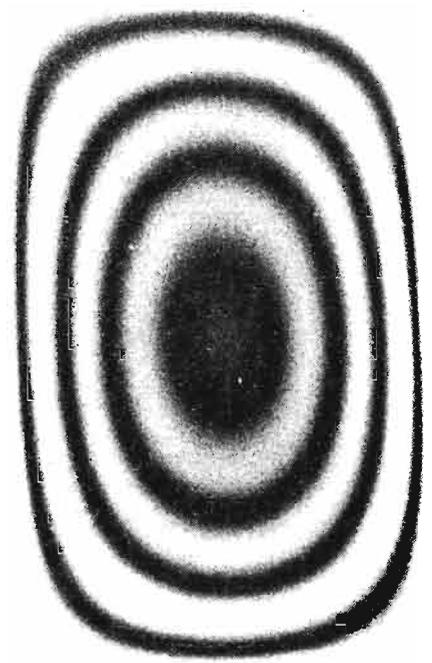
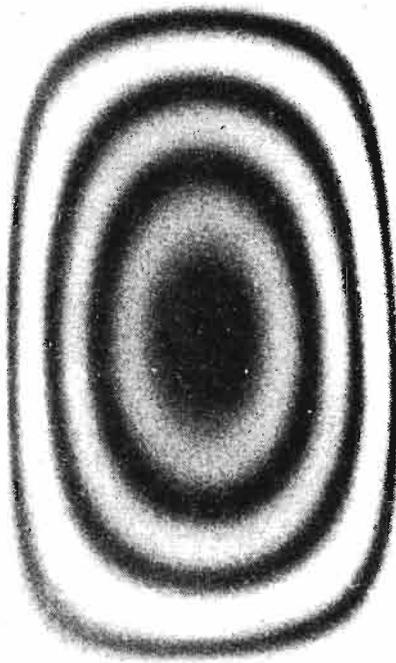
Sensibilité à 1 kHz : ≤ 100 mV efficace pour 3 W à la sortie.

Impédance d'entrée à f = 1 kHz : 10 kΩ.

A 2 W seulement la distorsion est moindre que 2 % et à 1 W, moindre que 1 %, à 1 kHz.

Voici à la figure 29, le plan de la platine imprimée (à réaliser par l'amateur) et l'emplacement de composants.

F. JUSTER



LES LASERS

Marc FERRETTI

LE TÉLÉMÈTRE A LASER

LE centre de Recherches de la C.G.E. a, voici plusieurs années, étudié avec l'appui de la Direction des Recherches et moyens d'essais (D.R.M.E.), un système laser de télémétrie spatiale.

Dans ses grandes lignes, le principe de cette télémétrie ne diffère guère de la télémétrie terrestre : le laser émetteur utilise un rubis et fonctionne à 0,6943 micron, dans le rouge. Il émet une énergie de 1 joule à la cadence de 1 impulsion par seconde.

Le premier exemplaire de l'installation a fonctionné, dès décembre 1965, à l'Observatoire de Haute-Provence, à Saint-Michel-de-Provence. Des résultats importants ont été obtenus avec ce matériel, et ont fait, en particulier, l'objet d'un compte rendu à l'Académie des sciences, lors de la séance du 4 avril 1966. Dans ce compte rendu, il est fait état d'une détermination de la distance de la station à un satellite artificiel avec une précision de l'ordre de 1,5 mètre.

LA GÉODÉSIE SPATIALE PAR LASER

L'opération de géodésie organisée par le C.N.E.S., et exécutée par le bureau des Longitudes, le C.N.R.S. et l'O.N.E.R.A., avec le

concours de la D.R.M.E., reposait sur le fonctionnement simultané de plusieurs stations de télémétrie laser : celle de Saint-Michel-de-Provence, ainsi que deux autres stations situées à Stéphanion, en Grèce, et à Colomb-Béchar. La station de Stéphanion avait été commandée par le C.N.R.S. à la C.G.E. ; C'est l'O.N.E.R.A. qui était responsable de la troisième station (Colomb-Béchar) ; L'O.N.E.R.A.,

d'ailleurs, conduisait, en accord avec la D.R.M.E., des essais de trajectographie. Les cibles utilisées lors de ces expériences étaient les satellites français « Diadème », lancés depuis Hammaguir, en février 1967.

Au télémètre à laser est associé un ensemble de traitement de l'information qui mesure le temps de propagation s'écoulant entre le départ d'une impulsion laser et le retour de l'écho sur un objet

spatial. Cette fonction était remplie par un chronomètre de précision égale à 10 nanosecondes (c'est-à-dire 1,5 m sur la distance de l'objet spatial). Le chronomètre était piloté par un quartz thermostaté, de stabilité 10^{-9} , ce qui lui permet de conserver la précision de 1,5 mètre jusqu'à la distance maximale de 150 000 km.

... POUR DÉTERMINER LA FORME ET LA DIMENSION DE LA TERRE

Les télémètres à laser mesurent le temps d'aller et retour d'une impulsion lumineuse dirigée sur un satellite et réfléchi par lui. Il y a actuellement une quinzaine de télémètres en service, dont trois français. Si leur précision est, pour l'heure, de 1,5 mètre environ, il devrait être possible de parvenir à une précision de quelques centimètres, d'ici à quelques années.

Signalons qu'il existe un autre procédé de visée de satellites : la photographie sur fond d'étoiles, qui utilise des télescopes à grand champ ; ceux-ci peuvent suivre les étoiles, dont les images sont alors enregistrées sur un film comme des points, tandis que le satellite est représenté par une trace ; ces mêmes instruments

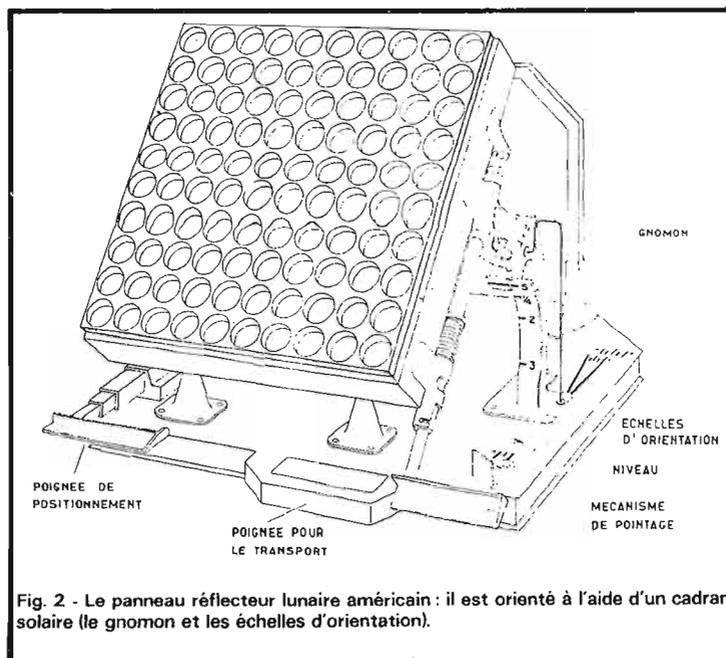
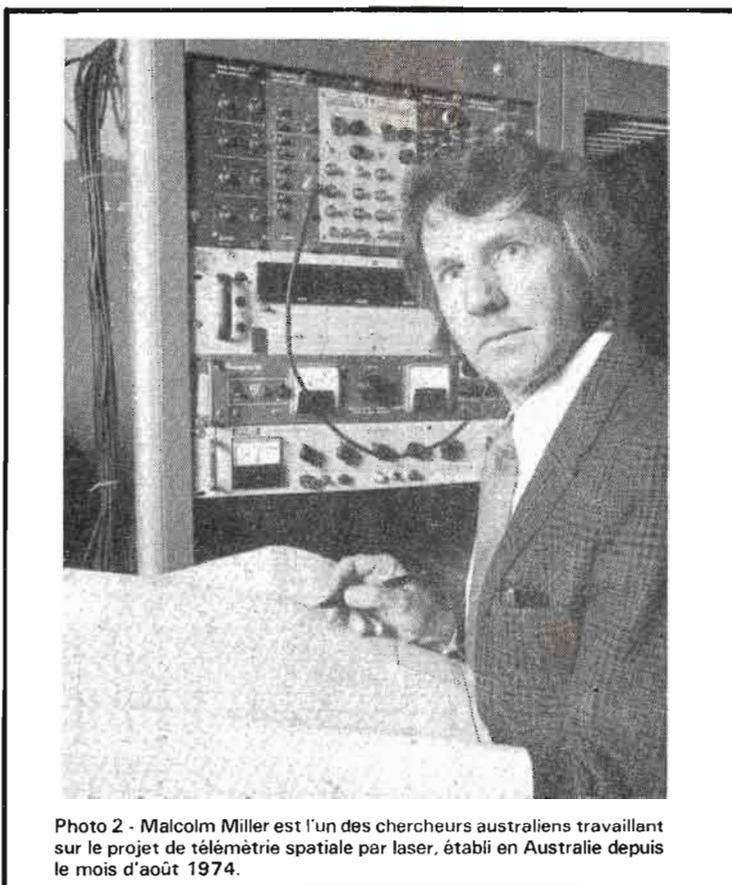
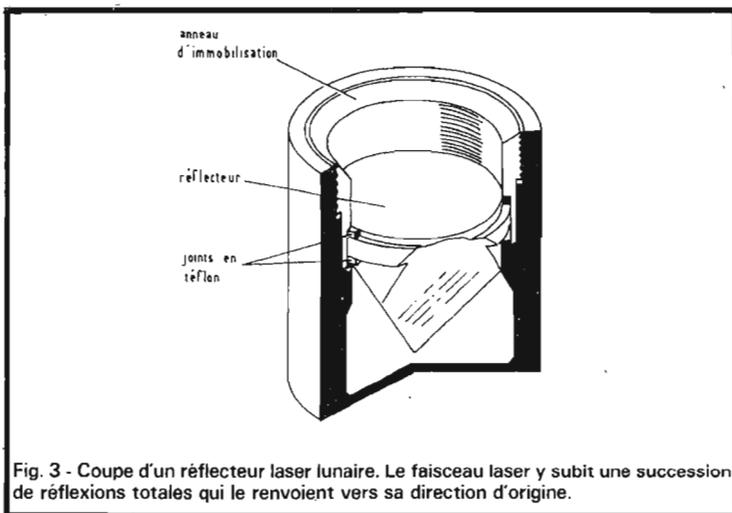


Fig. 2 - Le panneau réflecteur lunaire américain : il est orienté à l'aide d'un cadran solaire (le gnomon et les échelles d'orientation).



peuvent aussi suivre le satellite, dont l'image est alors ponctuelle, tandis que les étoiles laissent des traces. On détermine ainsi, à 20 mètres près, la position d'un satellite situé à 2 000 km de la terre.

L'emploi de satellites permet de mieux connaître le champ de gravitation terrestre : un satellite se meut autour de la terre sous l'action de toutes les forces naturelles en présence, et, parmi celles-ci, figurent les forces d'attraction de gravitation produites par la terre ; elles dépendent de la forme de la terre et de la distribution intérieure des masses. L'étude fine des trajectoires permet donc de connaître le champ de gravitation terrestre.

D'autres forces agissent aussi sur le satellite : l'attraction de la lune et du soleil, le frottement atmosphérique, les forces de pression de radiation, entre autres. Il faut, autant que faire se peut, les éliminer, ou, tout au moins pouvoir les évaluer ; pratiquement, les satellites utilisés sont placés à une altitude suffisamment élevée et ils sont munis de moyens passifs (réflecteurs laser) ou actifs (émetteurs radio ultrastables) permettant une trajectographie précise.

Pour analyser avec finesse le champ de gravité terrestre, il est nécessaire d'employer plusieurs satellites, car les conséquences que l'on tire d'une seule trajectoire sont limitées. Il faut utiliser plusieurs orbites pour distinguer certains effets dus à la forme de la terre.

En 1971, une campagne d'essais, l'ISAGEX (« International Satellite Geodesy Experiment ») a été menée pour tenter d'améliorer la précision géodésique. L'expérience portait sur l'observation de neuf satellites,

dont sept munis de réflecteurs laser ; 54 stations appartenant à quinze pays différents y ont participé. On dénombrait, en plus des nombreuses chambres photographiques, neuf lasers (six américains, trois français). Quelques 2 000 observations de passages par laser, représentant plus de 100 000 mesures de distance ont été faites.

Pour que la géodésie spatiale soit une méthode efficace de géodynamique, il est nécessaire de mettre au point de nouveaux appareillages. Une nouvelle génération de satellites fait son apparition : ce sont des satellites très denses de forme quasi-sphérique. Ils subissent de ce fait des pressions de radiation et des forces de frottement moindres qu'un satellite normal, et leur orbite s'en trouve moins déformée.

Le premier de ces satellites est français : STARLETTE est un satellite « boule » de 26 cm de diamètre, pesant 50 kg, dont l'orbite se situe entre 800 et 1 000 km, inclinée à 50°. Sa structure externe est composée de plaques d'aluminium, recouvertes de prismes réflecteurs-laser. Ce satellite devrait être uniquement soumis aux forces d'attraction terrestre.

Starlette est le cinquième satellite français équipé de réflecteurs-laser, après « Diadème I et II », « PEOLE » et « D-5B ».

DES RÉFLECTEURS-LASER SUR LA LUNE

Des réflecteurs-laser français ont également été montés sur les deux robots soviétiques « Lunokhod I et II » déposés sur la lune. Ils se composent de 14 éléments, dont les bases triangulaires, longues de 11 cm, sont jointives et

réparties de part et d'autre d'un axe long de 20 cm. La surface réfléchissante représente 812 cm². Un laser, mis en place à l'Observatoire du Pic-du-Midi, a été utilisé pour viser les réflecteurs laser français.

D'autres observatoires ont visé les réflecteurs-laser français. Ainsi, en janvier 1973, l'Observatoire Mc Donald, aux Etats-Unis visait le réflecteur déposé dans le cratère Le Monnier par Lunokhod II.

Ce même observatoire a conduit d'autres expériences de télémétrie spatiale avec les trois autres réflecteurs-laser, de conception américaine, déposés sur la lune par les astronautes des missions Apollo 11, 14 et 15. Le premier modèle américain comporte une structure carrée, de 47,7 cm de côté, et composée de 100 cubes en quartz, de 3,8 cm chacun, ensermés à mi-hauteur par une enveloppe d'aluminium et isolés thermiquement par du téflon. La surface réfléchissante représente ainsi 1 130 cm² ; le second modèle américain, déposé par Apollo 15, contient 300 rétro-réflecteurs.

UNE COOPÉRATION INTERNATIONALE

Après les Etats-Unis et la France, le Japon fut le troisième pays à disposer d'une station de poursuite des satellites (français comme américains) par laser... puis vinrent d'autres pays, l'Allemagne par exemple, qui a installé une station de poursuite de satellites dans la forêt bavaroise, ou encore l'Australie qui installe une semblable station à 40 kilomètres de Canberra.

M. FERRETTI

On lira avec intérêt...

- « The Lunar-Ranging Retro-reflector » par J.-M. Brueger, Bendix Technical Journal, été/automne 1971.
- « The lunar laser reflector » par J.-E. Faller, E.-J. Wampler, Scientific American (1971).
- « La Géodésie spatiale » par J. Kovalevsky, La Recherche, avril 1973.

LA TABLE DE LECTURE



YAMAHA

YP 800

LES Japonais se mettent à « faire la pige » aux constructeurs européens. Le phénomène n'est pas nouveau, cette fois, le constructeur, en l'occurrence Yamaha, est allé jusqu'à présenter sa table de lecture YP-800 dans un style européen.

Le style de cette platine lui permet de s'associer au reste de la gamme de ce constructeur, gamme dont nous avons déjà eu l'occasion de parler. Cette table de lecture est le modèle le plus performant et aussi le plus cher de Yamaha. Comme il se doit, l'entraînement est direct, ce qui n'étonnera personne.

CARACTERISTIQUES

Moteur : 12 pôles, 24 encoches sans balai, alimentation en courant continu.
Entraînement : direct.
Vitesse : 33 1/3, 45 t/mn (changement électronique).
Réglage de vitesse : $\pm 3\%$
Pleurage et scintillement : moins de 0,03 % efficace.
Rapport signal/bruit : plus de 60 dB.
Plateau : diamètre 31 cm en alliage d'aluminium moulé ; poids 2 kg.

Bras

Type en S équilibré statiquement.
Longueur : 24,2 cm.
Erreur de piste inférieure à 1,5°.
Force d'appui : 0 à 3 g.
Antiskating à contreponds.
Alimentation : 127/220 V, 10 W.
Dimensions : 481 x 175 x 371 mm. Poids 12,5 kg.

PRESENTATION

La table de lecture Yamaha YP-800 est peinte, couleur aluminium. Elle repose sur un socle recouvert de noyer d'Amérique. Un couvercle de matière plastique acrylique transparent protège l'ensemble de la poussière. Cette finition nous change des habituelles tables de lecture japonaises noires où seul le bras apportait une note brillante. Fini également le capot fumé ; ici, le constructeur n'a rien à cacher, ce capot est parfaitement transparent. L'ensemble est d'une étonnante blancheur qui à la longue paraît froide. Nous avons retrouvé ici un « design » scandinave qui ne nous était pas inconnu. Les organes de commande du tourne-disques sont rassemblés sur la partie droite de la table de lecture : ce sont les deux potentiomètres de réglage

fin de la vitesse, le sélecteur de vitesse à trois touches : 33-45 et stop (ces touches sont extrêmement douces au toucher et permettent de lire un disque avec une force d'appui très réduite sans perturber la lecture). Deux fenêtres, au dessous de la coquille porte-cellule font apparaître l'une un niveau à bulle, l'autre un stroboscope.

Le niveau à bulle incorporé sert à la mise à l'horizontale de la table de lecture. Non seulement les quatre pieds sont réglables, mais aussi ils jouent le rôle d'amortisseurs de vibrations.

De même, le stroboscope est indispensable puisque chaque vitesse est réglable séparément de $\pm 3\%$. Ce stroboscope est collé sur la face interne du plateau et son examen se fait par réflexion. L'éclairage pulsé par tube néon assure une grande netteté des raies. Une fois le disque en place et un balai dépoussiéreur posé (ils ralentissent les disques) la lecture du stroboscope reste possible ce qui n'est pas le cas des stroboscopes situés sur le plateau.

Le plateau, comme le châssis, est en alliage moulé ; sa masse est répartie à sa périphérie. Des trous attestent que des opérations d'équilibrage dynamique ont été

effectuées. Le trou central est conique et vient se centrer sur l'axe solidaire du moteur. Le tapis est en caoutchouc, sa couleur gris clair s'accorde bien avec le reste de la table de lecture. Une série de trois couronnes concentriques limite la surface de contact entre le disque et le plateau.

Le moteur de cette table de lecture est à courant continu et ne possède pas de balai, le rotor est constitué d'un aimant permanent en ferrite à 12 pôles. Cet aimant, fragile, est maintenu dans une cloche de métal magnétique évitant les fuites magnétiques qui pourraient induire des tensions dans la tête de lecture. Le stator est à 24 encoches recevant les bobinages. Ces derniers sont alimentés par un ensemble électronique de commutation. Deux éléments à effet Hall sensibles au champ magnétique de l'aimant attaquent un dispositif électronique de commutation envoyant le courant dans les bobinages concernés. Cette électronique de commande est contenue dans un carter faisant partie du moteur. L'alimentation est régulée par transistor et diode zener. Un sélecteur situé à la partie arrière du socle modifie la répartition des primaires du transformateur

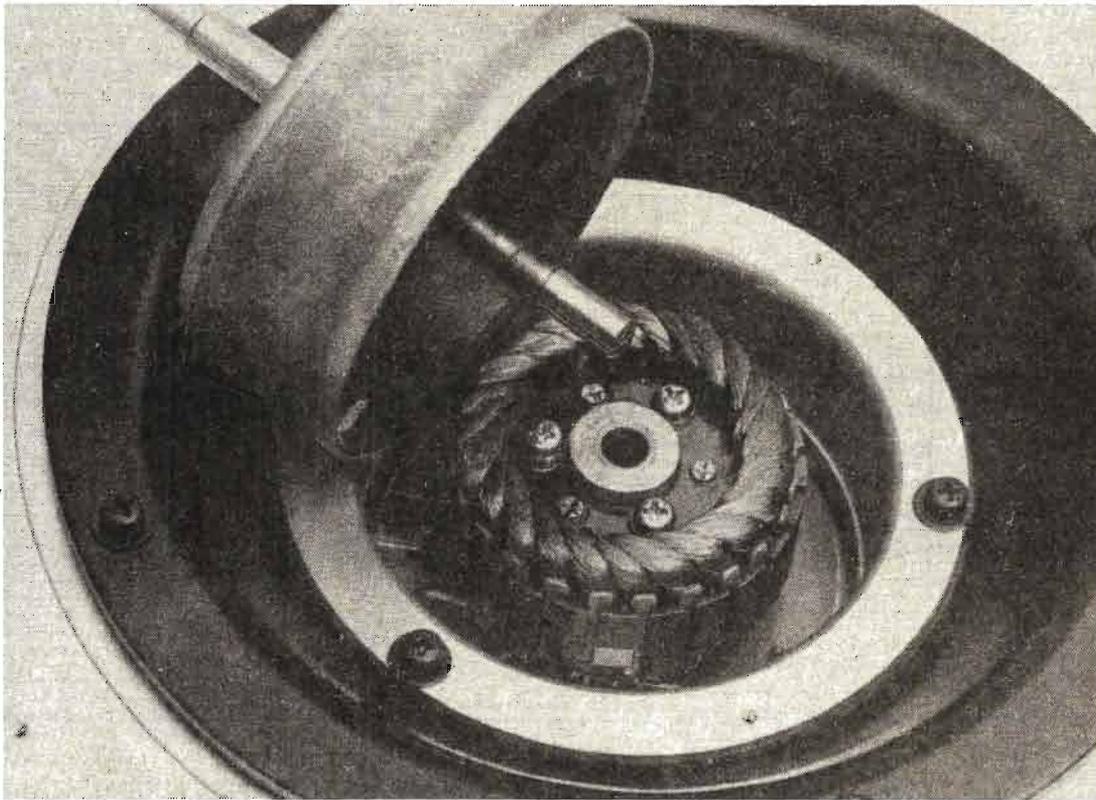


Photo 1 - Détail du moteur de la table de lecture YP800. Solidaire de l'axe, le rotor est composé d'un aimant en ferrite contenu dans une sorte de cloche d'acier. Le stator, à 24 encoches a ses bobinages commutés électroniquement, donc sans balai, par un élément à effet Hall, cet élément, c'est le petit carré blanc situé dans le bas du rotor.

Une table de lecture est un instrument facile à utiliser. Ici nous avons pu noter la douceur inaccoutumée des boutons de commande de la vitesse et de l'arrêt. Le lève-bras ne demande aucun effort, sa manœuvre ne perturbe pas la tenue de la pointe de lecture dans le sillon même avec une force d'appui réduite. La suspension relativement raide filtre suffisamment les vibrations externes.

La mise en vitesse du plateau est très rapide : en moins de deux secondes, la vitesse nominale est atteinte et les raies du stroboscope s'immobilisent. La précision de vitesse est ici sans importance, étant donné qu'un réglage précis assisté par stroboscope est possible. Le taux de pleurage annoncé par le constructeur est de 0,03 %, ce qui le situe à la limite des performances mesurables. Le bruit de fond, en mesure non pondérée est de - 44,5 dB par rapport à une gravure à 0 dB, 1000 Hz. Avec le filtre de pondération DIN, la valeur du bruit de fond atteint - 60,5 dB, par rapport à cette même référence. Ces deux valeurs sont excellentes et confirment les valeurs mesurées par le constructeur.

CONCLUSION

Par sa présentation originale et ses performances intéressantes, cette table de lecture est destinée à l'équipement des chaînes de haut de gamme. Elle pourra recevoir, grâce à sa coquille la plupart des phonocapteurs du marché, les faibles frottements de son bras autorisent les cellules les plus souples.

d'alimentation en fonction de la tension du réseau. Du fait de l'alimentation en courant continu du moteur, cette table de lecture lors d'un changement de fréquence de secteur n'exige pas de modification comme dans le cas d'une table de lecture à moteur synchrone ; seule la lecture du stroboscope est modifiée, les deux échelles, 50 et 60 Hz ont été prévues.

Le bras de lecture de la YP-800 est d'une finition remarquable à laquelle nous sommes habitués. La coquille porte-cellule peut recevoir n'importe quelle cellule normalisée. Ses deux trous oblongs servent à fixer sa position pour assurer l'erreur de piste minimale. Cet élément est moulé en alliage d'aluminium léger. Particularités à noter : premièrement un patin de feutre au niveau des trous de fixation amortissant certaines résonances, ensuite, le connecteur qui assurera aussi la fixation mécanique est orientable par rapport à la coquille. Il ne s'agit pas d'une fixation élastique permettant des réglages en permanence mais d'un serrage par collier à vis que l'on bloquera une

fois la cellule perpendiculaire au disque. Le bras en S très allongé est un tube en alliage léger. Il est articulé sur roulements à billes à faible frottement montés sur cardan. Le contrepoids se visse et son déplacement ajuste la force d'appui. La bague de repérage étalonnée, en grammes, se met à zéro une fois l'équilibre du bras atteint. Le levier de compensation de la force centripète se distingue des autres par son système d'entraînement ; sur beaucoup de bras, ce levier est entraîné par un ergot solidaire de la partie tournante du bras, ce qui crée un frottement minime mais non négligeable ; ici, un fil de nylon assure l'intermédiaire et élimine ce frottement. Le contrepoids de réglage se déplace le long d'une tige graduée. Suprême raffinement, un cylindre en caoutchouc collé sur le châssis à proximité du bras reçoit l'extrémité du levier d'antiskating lorsqu'il descend trop bas : cette précaution évite que la peinture du châssis soit marquée ! Le lève-bras, à frottement visqueux est à commande directe pour la remontée, indirecte pour la descente.

Le bras peut se régler en hauteur pour s'adapter aux différents phonocapteurs du marché. Même chose pour le repose-bras. Les vis de blocage sont d'un petit diamètre, elles sont terminées par un patin de nylon qui permet un freinage efficace sans qu'un effort trop important soit à exercer sur la vis.

Le câble de sortie est bien sûr un modèle à faible capacité parasite, cette précaution étant destinée au montage d'un phonocapteur pour disques tétraphoniques. Les prises de sorties, au standard américain sont dorées pour assurer le meilleur transfert possible des tensions très faibles issues du phonocapteur. Cette précaution est aussi utile pour éviter certains phénomènes de détection par un contact oxydé, détection se traduisant par l'apparition d'un bruit de fond par réception parasite, sensible lorsque la table de lecture est à proximité d'un émetteur, et même parfois à longue distance. Bien entendu, les contacts de la coquille porte-cellule sont aussi dorés.

mise au point sur les — TRANSISTORS

PARAMÈTRES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES T.E.C. ET DES M.O.S.

AVANT de passer au détail des différents paramètres des F.E.T. et des M.O.S., il semble utile, dans un court résumé, d'en préciser les données fondamentales.

Les F.E.T., ou T.E.C., ont leur grille de commande accolée au canal, dont l'existence est obtenue, en fabrication, par le procédé technologique de la diffusion. Un dispositif M.O.S., en revanche, possède un canal induit, sous une couche d'oxyde, sur laquelle est fixée la connexion de porte.

Un M.O.S. est dit « à enrichissement » (notre type A) lorsqu'il reste bloqué (non-conducteur) en l'absence de potentiel sur la grille. Ici, donc, la commande de tension agit

pour libérer des porteurs de charge mobiles, donc pour abaisser la résistance du canal. Lorsque nous avons affaire à un M.O.S. à déplétion (type B), la tension de grille, augmentant, interdit peu à peu la libre circulation des charges. La résistance du canal s'accroît. Il s'ensuit que les M.O.S. complémentaires, C.M.O.S., jouent bilatéralement ce double rôle (un M.O.S. bloqué, un M.O.S. conducteur) et servent donc de portes logiques duales (fermeture - ouverture simultanées). Un M.O.S. à appauvrissement et à enrichissement (type C) s'apparente à ce fonctionnement mais ne peut agir en même temps. Il ne fait que suivre l'ordre de commutation que lui enjoint la tension de

grille (forte résistance - faible résistance, suivant le potentiel de polarisation).

Un M.O.S. s'assimile, de manière grossière, à un condensateur dont les armatures seraient le substrat et la grille. Lorsqu'une tension lui est appliquée, des charges de signes opposés se développent dans le substrat et dans la zone sous-jacente de la porte (canal). Les porteurs ainsi générés sont recueillis sur deux électrodes transversales, diffusées dans le substrat, nommées « source » et « drain ». Le drain est symétrique de la source, mais on est convenu d'appeler ainsi l'électrode qui est à un potentiel de même signe que le M.O.S. conducteur.

3-1 PARAMÈTRES FOURNIS PAR LES CONSTRUCTEURS

Nous les avons rassemblés sur trois tableaux que nos lecteurs pourront détacher et conserver hors de la revue dans leurs dossiers personnels. Le tableau I reprend les symboles usuels relatifs aux tensions (exprimées en volts [V]) et aux courants (mesurés en sous-multiples d'ampères, par exemple en [mA]). De plus, nous y avons porté les définitions

de la tension de blocage et du courant de fuite, suivies des caractéristiques de pente et de résistances.

Le tableau II introduit les notions essentielles utilisables en radio-fréquences et en commutation (capacités, résistances, fréquence, temps opératoires).

Enfin le tableau III rappelle quelques symboles généraux des transistors qu'il faut connaître pour exploiter les dispositifs dont nous nous occupons actuellement.

Ces paramètres étant passés en revue, nous allons les traduire par des courbes afin d'en déceler les comportements. Cependant, auparavant, il nous faut différencier le plus simplement possible, les modes de fonctionnement des T.E.C. Nous en distinguerons trois A, B, C, définis à partir du tracé de la variation du courant de drain $\pm I_D$ en fonction de la tension grille-source $\pm V_{GS}$.

Lorsque I_D se situe dans la partie positive des coordonnées (fig.

3-1, a), toute action sur la grille entraîne son augmentation. On a affaire à un T.E.C. à « enrichissement » « enhancement », selon les auteurs anglo-saxons). Si, I_D reste dans la zone négative des abscisses, le T.E.C. correspondant est dit à « appauvrissement » « enhancement », selon la terminologie française. La tension drain-source (V_{DS}) est suffisamment élevée, elle ne joue presque pas sur I_D (12) (fig. 3-1, b). Le blocage (cut-off) s'opère à une tension V_P , dite de pincement

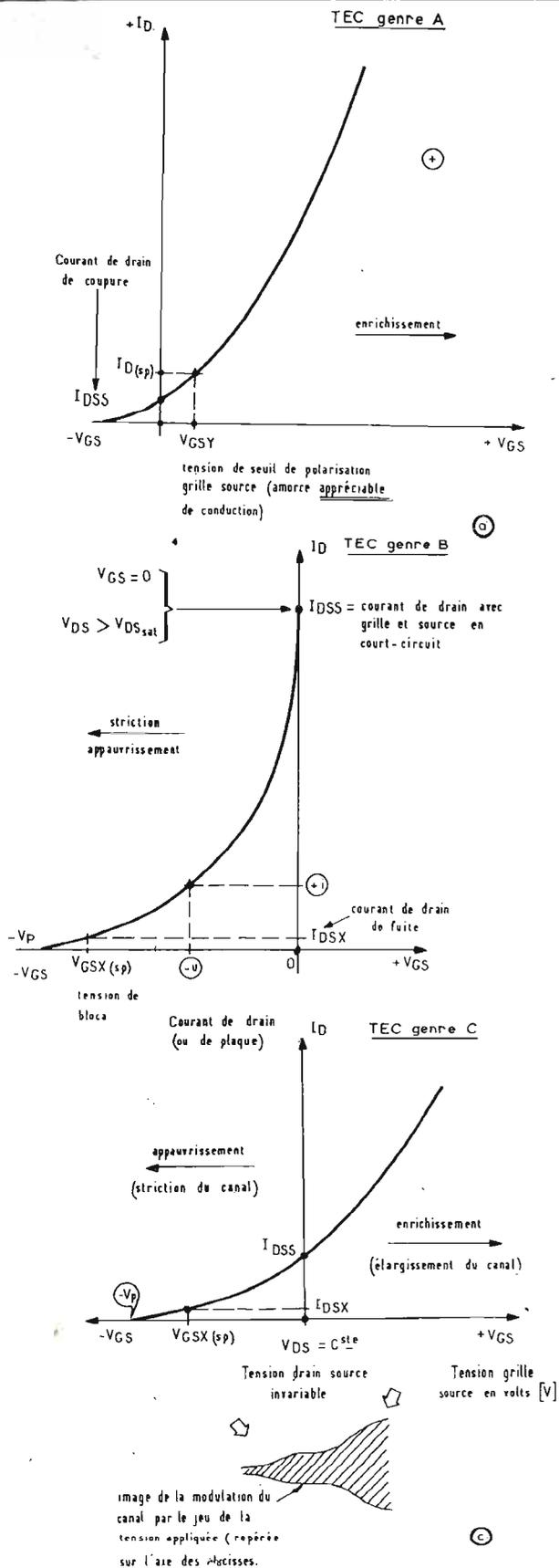


Fig. 3-1 - Mode A à enrichissement (dit mode C dans la littérature anglo-saxonne), noter la position de V_{GSY} (tableau I) et de $I_{D(sp)}$, où le suffixe (sp) indique que cette valeur est spécifiée (mesurée et imposée) par le constructeur (a); mode B (dit mode A, par les Anglais et... ceux qui se rattachent à leur école), voir la position de $V_{GSX(sp)}$ (consulter le tableau I) et de $I_{D(sp)}$ (b); mode C (ou B, pour les références des auteurs d'inspiration américaine), observer le point I_{DSS} (en se reportant au tableau I pour sa définition), $-V_p$ est une tension de coupure, ou de seuil (c).

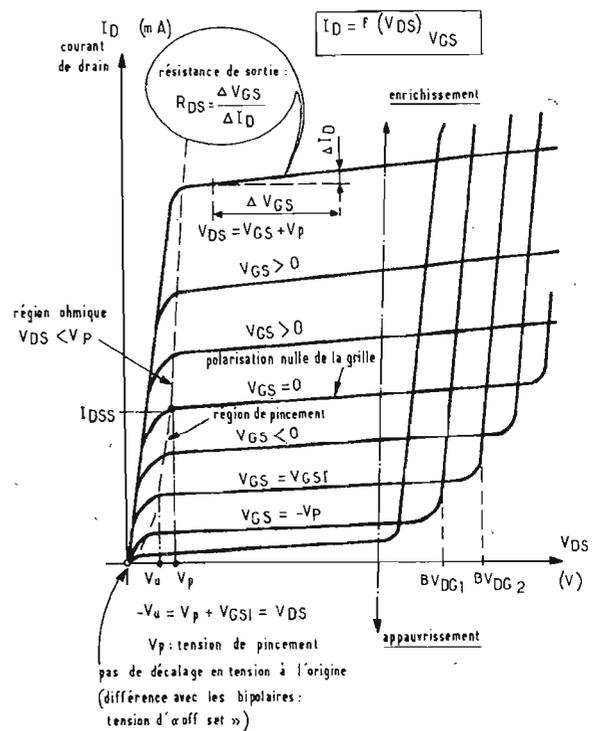


Fig. 3-2 - Les caractéristiques du T.E.C. se tracent en faisant varier la tension drain-source V_{DS} et en relevant la variation consécutive du courant drain I_D , cela pour une valeur donnée de la polarisation grille-source V_{GS} . Le courant drain correspondant à une polarisation nulle de grille s'appelle I_{DSS} .

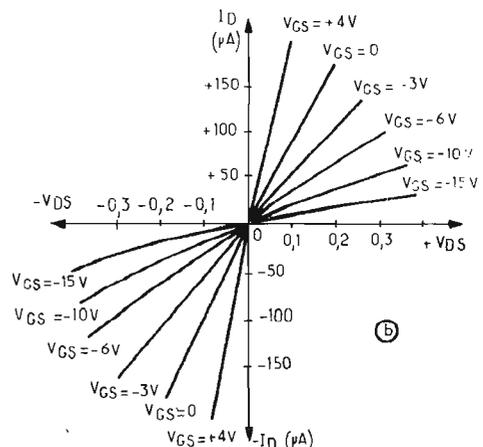
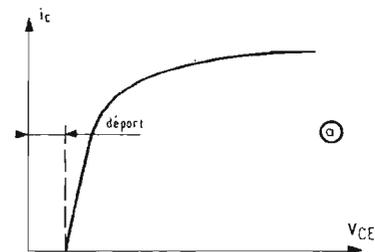


Fig. 3-3 - Dans un transistor bipolaire, la courbe donnant le courant collecteur en fonction de la tension collecteur émetteur ne passe pas exactement par zéro: c'est ce que l'on appelle le phénomène de « offset » (a). Caractéristiques d'un transistor à effet de champ en-dessous du pincement $V_{GS} < V_p$ (région ohmique), $t_{amb} = 25^\circ C$. (b).

absolu ; il se révèle dès que la valeur V_{GSX} spécifiée (sp) est atteinte. On écrit, parfois pour faire croire que l'on parle anglais « **pinch off** », au lieu de **pincement**. Enfin, il a été suggéré d'employer des T.E.C. à **grande plage de modulation**, donc à **striction et à enrichissement du canal** (fig. 3-1, c).

Considérons, maintenant, les caractéristiques de transfert $I_D = f(V_{DS})$, mesurées pour différentes grandeurs (chaque fois constantes sur la plage explorée) de V_{GS} (fig. 3-2). Ces **courbes** ressemblent à celles des **transistors bipolaires**, mais sont plus **horizontales** encore que celles-ci, rejoignant celles des « tubes pentodes » (mais qui ose encore évoquer les lampes radio-électriques !). Il convient de noter ici que les courbes passent **rigoureusement** par l'origine (il n'y a pas de tension résiduelle, dite d'« off-set » en français technique, ou « tension de départ » en français correct) ce qui procure aux T.E.C. de remarquables propriétés résistives (fig. 3-3, b), donc l'intégration de « résistances unipolaires » in situ, dans les substrats à large densité. La **résistance à l'origine** est augmentée des **résistances de source et de drain**. La figure 3-4, par ses diagrammes (a, b, c), montre les répartitions de $I_D = f(V_{DS})$ pour les trois types A (fig. 3-1, a), B (fig. 3-1, b), C (fig. 3-1, c) décrits ci-dessus. Les exemples cités sont extraits de l'excellent ouvrage de H. Arciszewski « Mesures sur les transistors » (Chiron), mentionné en bibliographie, mais cet auteur respecte la terminologie anglaise des modes (A : depletion ; B : bi-mode ; C : enhancement).

3-2 EXAMEN DES TENSIONS

3-2.1 - Tensions d'action.

La figure 3-5(a) représente, en coupe, de manière schématique, un transistor M.O.S. (ce n'est pas un F.E.T. puisque le canal est induit lors du fonctionnement). Les tensions qui permettent la mise en œuvre de ce composant sont repérées sur les électrodes correspondantes :

- V_S , tension de source ;
- V_D , tension de drain ;
- V_G , tension de grille ;
- V_B ou V_σ , tension de substrat.

Dans certains textes, les auteurs précisent les points

Tableau I : Symboles relatifs aux transistors à effet de champ.

	Définitions	Symboles
TENSIONS [V]	$\pm V_{DSS}$	Tension (entre) drain (plaque) et source, le drain étant en court-circuit.
	$\pm V_{GSO}$	Tension (entre) porte (grille) et source, le drain étant en circuit ouvert (ou, $I_D = 0$).
	$\pm V_{GS(p)} = V_{GS(off)}$	Tension porte (grille) source de coupure (cut-off). (voir tension de pincement V_p ci-dessous).
	$\pm V_{GBM} = \pm V_\sigma$	Tension (crête) entre la porte (grille) et le substrat (semi-conducteur de base) ; M = maximum.
	$-V_{GDM}$	Tension (crête) entre la porte (grille) et le drain.
	$-V_{GSM}$	Tension (crête) porte-source.
	$+V_{DBM}$	Tension (crête) drain-substrat.
	$+V_{SBM}$	Tension (crête, ou maximale) source-substrat.
	$\pm V_{DSM}$	Tension (crête) drain-source.
	BV_{DSB}	Tension de claquage drain-source.
	BV_{GSB}	Tension de claquage grille-source.
	BV_{SDB}	Tension de claquage source-drain.
	TENSIONS DE FONCTIONNEMENT	$V_{G(off)}$
$V_{G(on)}$		Tension de grille à la conduction (commutation ON, état logique débloqué).
V_{DD}		Tension d'alimentation par boîtier au niveau du drain.
V_{SS}		Tension d'alimentation de la source.
V_{GG}		Tension d'alimentation par boîtier au niveau de la grille.
V_{IH}		Tension d'entrée (input I) au niveau logique haut (high : H).
V_{IL}		idem pour un niveau logique bas (low : L).
V_{OH}		Tension de sortie (output O) au niveau logique haut (H).
V_{OL}		idem pour un niveau logique bas.
COURANTS [mA]	$I_D = f(V_D)_{V_G}$	Courant de drain, fonction de V_D , V_G .
	I_G	Courant de porte (grille), fonction de V_G .
	I_{DSS}	Courant de drain de coupure (cut-off).
	I_{GSS}	Courant de porte (grille) de coupure (cut-off).
	I_S	Courant de source, fonction de V_S .
	I_{DD}	Courant d'alimentation V_{DD} par boîtier (en provenance d'une source externe).
	I_{DDH}	Courant d'alimentation V_{DD} par boîtier sortie à l'état haut (en provenance d'une source externe).
	I_{DDL}	Courant de l'alimentation V_{DD} par boîtier sortie à l'état bas (en provenance d'une source externe).

COURANTS DE COMMUTATION	I_{GG}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier (en provenance d'une source externe).
	I_{GGH}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier sortie à l'état haut (en provenance d'une source externe).
	I_{GGL}	Courant de l'alimentation V_{GG} par boîtier sortie à l'état bas (en provenance d'une source externe).
	I_{GSB}	Courant de fuite grille/substrat : on trouve parfois $I_{GS\sigma}$.
	I_{IH}	Courant d'entrée à V_{IH} (ici, H = état haut).
	I_{IL}	Courant d'entrée à V_{IL} (L = état bas).
	I_{ISB}	Courant de fuite entrée/substrat. (ou $I_{IS\sigma}$).
	I_O	Courant de sortie.
	I_{OH}	Courant de sortie à V_{OH} .
	I_{OHZ}	Courant maximal de sortie à l'état haute impédance.
	I_{OL}	Courant de sortie à V_{OL} .
	I_{OS}	Courant de sortie en court-circuit.
	I_{OSB}	Courant de fuite sortie/substrat.
	$I_{\phi SB}$	Courant de fuite horloge/substrat.
	I_{SS}	Courant d'alimentation substrat.
INDICATIONS DIVERSES	V_P, V_{PM} (ancienne dénomination, de $V_{GS(P)}$, à ne pas confondre avec des ordres logiques. Voir texte plus bas).	Tension de pincement (pinch off) à partir de laquelle le pinceau électronique est condensé autour de son axe (comme sous l'effet d'une lentille électrostatique). Le M indique la valeur maximale de ce paramètre.
	$I_s \propto A.T^{-n} T \alpha(273) [^\circ]^*$	Courant de fuite des grilles (g et G) sous une polarisation imposée V_s spécifique [nA].
	V_B (ancienne dénomination de $V_{G(om)}$: symbole supprimé à cause de B, déjà ambigu entre breakdown - panne - et base).	Tension de blocage (B) qui, appliquée sur g, ou entre les grilles g et G, procure une intensité minimale I_{Dm} du courant de drain ; au-delà de cette grandeur, l'augmentation de la polarisation accroît les fuites de grille (s) I_s et le courant global I_{Dm} cesse de décroître.
DONNÉES D'IMMITANCE**	dI_D/dV_g	Transconductance (inverse de la résistance de transfert) relative à la petite grille g [$\mu A.V^{-1}$].
	$dI_D/d(V_G + V_g)$	Transconductance relative aux deux grilles (dans les T.E.C. à grille large sous le substrat) reliées entre elles par un court-circuit [$\mu A.V^{-1}$].
	R_i	Résistance dynamique interne, à relever sur le réseau de caractéristiques $I_D = f(V_D)$ paramétré par V_G [M Ω].
* Dans certains manuels, on trouve le rapport $\Delta I_s/\Delta T$ en [$\mu A \text{ } ^\circ K^{-1}$].		
** Immittance : impédance - admittance ; la transconductance, en alternatif HF devient la transadmittance ; la conductance est l'inverse de la résistance.		

d'application de ces tensions ; ainsi, apparaissent :

V_{DS} , tension ENTRE source et drain ;

V_{GS} , tension ENTRE source et grille ; etc.

Il vaudrait mieux employer dans cette hypothèse la terminologie correcte de « différence de potentiel » mais l'usage de « tension » (succédant à l'anglais « voltage », à proscrire dans notre langue) s'impose à cause de l'abondante littérature d'Outre-Atlantique.

Deux autres indications sont mentionnées figure 3-5 (a). Il s'agit de l'épaisseur de la couche d'oxyde, t_{OX} , (l'initiale t, à ne pas confondre avec un temps, provient du mot « thickness » qui signifie « épaisseur », évidemment) et de la largeur L du canal (écrite, parfois, w, à cause de l'origine anglaise des références qui portent le terme « width » pour « largeur »). Il convient de ne pas emmêler cette largeur w avec la pulsation ω égale à $2\pi f$.

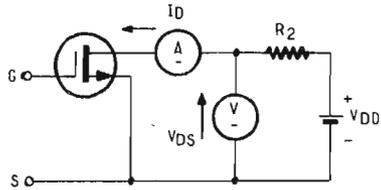
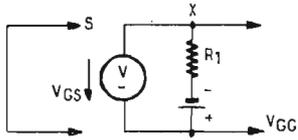
Pour notre part, nous avons conservé, ici, t_{OX} et w, non par anglomanie, mais parce que les manuels des fabricants se sont complus à les maintenir telles quelles. Ajoutons l'épaisseur du canal sous la forme $e = 2a_0$.

Dans la plupart des propositions de montage des pièces, c'est la tension de substrat V_B , ou V_s qui sert de référence de potentiel. L'indice B provient alors de l'anglais « bulk » (marquant l'existence d'un « volume global », d'un matériau aux dimensions importantes, comparées à celles des pôles de drain D, de source S et du canal).

Les paragraphes 2 (antérieurement publié) et 3-1 ont bien précisé que les caractéristiques de transfert $I_D = f(V_D)$, paramétrées par V_G , d'un M.O.S. se révèlent très voisines d'un tube pentode à vide. Toutefois, dans la réalisation « état solide », source et drain, parfaitement symétriques, sont réversibles et il ne se produit aucune tension de départ (décalage de tension figurant sur l'axe des abscisses, étalonné en volts [V]). Reméorons une fois encore que cette « tension de départ » est, parfois, notée « tension d'« off-set », pour faire croire que l'on comprend l'argot technique anglo-saxon).

La figure 3-5 (b) illustre le repérage pratique de ces données. De même, la figure 3-5 (c). Bien sûr, les T-E-C- et les M.O.S.T. se branchent suivant les mêmes

SCHEMA DE MESURE



CONDITIONS A RESPECTER

- R1 et R2 sont de résistances de protection.
- Voltmètre VDS et ampèremètre ID
- Si le produit $I_D V_{DS}$ n'est pas négligeable, remplacer la source en continu VDD par un générateur d'impulsions ayant un rapport cyclique faible

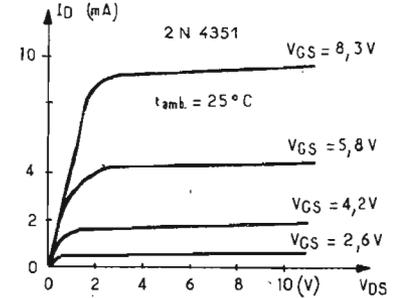
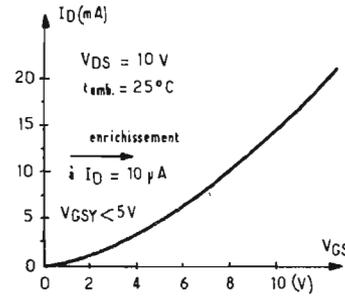
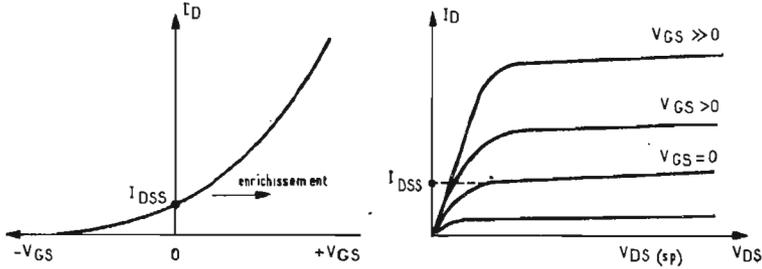
$$\left(\frac{\tau}{T}\right) = \frac{\text{largeur de l'impulsion}}{\text{période de répétition}}$$

Fig. 3-4 - Ces schémas sont extraits de l'ouvrage de H. Arciszewski cité en bibliographie. Ils portent sur la polarisation des T.E.C.

Le principe de polarisation d'un amplificateur à transistor à effet de champ à canal N est applicable dans le cas d'un transistor à canal P à condition que les polarités des tensions et le sens des courants soient inversés.

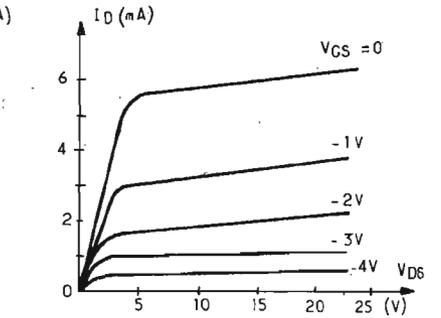
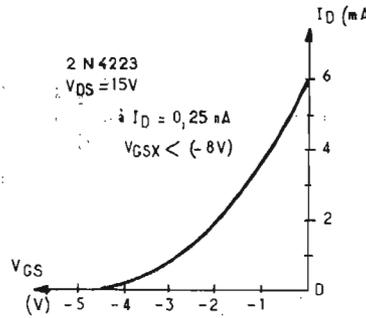
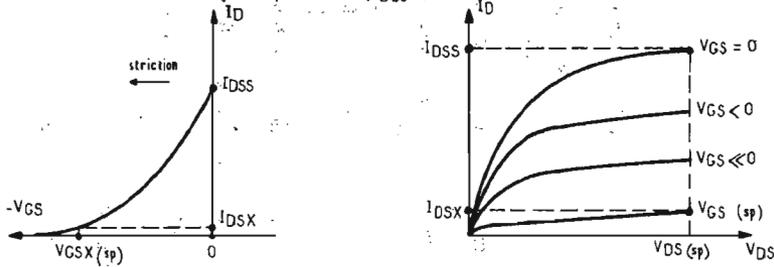
Transistor à grille isolée type A

Exemple: pour le type 2N4351 à $V_{DS(sp)} = 10\text{ V}$ et $V_{GS} = 0$
le catalogue indique: $I_{DSS} < 10\text{ nA}$



Transistor à jonction type B

Exemple Pour le type 2N3822 à $V_{DS(sp)} = 15\text{ V}$ et $V_{GS} = 0$
le catalogue indique $2\text{ mA} < I_{DSS} < 10\text{ mA}$



Transistor à grille isolée type C.

Exemples: Pour le type SFT 602.

- à $V_{DS(sp)} = 20\text{ V}$ et $V_{GS} = 0$
le catalogue indique: $0,2\text{ mA} < I_{DSS} < 1,5\text{ mA}$
- à $V_{DS(sp)} = 20\text{ V}$ et $V_{GSX(sp)} = -10\text{ V}$
le catalogue indique: $I_{DSX} < 1\text{ µA}$

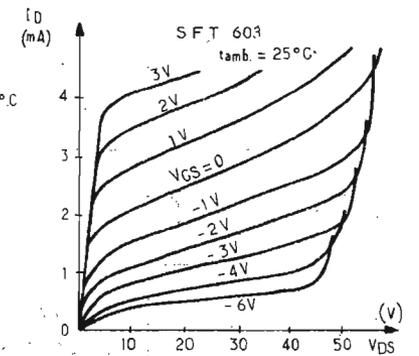
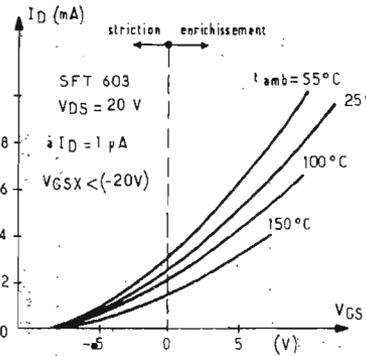
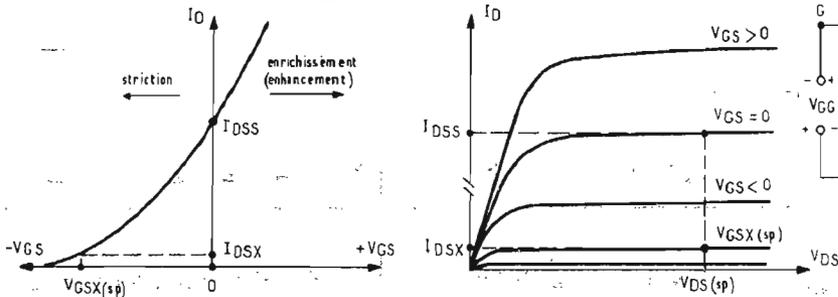


Tableau II : Symboles relatifs aux transistors à effet de champ		
Symboles		Définitions (SESCOSEM)
CAPACITÉS [pF]	C_{GB} C_{GO} C_{IB} C_L	Capacité d'entrée grille/substrat Capacité grille/sortie Capacité d'entrée/substrat Capacité de charge (L = load, load : charge ; ne pas confondre avec L = low de l'état bas logique).
	C_{OB} $C_{\phi B}$	Capacité de sortie/substrat Capacité de l'entrée d'horloge
RÉSISTANCES [Ω]	R_{IH} R_{IL} R_{on} R_{onH} R_{onL} R_{off}	Résistance dynamique d'entrée à V_{IH} (H : état logique haut). Résistance dynamique d'entrée à V_{IL} (L : état logique bas) Résistance de conduction Résistance de conduction à l'état logique haut. Résistance de conduction à l'état logique bas. Résistance de blocage.
FRÉQUENCE		Fréquence d'horloge
TEMPS [s]	t_A t_{CI} t_{CS} t_{ϕ} t_{hold} t_{PHL} t_{PLH}	Temps d'accès Temps de mise en inhibition Temps de levée de l'inhibition Temps de descente de l'horloge Temps de maintien Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie Temps de propagation à la croissance du signal de sortie.

Tableau III : Symboles généraux.

Symboles		Définitions (SESCOSEM)
PUISSANCES UTILES	P_D	Puissance dissipée au drain
	P_S	Puissance prise sur la source
	P_{tot}	Puissance totale dissipée en moyenne par la T.E.C.
TEMPÉRATURES LIMITES	T_{amb}	Température ambiante, à l'entour du boîtier (proche environnement), en degrés centésimaux [°C]
	$T_{boîtier}$	ou T_b , ou T_{case} , température du boîtier en [°C]
	T_{fb}	Température de fond de boîtier (limite tolérée pour un rendement optimal)
	T_j	Température de la jonction (les T.E.C. sont des structures « unipolaires » mais non pas des « unijonctions » U.J.T.) [°K]
	T_{stg}	Températures de stockage , ou gamme de températures acceptée pendant la durée d'emmagasinement des pièces, sans avoir à redouter de détérioration des caractéristiques (dégradations) ni d'altérations de fiabilité (période de fonctionnement entre deux pannes successives).
RÉSISTANCES THERMIQUES	R_{th}	La résistance thermique correspond à une élévation de température [°C] par unité de puissance dissipée (entre deux points spécifiés par les constructeurs).
	R_{thj-b}	Résistance thermique entre la jonction et le boîtier
	R_{thj-fb}	Résistance thermique entre la jonction et le fond du boîtier
	R_{thfb-r}	Résistance thermique entre fond du boîtier et radiateur r (plans, à ailettes, en X, etc.)
	R_{tht}	Résistance thermique transitoire.
	R_{thb-r}	Résistance thermique entre boîtier et radiateur (r)
	$R_{thj-amb}$	Résistance thermique entre jonction et ambiance
	$R_{thr-amb}$	Résistance thermique entre radiateur et ambiance

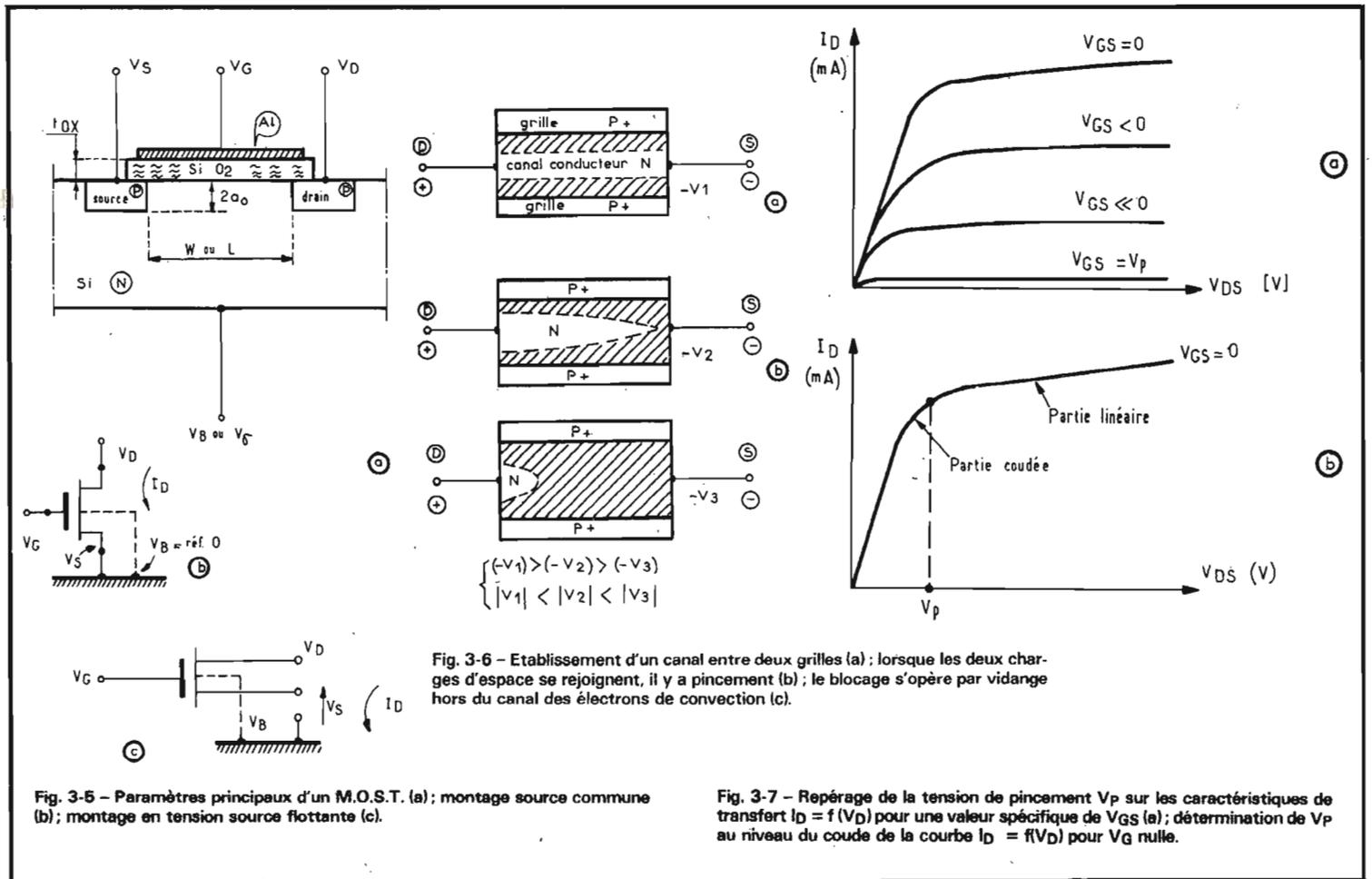
considérations que les transistors bipolaires. Les configurations drain, à la masse, source, à la masse, ou grille à la masse, ont pour pendants équivalents collecteur à la masse, émetteur à la masse, ou base à la masse.

Un coup d'œil sur les générateurs auxiliaires de polarisation extérieurs n'a rien de superflu. Nous accepterons de nommer :

- V_{DD} : la tension d'alimentation externe du drain (prise entre cette électrode et la référence de potentiel, en général la masse) ;
- V_{SS} : la tension d'alimentation de la source dans les mêmes conditions de mesure ;
- V_{GG} : la tension d'alimentation de la grille, qui, à propos de la commutation (M.O.S. utilisé en découpeur, ou « chopper ») se subdivise selon deux importantes valeurs : $V_{G(off)}$, ou tension de blocage de la porte et $V_{G(on)}$, tension de conduction de la porte.

Dans certains catalogues, le lecteur rencontre une certaine tension d'écart V_e , dite résiduelle, dont nous aurons à parler plus bas aussi ne nous y attarderons-nous pas, maintenant, car nous devons nous occuper d'autres informations ressortant du tableau I (in § 3-1). C'est ainsi que vont être analysées, dans la suite :

- V_{DSS} , tension drain-source en court-circuit (S = « short circuit ») ;
- $V_{BRDS(X)}$ ou $BV_{DS(X)}$, tension de rupture (BR = B = breakdown, panne, cassure, rupture, etc.) du conduit drain-source (impraticable au-delà et détérioré à ce niveau tensiométrique) ; le suffixe X dénote une valeur spécifique (particulièrement déterminée) du courant I_D à partir de laquelle un claquage s'opère qui détruit le canal (irréparablement) ;
- $V_{BRDG(O)}$ ou $BV_{DG(O)}$, tension entre grille et drain, à intensité nulle, entraînant une détérioration du composant ;
- V_{BRGSS} ou BV_{GSS} , tension de destruction pour la grille en court-circuit ;
- $V_{GS(Y)}$ est une tension de seuil de polarisation que nous étudierons plus loin ;
- V_{BRSDb} , BV_{SDB} , V_{BRGSb} , BV_{GSb} sont des tensions d'altérations rapportées au substrat et à une électrode S, G ou D ;



— $V_{GS(P)}$, $V_{GS(O)}$, V_{GST} , V_p , V_T se ramènent à l'expression de la tension de pincement (P) qui constitue une grandeur fondamentale des T.E.C. et des M.O.S.T.

3-22. - La tension de pincement.

Commençons par elle, à cause de son importance. La littérature introduit la notion de pincement, ou « pinch off » pour expliquer l'obstruction du canal par la rétraction de la charge d'espace; ou, à l'opposé, la tension de seuil V_T (T = threshold, ou « seuil ») pour souligner le début de la conduction. Parfois, c'est le symbole $V_{GS(P)}$, tension grille-source de pincement, qui prévaut pour regrouper cette double idée (voir fig. 3-6 pour comprendre le mécanisme d'obstruction du canal dans le cas d'un T.E.C. à déplétion).

Lorsque les caractéristiques de transfert

$$I_D = f(V_{DS})_{V_{GS}}$$

sont tracées (fig. 3-7, a), il est facile de délimiter la valeur de la tension de pincement V_p en se situant sur la fin de la courbe ascensionnelle de la courbe $I_D(V_{DS})$ pour laquelle V_{GS} est nulle (fig. 3-7, b).

Revenons à la figure 3-6, pour expliciter la formation du pincement.

La figure 3-6 (a) montre la répartition de trois couches PNP dans le cas d'un T.E.C. à jonction (fonctionnant en déplétion) de canal N. La grille (porte) est du type P surdopé (P^+), donc surchargé en accepteurs A^- . Le canal N comporte un dopage normal de donneurs (ionisés à l'état D^+).

Si l'entrée (input I), ici la source S, est négative, la jonction P^+N se polarise en inverse, ce qui développe une forte résistance (en courant continu, ou impédance, en courant alternatif) puisque la couche de charge d'espace s'accroît (repoussant donc les particules libres en dehors d'elles). Peu de négatons circulent, alors, dans le canal (celui-ci est obstrué). Si la tension appliquée ($-V$) diminuait (puisque « négative », elle augmenterait en... valeur absolue [V]), les deux régions de charge d'espace (fig. 3-7, b et 3-7, c) s'épaissiraient et finiraient par se rejoindre pour bloquer à la longue le canal.

Dans ces conditions, on dépasse un seuil de non-conduction, qui se rattache, donc, à la tension de pincement ($-V_p$). La

grille, polarisée en sens inverse, est, néanmoins, traversée par un faible courant de fuite (I_{GSS}). Elle conserve, toutefois, une forte impédance Z_G comme c'est le cas pour un tube électronique, ce qui favorise le gain en puissance.

La tension de seuil, liée au pincement, est déterminée par la concentration en surface du substrat, par la qualité des oxydes, mais aussi par la nature métallique de l'électrode de grille.

Lorsque le pincement est obtenu, le canal est complètement vidé et le flux électronique tombe presque à zéro. Si le canal est N :

- Quand $V_p > 0$, le T.E.C. est à « enrichissement » ;
- Quand $V_p < 0$, le T.E.C. est « à striction ».

Si le canal est P :

- Quand $V_p > 0$, le T.E.C. est « à appauvrissement » ;
- Quand $V_p < 0$, le T.E.C. est « à enrichissement ».

La tension de pincement est repérée sur les caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ quand $I_D = 0$ (fig. 3-7, a) mais aussi lorsque $V_{GS} = C 0 t$ que le courant I_D devient constant. Il y a donc autant de tensions V_p que de valeurs de $I_D = f(V_{DS})$ paramétrés par V_{GS} (fig. 3-7, b).

Le lieu géométrique des V_p est tracé en traits tiretés sur la figure 3-2.

La tension de seuil V_{T0} d'un élément M.O.S. s'exprime par :

$$V_{T0} \approx \left\{ - \frac{\delta}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} (Q_{SS} + Q_B) + \Phi_{MS} \right\} [V]$$

qui inclut :

δ = épaisseur du diélectrique (silice) de grille ;

ϵ_0 = permittivité du vide ;

ϵ_r = permittivité relative du matériau semi-conducteur ;

Q_{SS} = densité de charge (statique) par unité de surface à l'interface silicium/oxyde de silicium ;

Q_B = charge par unité d'aire dans la zone de déplétion, due au substrat ;

Φ_{MS} = potentiel de contact entre substrat silicium et métal de grille.

Si l'on introduit V_0 , la tension entre la source et le substrat ($V_0 = V_{BS}$), la tension de seuil évolue suivant la loi :

$$\begin{aligned} V_T &= f(V_0) \\ &= V_{T0} + k_T \sqrt{V_0} \\ &\approx V_{T0} + 0,5 \sqrt{V_0} \end{aligned}$$

Tableau IV : Tensions d'entrées et de sorties « logiques »

Avertissement Avant de consulter ce tableau, se reporter à la figure 3-16 du texte.
 Bien noter que la **valeur logique « 0 »** se rapporte au **niveau de référence** (qui peut être fixé par n'importe quelle tension positive, ou négative); le niveau logique 1 détermine alors la **tension de mise en action du composant** (ou du dispositif) auquel elle est appliquée; elle peut être positive (logique H) ou négative (logique L).
 Le niveau H (« high » : haut) est donné pour les grandeurs positives. Le niveau L (« low » : bas) est procuré pour les valeurs négatives. La capitale (M) indique un maximum (max), soit la **tension positive la plus élevée, soit la tension négative la moins basse**.
 La minuscule (m) s'applique à un minimum (min) soit la **tension négative la plus basse, soit la tension positive la moins élevée**.
 Le symbole I est relatif aux entrées (« Inputs »).
 Le symbole O (à ne pas confondre alors avec le zéro des chiffres ni le zéro logique) se rattache aux sorties (« Outputs »).

	Désignations des tensions	Définitions (Il en serait de même pour les courants; il faudrait alors substituer intensités à tensions).
ENTRÉES (INPUTS) I	$V_{IH}(M)$	Tension d'entrée (T.E.) logique (l) « 1 » maximale: tension positive la plus haute sur l'entrée.
	$V_{IH}(m)$	T.E. l « 1 » minimale: tension positive la moins élevée sur l'entrée.
	$V_{IL}(M)$	T.E. logique négative (l.n) « 1 » maximale. Tension négative la moins basse sur l'entrée.
	$V_{IL}(m)$	T.E. (l.n.) « 1 » minimale: tension négative la plus basse sur l'entrée.
SORTIES (OUTPUTS) O	$V_{OH}(M)$	Tension de sortie (T.S.) logique (l) « 1 » maximale: tension positive la plus haute sur la sortie.
	$V_{OH}(m)$	T.S. (l) « 1 » minimale: tension positive la plus basse sur la sortie.
	$V_{OL}(M)$	T.S. logique négative (l.n.) « 1 » maximale: tension négative la moins basse sur la sortie.
	$V_{OL}(m)$	T.S. (l.n.) « 1 » minimale: tension négative la plus basse sur la sortie.

car le facteur k_T passe de 0,4 à 1,2 selon les matériaux. Il s'agit d'un terme géométrique « de forme » tel que :

$$k_T = \gamma \cdot \frac{2a_0}{L}$$

$$\text{avec } 2,5 \leq \gamma \leq 3,5 \quad \left[\frac{\mu A}{V^2} \right]$$

dépendant donc de la résistivité globale du substrat :

$$k_T = \frac{\mu_p}{2t_{ox}} \cdot \epsilon_{ox}$$

avec: μ_p , mobilité des porteurs minoritaires (trous);
 ϵ_{ox} , permittivité de l'oxyde;
 t_{ox} , épaisseur (thickness) de l'oxyde de silicium.

3-2.3 - Les tensions de claquage.

Certains les nomment aussi **tensions de perçage** (13). Elles sont limitées par V_{GSMAX} , qu'il ne faut **jamais** dépasser, même sous impédances élevées car il s'agit bien d'une « **tension perforante** » comme dans les condensateurs et non d'une « **tension rattrapable** » comme dans les transistors. D'où les précautions, préconisées par H. Arcieszewski :

— Utiliser un fer à souder dont la panne est reliée à la masse du montage.

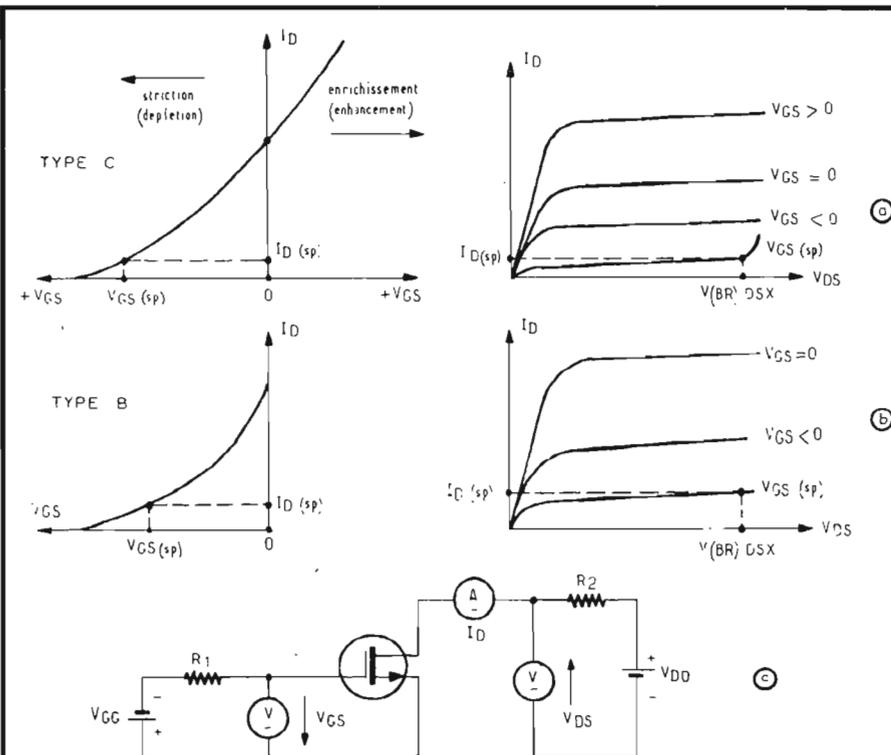


Fig. 3-8 - Distinction de V_p dans le cas d'un T.E.C. bi-mode (a), d'un T.E.C. à déplétion (b) et montage de mesure correspondant (c).

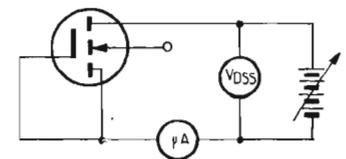


Fig. 3-9 - Montage de mesure pour évaluer V_{DSS} .

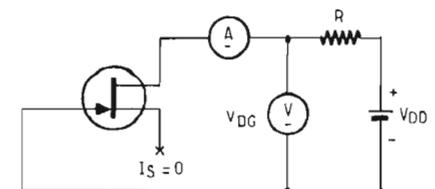


Fig. 3-10 - Détermination de V_{DG} .

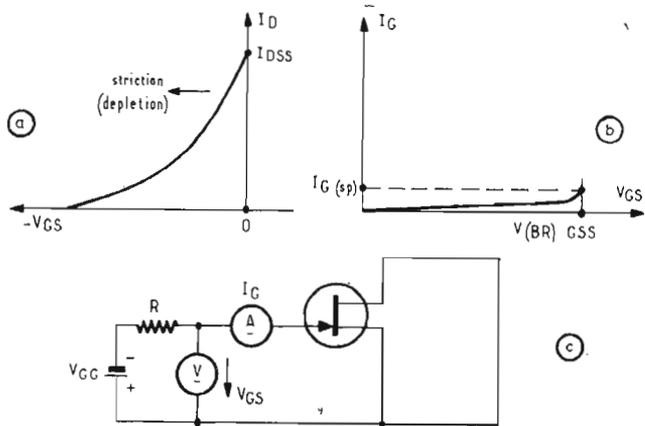


Fig. 3-11 - Mesure de la tension de rupture $V(BR)_{GSS}$ pour un T.E.C. à déplétion (a) et report sur la caractéristique $I_G = f(V_{GS})$ avec un courant de grille spécifié (b); montage de mesure nécessaire (c).

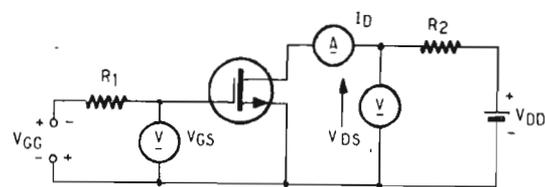


Fig. 3-12 - Détermination de la tension de saturation.

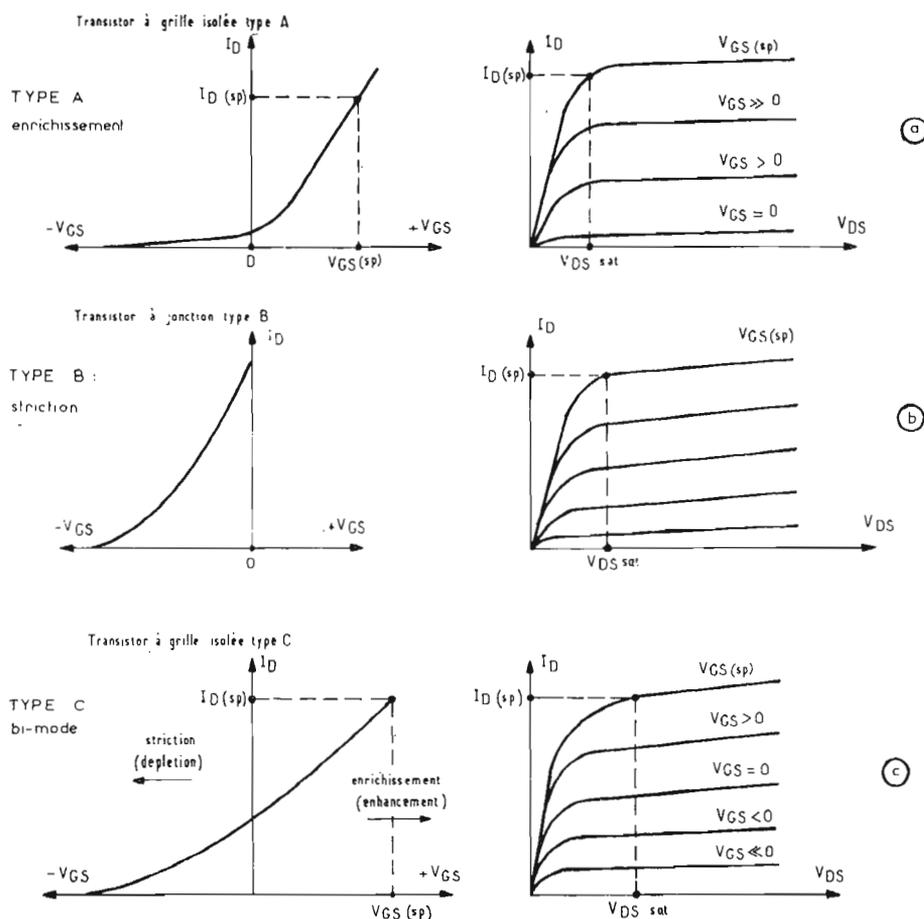


Fig. 3-13 - Détermination des tensions de saturations pour les T.E.C. à grille isolée de type A (a), de type B (b) et de type V (c).

— Débrancher la prise de courant (secteur) du fer pendant l'opération de soudure de la grille.
— Afin d'éviter les tensions parasites qui seraient de nature à détruire la grille, il est recommandé de mettre les quatre bornes (G, D, σ , S) en court-circuit ou hors circuit pendant toutes opérations précédant la mise en fonctionnement du dispositif (15).

Dans le cas où le substrat (corps) du transistor est connecté à une borne de sortie, il est nécessaire de préciser les conditions de polarisation de cette électrode.

La tension de claquage drain-source (BV_{DSB}), pour un courant de drain spécifié (lorsque la jonction « grille-source » se trouve bloquée par une polarisation inverse) s'écrit aussi $V(BR)_{DS(X)}$.

Les initiales (BR) sont prises au mot anglais « breakdown » (panne, rupture) et (X) souligne que I_D se trouve particulièrement déterminé. La tension $V(BR)_{DS(X)}$ est applicable aux T.E.C. à G.I. (grille isolée) pouvant travailler en déplétion et en élargissement (« double mode de fonctionnement »), ou en simple striction (fig. 3-8, a et b). Elle se mesure par un

montage d'essais dont le schéma de principe est repris figure 3-8 (c).

La tension $V(BR)_{DS(S)}$ pour laquelle le drain est en court-circuit [$S = \text{short-circuit}$] est repéré suivant la méthode de la figure 3-9.

La tension $V(BR)_{DGO}$ est la tension de claquage drain-grille (cas particulier de BV_{GSB}) pour un courant de drain spécifié, avec le

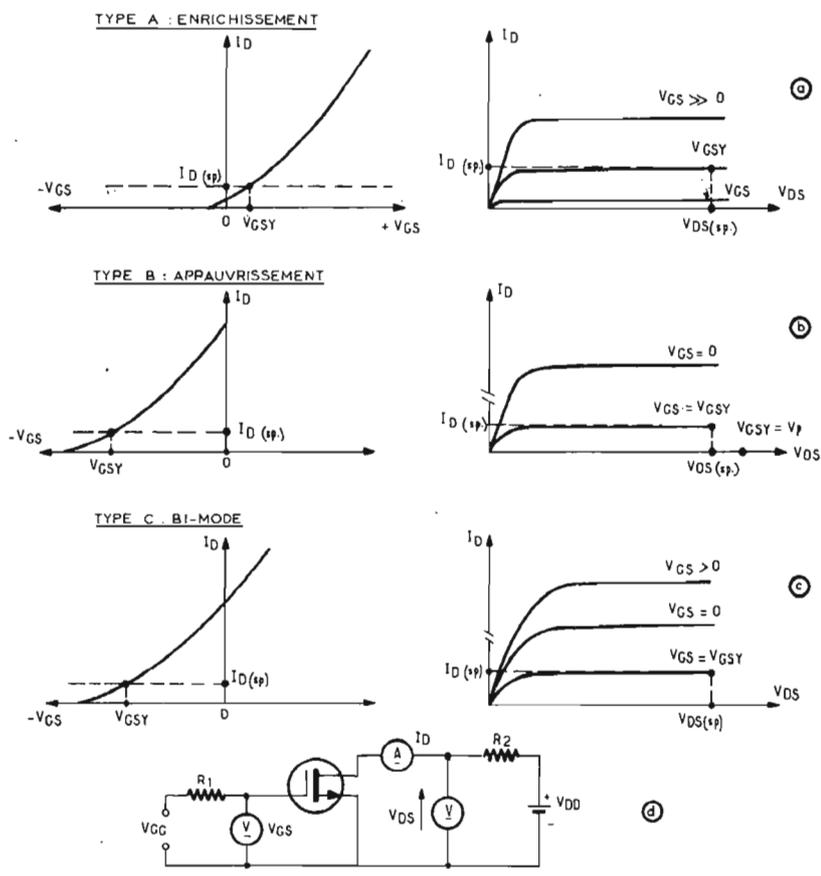


Fig. 3-14 - Tensions de seuil de polarisation V_{GSY} dans les trois modes de fonctionnement A (a), B (b), C (c), avec montage de mesure (d).

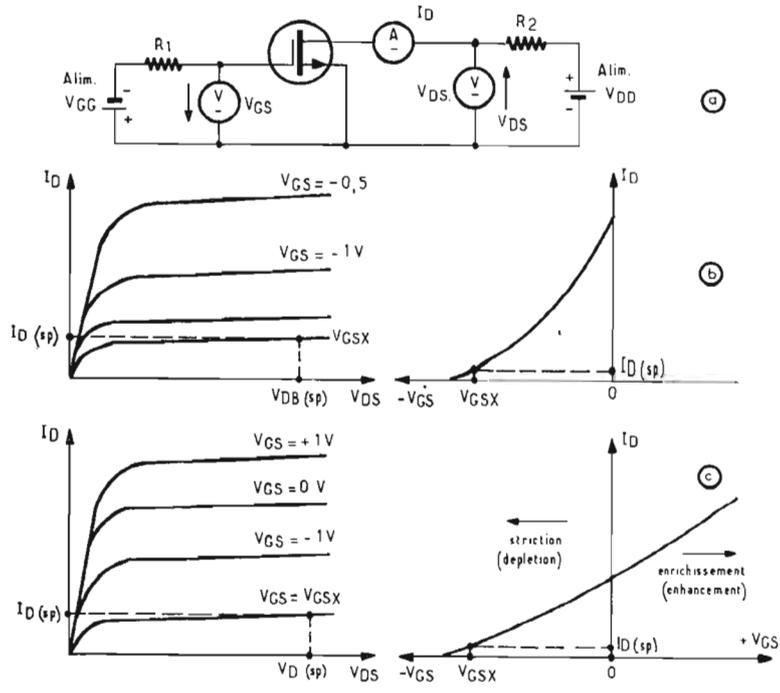


Fig. 3-15 - Tensions de blocages V_{GSX} : circuit de mesure (a), cas d'un T.E.C. à déplétion (b) et d'un T.E.C. bi-mode (c).

circuit de source ouvert $I_S = 0$, normalement formulé pour un T.E.C. à déplétion, à jonction (fig. 3-10). Quant à la tension $V_{(BR)GSS}$ (qui n'a rien à voir avec la précédente relative au drain D, alors que celle-ci relève de la porte G) est la tension de claquage, grille-source pour un courant de grille I_G spécifié, avec $V_{DS} = 0$ (drain-source reliés en court-circuit), appliquée aux T.E.C. à jonction à striction (fig. 3-11).

3-2.4 - Tension de saturation de V_{DS} .

Elle s'écrit $V_{DS\ sat}$. Elle se mesure avec I_D et V_{GS} , spécifiés, suivant le montage de la figure 3-12, où apparaissent clairement les significations de V_{DD} et de V_{GG} (voir tableau I). Avant d'effectuer le relevé métrique correspondant, il est nécessaire de respecter certaines conditions, notamment la présence de R_1 et de R_2 , résistances de protection. La polarité de V_{GG} est appliquée au T.E.C. selon son type afin d'obtenir le courant I_D à la conduction. Pour cela, on procède comme suit :

- Régler la tension des sources V_{GG} et V_{DD} au minimum.
- Placer le transistor dans le circuit de mesure.
- Régler V_{GG} pour obtenir la tension V_{GS} spécifiée.
- Ajuster V_{DD} pour obtenir le courant I_D spécifié.
- La lecture du voltmètre V_{DS} correspond à $V_{DS\ sat}$.

La figure 3-13 (a, b, c) schématise les trois façons de repérer $V_{DS\ sat}$ selon les modes de fonctionnement A.B.C.

3-2.5 - Tension de seuil de polarisation V_{GSY} .

V_{GSY} est la tension de seuil de polarisation grille-source au début de conduction appréciable, pour un courant I_D , et une tension V_{DS} spécifiés (généralement spécifié pour T.E.C. type A à enrichissement).

La figure 3-14 indique comment retrouver cette tension selon les types de T.E.C. et présente aussi le synoptique de mesure correspondant.

3-2.6 - Tension de blocage V_{GSX} .

Passons à la tension de blocage drain source, normalement déterminée pour les T.E.C. de type B à jonction et de type C à grille isolée. Le principe de mesure est donné figure 3-15(a) et les valeurs notées, reportées sur les caractéristiques de T.E.C. à striction (fig.

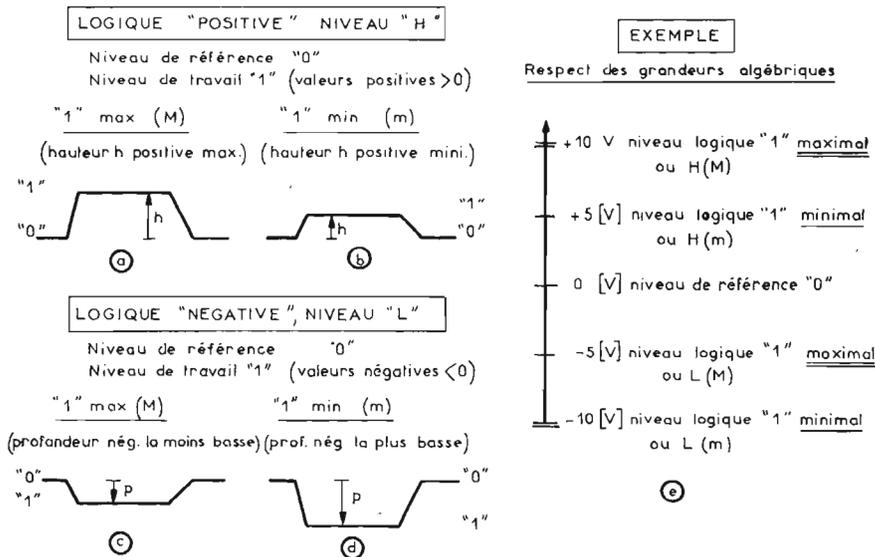


Fig. 3-16 - La question des notations logiques trouble les débutants, souvent faute d'une référence précise à l'algèbre ; le code présenté par cette illustration respecte cette clause ; si la hauteur h est maximale (maximum maximorum), on a un niveau logique haut (H) « 1 » maximal (a) ; si la hauteur h est minimale (minimum maximorum) on a toujours un niveau « 1 » (H) mais minimal (b) ; si la profondeur p est maximale (ou la plus élevée sur l'échelle des nombres négatifs, ou maximum minimorum) on a affaire à un niveau logique bas (L) « 1 » minimal (c) ; au contraire, lorsque la profondeur est minimale (la plus décalée vers les x négatifs les plus grands en valeurs absolues, ou minimum minimorum) on se trouve dans le cas d'une logique basse (L) « 1 » minimale (d) ; c'est bien ce qu'établit le report des valeurs H (« 1 ») et L (« 1 ») sur un axe algébrique (e) ; la littérature confond, dans la majeure partie de ces explications, le minimum avec le maximum (et vice-versa) quand elle se réfère aux grandeurs négatives, ce qui est, mathématiquement, inadmissible ; si les signaux étaient des intensités, rien ne changerait ; il convient toutefois de se souvenir qu'à un faible débit correspond une forte tension et vice-versa.

aurions rencontré maint déboires. Insistons encore, nul ne se perfectionne en électronique sans un minimum de connaissances théoriques, axées sur l'utilisation. Le « génie » ne vient qu'ensuite... aurait dit Edison...

B. MARIN

NOTES et LEGENDES de l'article « 3. Paramètres et caractéristiques essentielles des T.E.C. et des M.O.S.

(12) C'est la raison pour laquelle les constructeurs ne reproduisent qu'une caractéristique unique procurant le courant de drain I_D en fonction de la polarisation de grille V_{GS} .

N.B. - Les notations I (input) pour l'entrée, O (output) pour la sortie sont très utiles à propos de la commutation (nous y reviendrons, par conséquent).

(13) Le « perçage » se manifeste par l'apparition brusque d'une faible résistance (forte conductance) entre la source S et le drain D lorsque la tension de drain V_D dépasse une limite précisée par les constructeurs. La jonction unipolaire des T.E.C. est rompue à l'instant où cette « avalanche » se produit.

(14) En effet, un fer à souder (110 V, secteur) a souvent des fuites non négligeables par rapport à la résistance d'entrée ($10^{12} \Omega$).

(15) Avec les sols isolés et les vêtements en nylon, il arrive fréquemment que le corps humain soit porté à un potentiel élevé et accumule une charge nettement supérieure à 200 pico-coulombs (= VC). Il sera donc nécessaire de se mettre au potentiel de la masse avant de toucher le montage comportant des transistors à effet de champ à grille isolée.

3-115, b) ou à appauvrissement - enrichissement (fig. 3-15, c).

3-2.7 - Tensions de commutation.

Le nota bene du paragraphe 3-2.2 en laissait entrevoir l'importance. Avant de nous y attarder, nous pensons qu'une précision du vocabulaire s'impose en la matière, aussi en dresserons-nous la terminologie par l'intermédiaire du graphique de la figure 3-16. Ce résumé général convient bien sûr à d'autres cas que ceux des T.E.C. et des M.O.S. Le tableau IV rassemble des informations complémentaires, sans lesquelles l'utilisation de composants en basculeurs n'est guère intelligible. Nous convions nos lecteurs à les conserver par devers eux et à s'y reporter chaque fois qu'un « problème de logique électronique » leur rendra la tâche difficile.

3-2.7.1 La tension de blocage $V_{G(off)}$

Il s'agit de la tension de polarisation amenant une intensité

minimale I_D dans le canal. On l'appelle encore tension de coupure grille-source $V_{GS(off)}$. Au-delà de cette valeur de polarisation le courant cesse de décroître parce que les fuites de grille d'origine résistive ou capacitive prennent de l'importance.

3-2.7.2 La tension de blocage $V_{D(off)}$

Il s'agit de la tension de polarisation inhibant le courant de drain I_D . Elle s'écrit parfois $V_{DS(off)}$. Elle est moins employée en pratique, comparativement à la précédente.

3-2.7.3 La tension de conduction $V_{G(on)}$

Elle marque la naissance d'un fort courant dans le canal (conductance élevée).

3-2.7.4 Tension résiduelle d'écart V_e

Elle apparaît dans l'état de court-circuit (état « ON » des logiciens) et s'avère indépendante de la tension d'entrée V_G , en courant continu. Elle constitue, en

fait, une erreur de zéro, variable dans le temps et soumise aux fluctuations thermiques. Elle dépend aussi de la nature des potentiels de contact, existant entre les zones différemment dopées du M.O.S.T. Elle reste toujours inférieure (quasi-indiscernable) à la tension de départ des bipolaires.

3-2.8 - Note à propos des tensions.

Nous n'avons pas pu, dans le cadre imparti, développer les conditions métrologiques à respecter ni décrire en détails les processus de mesure. Nous invitons nos lecteurs à se procurer l'ouvrage de H. Arcieszewski, cité en bibliographie.

Notre vue, ici, était d'attirer l'attention des lecteurs sur ces questions simples mais délicates à manier ainsi que nous en rendons compte lorsque nous passerons aux applications (attention : mesurez vos pièces achetées !).

Si nous avons abordé, sous ce regard, les montages, nous

LE MAGNETOPHONE

REVOX

A77 MK IV



LA firme suisse Studer/Revox avait jadis mis sur le marché un magnétophone à tubes fort réputé pour ses performances et sa robustesse. Depuis, de nombreux perfectionnements ont été appliqués à cet appareil qui a été transistoirisé, il y a quelques années.

Tout en améliorant des performances qui avaient depuis longtemps séduit les professionnels, le modèle le plus récent possède de nombreuses qualités, tant sur le plan mécanique - essentiel pour ce type d'appareil - que sur le plan électrique, qui le classent parmi les meilleurs de sa catégorie.

Forte de sa réputation, la firme a mis sur le marché deux types d'appareils : l'un, très prestigieux est le A700 qui convient plutôt à une utilisation professionnelle, l'autre, qui nous intéresse est le A77, beaucoup plus abordable.

Sobre dans sa présentation, d'une grande simplicité d'emploi, et en même temps riche de possibilités, le modèle A77 MKIV soutient très brillamment sa réputation de fiabilité, comme ses aînés. Le service après-vente de la firme est, d'ailleurs, remarquablement organisé.

Ce magnétophone existe en plusieurs versions ou options :

- présentation en coffret bois, valise ou simple châssis,
- amplificateur de puissance incorporé ou non,
- deux pistes ou 4 pistes (2 x 2 pistes),
- vitesses de défilement 9,5 cm/s et 19 cm/s ou 19 et 38 cm/s,
- système Dolby incorporé ou non.

Le modèle que nous avons eu entre les mains est en coffret bois, à 2 pistes, vitesses 9,5 et 19 cm/s, sans amplificateurs de puissance et sans Dolby.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Le mécanisme d'entraînement comporte trois moteurs à rotor extérieur. La vitesse du moteur de cabestan est asservie à un dispositif électronique de régulation qui définit la vitesse à mieux que 2 pour 1 000.

- taux de pleurage $\leq \pm 0,08$ à 19 cm/s, $\leq \pm 0,1$ à 9,5 cm/s
- dérive $\leq 0,2$ %

Courbe de réponse globale :

30 Hz à 20 kHz + 2/- 3 dB
50 Hz à 15 kHz + /- 1,5 dB
à 19 cm/s

30 Hz à 16 kHz + 2/- 3 dB
50 Hz à 10 kHz + /- 1,5 dB
à 9,5 cm/s

Taux de distorsion harmonique :
 ≤ 2 % à 19 cm/s, ≤ 3 % à 9,5 cm/s.

Corrections : enregistrement NAB, lecture NAB ou IEC.

Rapport signal/bruit :
 ≥ 66 dB à 19 cm/s, ≥ 63 dB à 9,5 cm/s.

Diaphonie : 60 dB en monophonie, 45 dB en stéréophonie.

Entrées (doubles) : CINCH et JACK Micro Low ($Z = 50$ à 600 ohms) 0,15 mV - CINCH et JACK Micro High ($Z = 100$ k Ω max.) 2,5 mV - DIN 5 pôles Radio ($Z = 33$ k Ω) 2,5 mV - CINCH Aux. ($Z = 1$ M Ω) 35 mV.

Sorties (doubles) : CINCH Output 2,5 V/600 Ω - DIN 5 pôles Radio 1,2 V ($R_i = 2,5$ k Ω) - JACK Phones (écouteurs stéréo) de 200 à 600 Ω 2,5 V.

Tensions d'alimentation sec-

teur : 110, 130, 150, 220, 240, 250 V. eff. (consommation 70 W).

Diamètre des bobines : 26,5 cm de diamètre au maximum (10 1/2 inches).

Position de fonctionnement : horizontal ou vertical.

Télécommande : possible.

Poids : 15 kg.

DESCRIPTION GÉNÉRALE

L'appareil comporte deux voies, entièrement séparées, équipées chacune d'un amplificateur d'enregistrement et d'un amplificateur de lecture. Les têtes d'enregistrement et de lecture sont distinctes, ce qui autorise le monitoring.

Les entrées sont au nombre de quatre par voie ; on trouvera dans le tableau des caractéristiques les niveaux et les impédances correspondantes.

La mise sous tension et le choix de la vitesse de défilement sont combinés sur un commutateur à cinq positions :

- position centrale : arrêt,
- vers la gauche 9,5 cm/s (grandes et petites bobines),

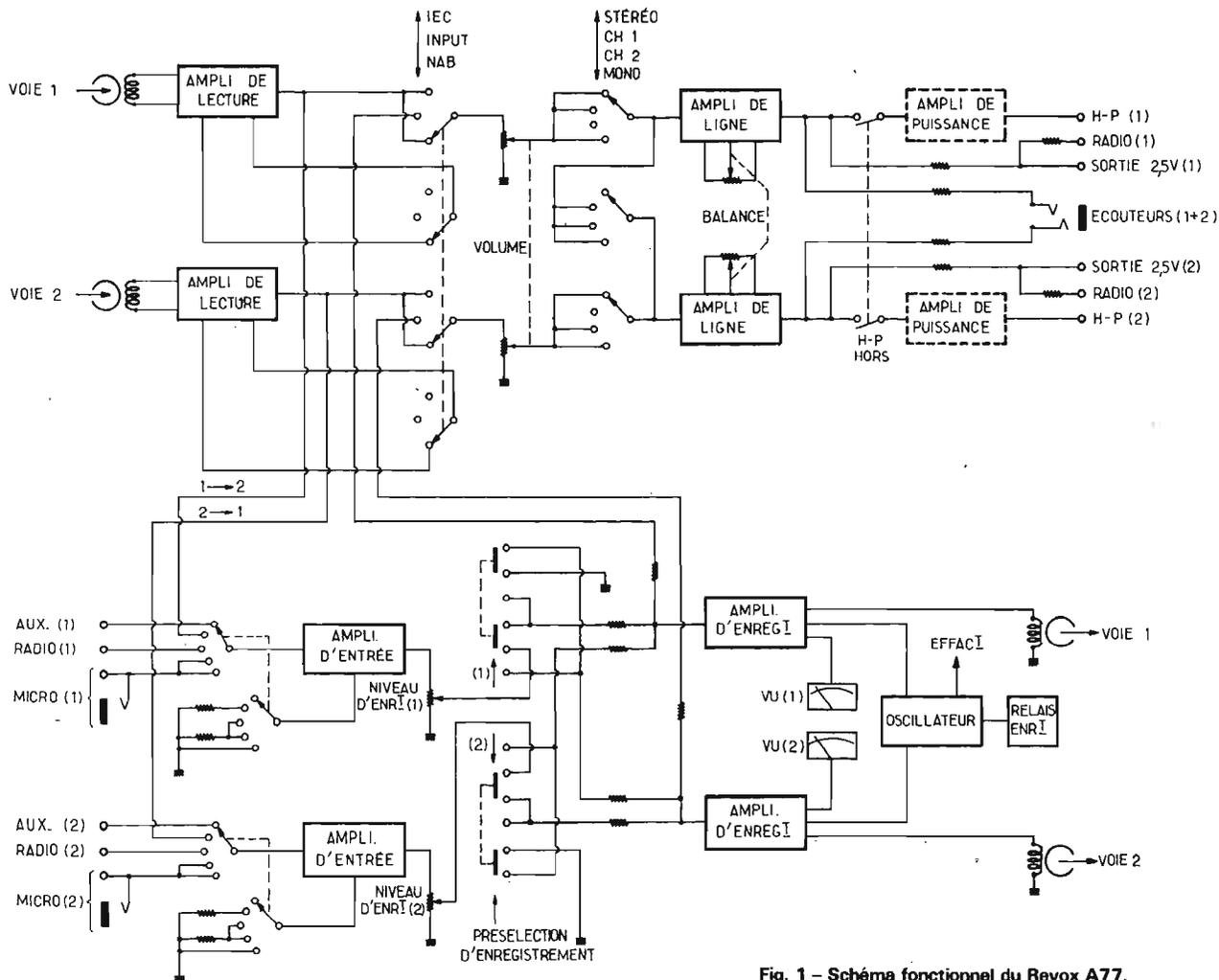


Fig. 1 - Schéma fonctionnel du Revox A77.

— vers la droite 19 cm/s (grandes et petites bobines).

On pourra s'étonner de la différenciation de diamètre des bobines : en fait, l'appareil est étudié pour compenser les différences d'inerties par une tension appropriée sur les moteurs de rebobinage et d'avance rapide (petites bobines jusqu'à 18 cm, grandes bobines de 22 à 26,5 cm de diamètre).

Un arrêt automatique à cellule photo-électrique est prévu pour arrêter le défilement et libérer le couloir dès que la bande disparaît ou devient suffisamment translucide (amorce spéciale).

Les commandes sont rassemblées sur le panneau avant. On y trouve, notamment les touches de commande du mécanisme d'entraînement pour le déroulement rapide dans les deux sens, pour le défilement normal (PLAY), pour l'arrêt (STOP), et pour l'enregistrement (REC.). Pour enregistrer, il convient de presser une fois sur les touches PLAY et REC. simultanément.

Pour lire il suffit d'appuyer sur la touche PLAY, les relais font le reste. Toutes ces touches agissent, en effet sur des contacts électriques de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'engendrer un effort important pour mettre en route ou arrêter le défilement de la bande : une simple impulsion suffit.

Les commandes de choix du mode de fonctionnement en lecture ou de sélection d'entrées en enregistrement sont assurées par des commutateurs extrêmement doux à rotation co-axiale avec les potentiomètres de niveau (volume lecture, balance, volume enregistrement voie 1 et voie 2).

En plus des touches de commande et des commutations déjà citées, on trouve deux touches complémentaires dites de pré-sélection d'enregistrement qui sont des verrous électriques permettant, avant le démarrage d'un enregistrement, de choisir l'une des deux pistes ou les deux pistes simultanément. On diminue ainsi

le risque d'effacer accidentellement une piste déjà enregistrée. Un voyant qui s'allume en position enregistrement précise, sur le cadran des Vu-mètres, la ou les pistes concernées.

Les deux Vu-mètres sont extrêmement clairs et de lecture aisée. Ils sont gradués en dB et en %. Une vérification de leur étalonnage a permis d'établir que leurs déviations étaient rigoureusement identiques à niveau égal.

La sélection des quatre entrées ainsi que le réglage de leur niveau se fait de façon indépendante sur chaque voie.

On notera qu'il existe deux valeurs de niveau nominal pour le microphone HI et LO de façon à assurer une meilleure adaptation d'impédance et permettre un ajustement de niveau facile.

Deux positions supplémentaires de sélection d'enregistrement I→II sur la voie 1 et II→I sur la voie 2, permettent, par exemple, le report de la lecture d'une voie sur l'enregistrement de l'autre voie afin d'obtenir des trucages

tels que l'écho ou le Multiplay (en monophonie).

La sélection de lecture comporte 4 positions : en Stéréo, les deux voies sont lues séparément, en CH I et CH II on lit respectivement les voies 1 et 2 tandis qu'en Mono on lit les deux pistes mélangées à égalité.

Un commutateur à trois positions donne la possibilité de lire une bande en NAB (même norme qu'à l'enregistrement) ou en IEC (normes IEC ou CCIR). Une position centrale INPUT correspond à l'utilisation de l'appareil en simple amplificateur des tensions choisies par les sélecteurs d'enregistrement.

L'écoute au casque stéréophonique (200 à 400 ohms) est rendue facile par la disposition d'une fiche Jack Stéréo sur la face avant. Nous ne citons que pour mémoire la possibilité, sur certains modèles, d'utiliser des amplificateurs de puissance incorporés (les haut-parleurs peuvent être déconnectés par un simple bouton poussoir). Naturellement

UNE MÉCANIQUE RÉPUTÉE

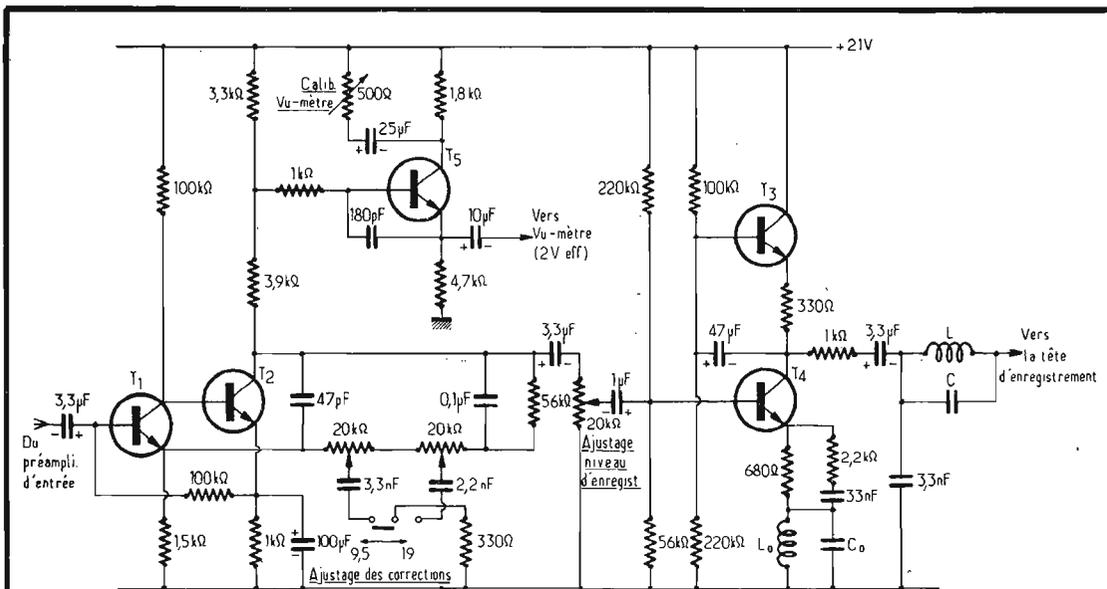


Fig. 2 - Amplificateur d'enregistrement.

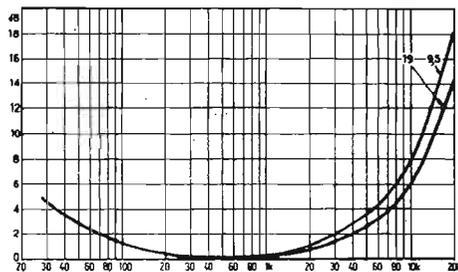


Fig. 3 - Caractéristique de l'amplificateur d'enregistrement (valeur moyenne des corrections).

la commande Balance permet d'ajuster l'équilibre des voies.

La plupart des amplificateurs Hi-Fi sont dotés d'un dispositif de monitoring qui permet, au moyen d'un simple commutateur, de comparer à l'écoute en temps réel, le message envoyé vers l'enregistrement et le signal lu après enregistrement. Une prise spéciale sur le magnétophone, comportant 2 sorties lecture et 2

entrées enregistrement (standard DIN) peut être reliée, au moyen d'un câble à 4 conducteurs blindés à la prise monitoring correspondante de l'amplificateur extérieur.

Puisque les touches de commande du mécanisme agissent directement sur des contacts électriques, une commande à distance peut facilement être branchée : une prise spéciale a été prévue à

cet effet. Cette commande agit sur les 5 fonctions essentielles, à savoir : défilement rapide dans les deux sens, défilement normal, enregistrement et arrêt, doublant ainsi les touches normales situées sur la face avant de l'appareil. La longueur des fils de cette télécommande est sans importance sur le fonctionnement. Nous avons constaté un fonctionnement normal avec un câble de 10 mètres.

Le châssis est constitué par l'assemblage de fonderies en fonte d'aluminium injectée. Il est particulièrement robuste et indéformable. Toutes les pièces susceptibles de subir un contrôle visuel, un réglage ou un échange telles que les moteurs d'entraînement, le mécanisme de frein, les relais de commande du mécanisme, etc. sont facilement accessibles après dépose du coffret et de la face avant.

Le mécanisme d'entraînement, le couloir de passage de la bande et les trois têtes sont bien dégagées par le basculement d'un cache escamotable. A l'arrêt, la bande est éloignée de tout contact mécanique avec les têtes et le cabestan. En défilement normal, la bande est amenée vers les entrefers par simple tension entre les guides de bande et le cabestan. La tête de lecture est équipée d'un volet de blindage rabattable qui ne se met en place qu'à l'occasion d'un défilement normal (lecture ou enregistrement). En position de rebobinage rapide la bande est de nouveau dégagée des têtes et du cabestan. Ce nouveau modèle est équipé de nouvelles têtes en alliage extrêmement résistant à l'abrasion (on parle d'une durée de vie supérieure à 10 000 heures, autant dire l'éternité...).

Il serait fastidieux d'énumérer toutes les qualités mécaniques de cet appareil tant elles sont nombreuses, ce qui est tout à l'honneur des ingénieurs de la firme. Rappelons quelques caractéristiques intéressantes :

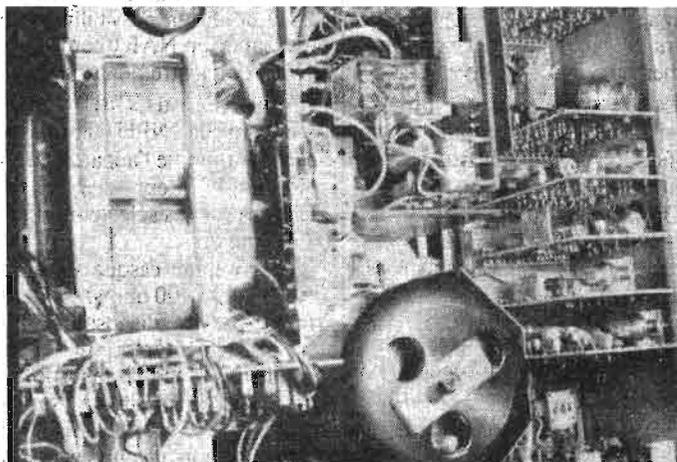


Photo A - Vue de l'appareil boîtier ouvert : on distingue les cartes imprimées enfichables.

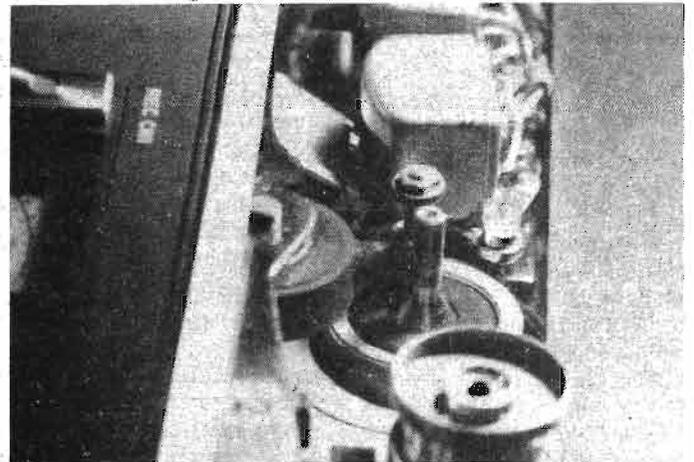


Photo B - Le couloir de défilement, au premier plan l'axe du cabestan et le galet presseur, en haut la tête de lecture et le volet (ouvert) de blindage.

- moteur de cabestan à régulation électronique de vitesse (voir plus loin),
- trois moteurs Papst ne nécessitant pratiquement aucun entretien,
- maintien de l'axe du cabestan par un palier supérieur en bronze fritté (élimination du bruit de roulement),
- axe du cabestan très précis : la tolérance d'excentricité est inférieure au micron,
- freins électromagnétiques réglables,
- galet presseur à commande électromagnétique réglable,
- bloc de têtes indépendant et amovible,
- réglage précis et constant de la tension de la bande,
- etc.

LES CIRCUITS ÉLECTRONIQUES - GÉNÉRALITÉS

On se reportera à la figure 1 qui représente le schéma fonctionnel de l'appareil.

On remarquera l'indépendance des circuits d'amplification (de lecture, de ligne, d'entrée et d'enregistrement) et le rôle très explicite des différents commutateurs et des interconnexions principales.

Toute l'électronique de l'appareil est réalisée sur des cartes imprimées de haute qualité dont certaines (amplificateurs d'entrée d'enregistrement et lecture, relais d'enregistrement) sont enfichables.

Les commutateurs d'entrée et de lecture ainsi que les sélecteurs de mode de reproduction sont des galettes imprimées ce qui simplifie grandement le câblage et limite efficacement les inductions parasites.

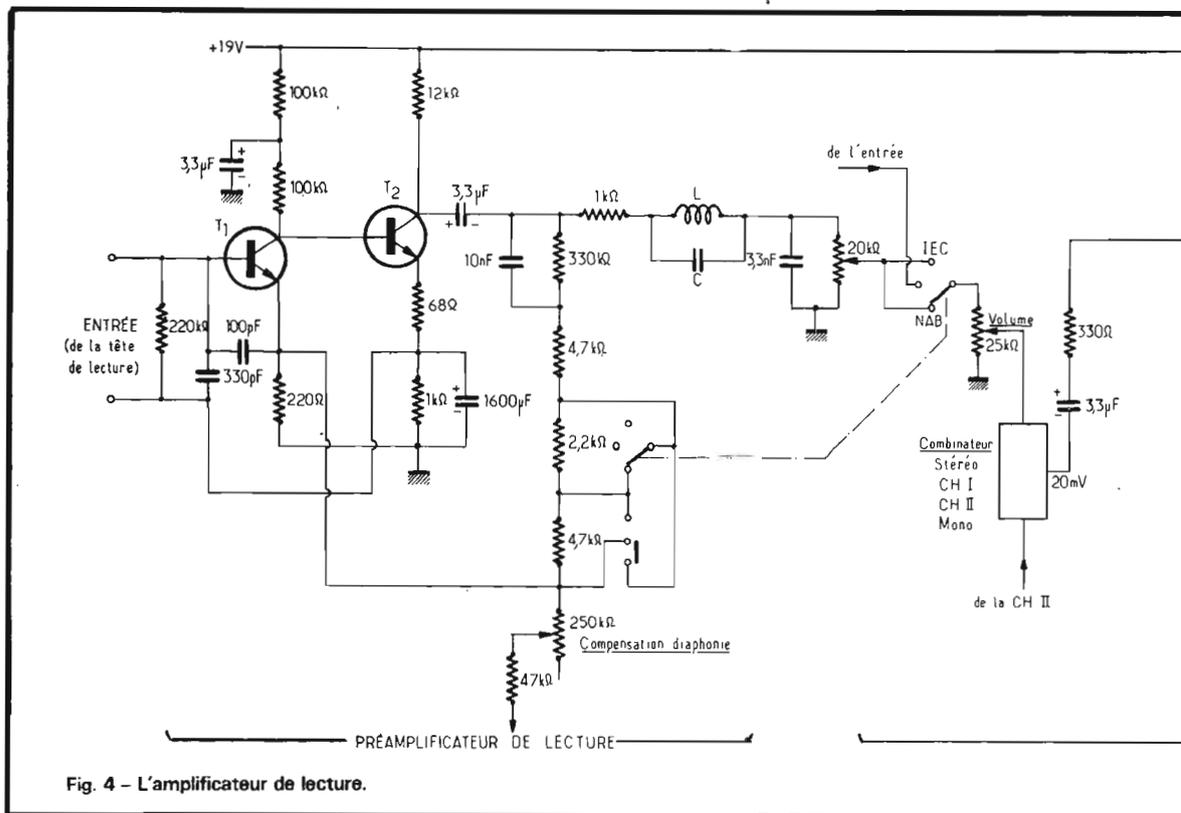


Fig. 4 - L'amplificateur de lecture.

La décomposition nette et précise des fonctions en cartes imprimées simplifie grandement la maintenance et le dépannage (éventuel). Les cartes enfichables peuvent d'ailleurs être échangées.

On trouvera ci-après les descriptions de quelques-uns de ces circuits.

L'AMPLIFICATEUR D'ENREGISTREMENT (fig. 2)

Il est précédé d'un amplificateur (non figuré sur le schéma) destiné à adapter la sensibilité et l'impédance de l'appareil à la source de modulation. Ce dispositif est classique, il comporte trois transistors, dont deux de sortie,

avec un taux de contre réaction réglé suivant la sélection pour doser le gain à la valeur adéquate et obtenir environ 50 mV sur la sortie à basse impédance. On notera que le préamplificateur d'entrée est difficilement saturable puisque sa sortie peut atteindre 6 V eff. sans distorsion, de sorte que les classiques diviseurs de tension sont situés en sortie et non pas à l'entrée comme on les réalise habituellement. Cette disposition simplifie le montage et diminue le bruit.

L'amplificateur d'enregistrement représenté sur la figure 2 comporte trois parties distinctes.

— Un amplificateur à deux étages T1 et T2 à liaison directe et à stabilisation de polarisation d'entrée. La tension nominale sur la base de T1 est d'environ 25 mV eff. Le circuit de contre-réaction entre le collecteur de T2 et l'émetteur de T1 se compose de plusieurs éléments de correction, dont ceux qui intéressent le registre aigu sont commutés et ajustés suivant la vitesse de défilement. Les courbes caractéristiques tension/fréquence correspondantes sont représentées sur la figure 3. La correction d'enregistrement s'opère suivant la norme NAB.

— A la sortie de l'amplificateur T1T2 se trouve un potentiomètre d'ajustement de niveau suivi d'un amplificateur driver de sortie formé de T3 et T4 en série, capable d'absorber, sans défor-

mation, une forte surmodulation (marge + 15 dB). On notera la présence du circuit résonant LoCo dans l'émetteur de T4 qui introduit une forte contre-réaction sur 38 kHz, sa fréquence d'accord, afin d'éviter que les résidus de sous-porteuse FM ne viennent perturber la qualité du signal enregistré par une interférence avec l'oscillateur. Le circuit de sortie comporte, en série avec la tête d'enregistrement un autre circuit LC accordé, celui-ci, sur 120 kHz (fréquence de l'oscillateur) afin d'isoler le circuit de pré-magnétisation de celui de modulation.

— Le circuit du Vu-mètre, enfin, est un simple abaisseur d'impédance à émetteur follower (T5). Les signaux sont prélevés sur une prise du collecteur de T2. Le condensateur de 180 pF entre base et émetteur de T5 introduit une contre-réaction pour les fréquences élevées afin d'éviter un couplage malencontreux avec l'oscillateur. Un potentiomètre de 500 Ω en série avec un condensateur de forte valeur permet un calage du gain de T5, donc une calibration de la déviation du Vu-mètre.

L'OSCILLATEUR

Le schéma de l'oscillateur n'a pas été représenté car il fait appel à une technique assez classique. Il s'agit d'un montage Push-Pull

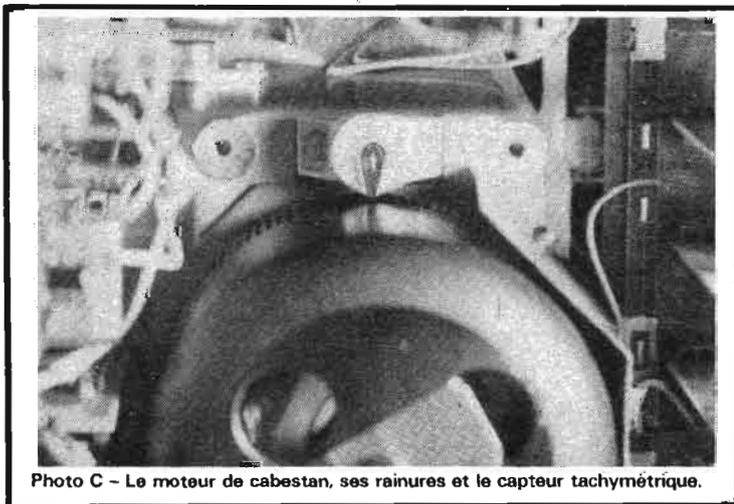
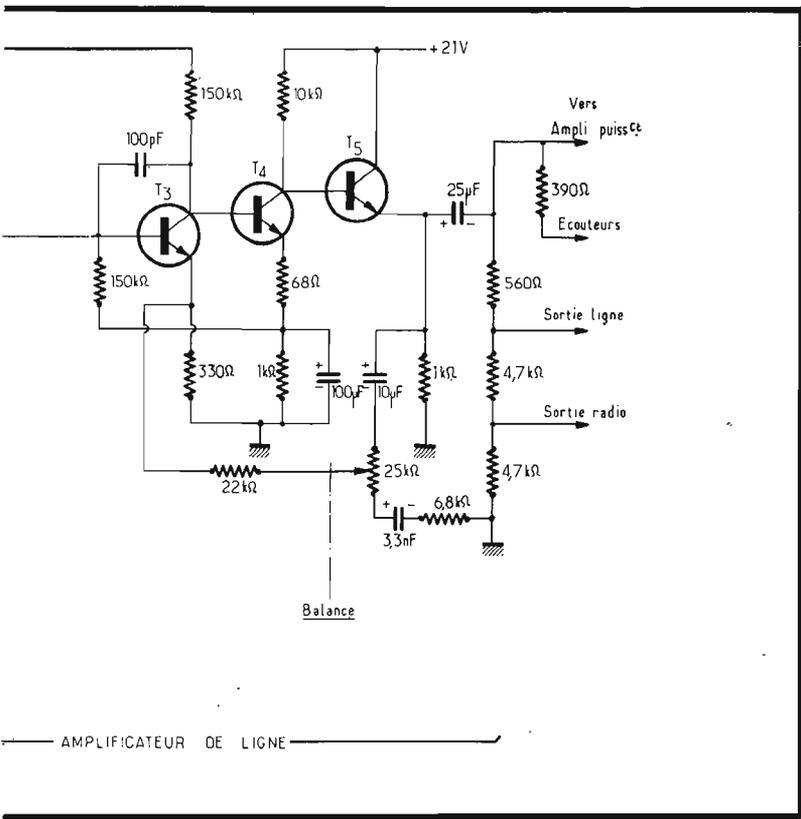


Photo C - Le moteur de cabestan, ses rainures et le capteur tachymétrique.



avec un bobinage à point milieu délivrant un faible taux d'harmoniques. La fréquence d'oscillation de 120 kHz, assez élevée, est une assurance de bonne efficacité de l'effacement et d'absence d'interférences gênantes.

Chaque source de courant de prémagnétisation est ajustable (4 réglages qui correspondent aux deux vitesses et aux deux pistes). Lorsqu'on utilise l'appareil sur une seule piste, la puissance nécessaire à l'effacement est divisée par deux et la tension d'oscillation et la fréquence auraient tendance à varier. Le construc-

teur a prévu un circuit selfique de compensation qui charge la partie du circuit d'effacement non utilisée en monopiste pour éviter cet effet.

Un circuit électronique annexe (relais d'enregistrement) a été disposé pour une mise progressive sous tension de l'oscillateur afin de prévenir les claquements désagréables d'une mise en route brutale.

L'AMPLIFICATEUR DE LECTURE

Le schéma est représenté sur la

figure 4. L'amplificateur est divisé en deux sections séparées par des commandes de niveau et des commutations : le préamplificateur à corrections et l'amplificateur de ligne.

Le préamplificateur de lecture comporte deux étages T1 et T2 à couplage direct. On notera que pour la bonne transmission des fréquences basses, la tête de lecture est reliée directement à l'entrée (le courant continu circulant dans la tête est inférieur à $1 \mu A$ ce qui n'entraîne pas de magnétisation).

La correction de lecture s'opère habituellement en NAB (mais peut être commutée en IEC/CCIR) au moyen d'un réseau RC placé dans le circuit de contre-réaction, du collecteur de T2 à l'émetteur de T1. Les constantes de temps correspondantes sont de $3180 \mu s$ pour les graves, de $50 \mu s$ (NAB) ou $70 \mu s$ (IEC) à 19 cm/s et $90 \mu s$ (NAB ou IEC) à $9,5 \text{ cm/s}$ pour les aigus (voir les courbes de la figure 5).

A la sortie du préamplificateur un circuit bouchon LC accordé sur 120 kHz élimine les résidus de prémagnétisation.

La tension du signal, ajustée par un potentiomètre de réglage de niveau, est réglée par le potentiomètre de volume. Le combiné (Stéréo, CH I, CH II Mono) n'a pas été représenté sur la figure : il comporte un groupe de commutations à 4 positions.

L'amplificateur de ligne est destiné à augmenter le niveau du signal préamplifié (20 mV eff.) jusqu'à une tension de sortie proche de 3 V eff. Il comporte 3 étages T3, T4 et T5 en cascade, le dernier de ces étages étant à

charge d'émetteur. Une contre-réaction en continu stabilise le point de fonctionnement de T3 et une contre-réaction dynamique variable entre les émetteurs de T5 et de T3 est utilisée comme réglage de balance (un circuit identique sur chaque voie).

- Les sorties suivantes sont disponibles sur l'émetteur de T5 :
- sortie directe pour l'attaque (éventuelle) d'un amplificateur de puissance,
 - sortie pour écouteurs stéréo de 200 à 600 Ω d'impédance,
 - sortie ligne (2,5 V eff.) sur 600 Ω ,
 - sortie Radio (1,2 V eff.) sur 2,5 k Ω .

RÉGULATION DE VITESSE

Ce circuit, dont le principe est représenté sur le diagramme de la figure 6, est l'une des originalités du Revox A77 à qui il confère une étonnante stabilité de défilement et une absence presque totale de variations de vitesse quelle que soit la cause de la perturbation (tension secteur variable, écart de température, modification de la charge...).

Le moteur de cabestan à rotor extérieur comporte trois enroulements dont deux sont alimentés à travers un condensateur de déphasage.

En série avec l'alimentation alternative prélevée au secondaire du transformateur principal, se trouve un pont de diodes D1 à D4 montées comme le montre la figure. En régime normal, ces diodes ne peuvent conduire, sauf si l'on dispose une continuité électrique dans la diagonale du

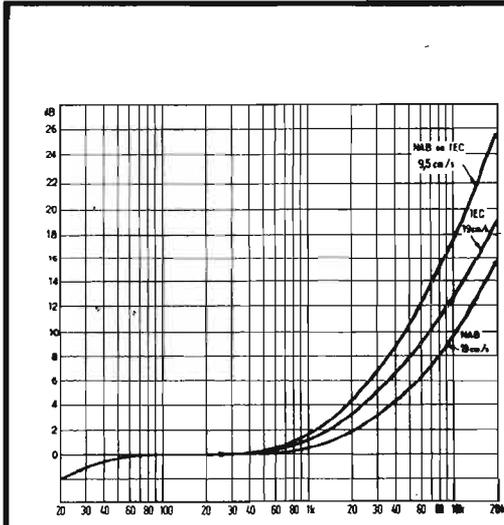


Fig. 5 - Caractéristique de l'amplificateur de lecture.

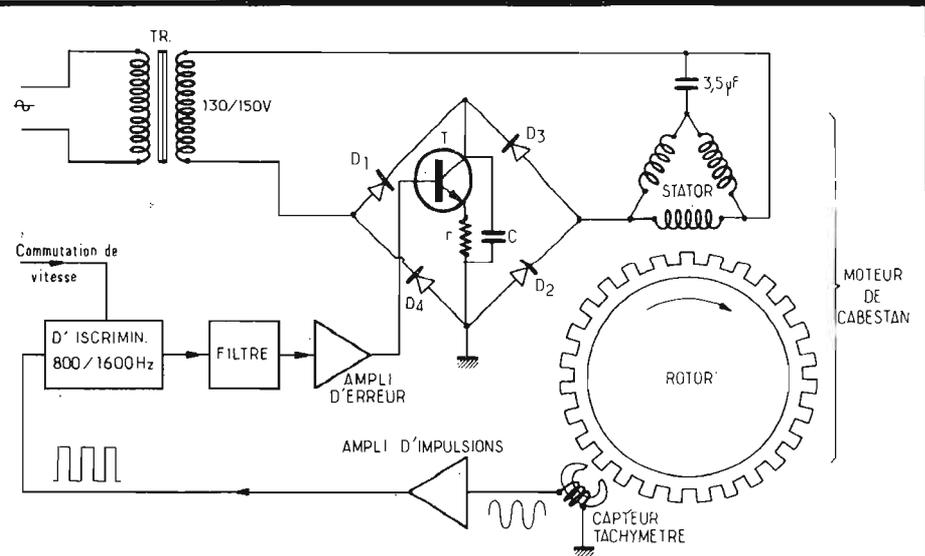
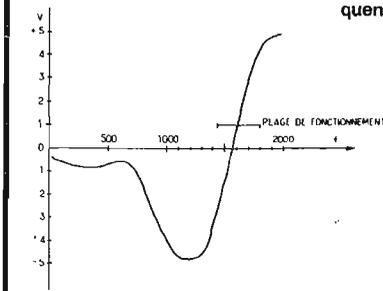


Fig. 6 - Principe de l'asservissement de vitesse de rotation du moteur de cabestan.

Fig. 7 - Caractéristique tension-fréquence de l'asservissement de vitesse.



pont : c'est ce qui est réalisé par le branchement du transistor T considéré comme une résistance variable suivant l'amplitude du courant continu de sa base. Il est aisé de comprendre que si l'on fait varier ce courant dans de faibles limites, on modifiera la résistance équivalente dans la diagonale du pont et, partant, la vitesse de rotation du moteur de cabestan.

On a fraisé à la périphérie du rotor 120 rainures de grande précision formant ainsi une denture régulière qui défile devant un capteur électromagnétique tachymétrique : la fréquence du signal capté est proportionnelle à la vitesse du rotor. Pour une vitesse de défilement de 19 cm/s cette fréquence est de 1 600 Hz ; elle sera évidemment de 800 Hz à 9,5 cm/s. Ce sont ces dernières valeurs qui serviront de référence dans la boucle d'asservissement.

Le signal du capteur est fortement amplifié et échantillonné de façon à rendre sa forme indépendante des variations d'amplitude. Ce signal est envoyé ensuite vers un discriminateur de fréquence réglé suivant les besoins exactement sur 800 ou sur 1 600 Hz. La tension de sortie est positive ou négative suivant le sens de l'erreur de sorte qu'après filtrage et amplification on dispose d'une tension continue qui va pouvoir être utilisée pour la commande du courant de base de T, donc de la vitesse du moteur.

La figure 7 représente la courbe caractéristique tension/fréquence correspondante ainsi que la plage utilisée. La valeur absolue de la vitesse est obtenue à 0,2 % près. On observe un écart de même amplitude dans une plage de température allant de -15 à +65 °C. Une variation du réseau de $\pm 20\%$ en tension entraîne un écart de vitesse de l'ordre de $\pm 4 \cdot 10^{-4}$. La fluctuation de vitesse enfin, est extrêmement faible puisqu'en 19 cm/s elle ne dépasse pas $8 \cdot 10^{-4}$ (valeur typique $5 \cdot 10^{-4}$), ce qui est assez remar-

quable sur un matériel de ce genre.

AUTRES CIRCUITS RÉSULTATS D'ÉCOUTE

Tous les circuits de démarrage et d'arrêt sont commandés à partir d'une logique à relais qui prend en compte l'inertie des bobines. Le moteur de cabestan est en rotation stabilisée quelques secondes après la mise en route sur la vitesse choisie. Il demeure sur cette vitesse même si l'on a appuyé sur la touche arrêt. Les constantes de temps des relais ont été soigneusement calculées et

aucune anomalie n'a été constatée sur la tension de la bande, en dépit des manipulations sévères que nous avons pu faire subir à l'appareil.

L'alimentation des circuits à relais se fait en courant continu (+ 27 V) à partir d'un redresseur séparé. Celle des circuits électroniques est réglée à + 21 V.

Le système électronique d'arrêt automatique à cellule photorésistante comporte deux transistors montés en bascule de Schmitt. Ce dispositif est inséré dans la logique « Stop » de l'appareil.

L'utilisation du Revox A77 relié à une installation Hi-Fi s'est révélée extrêmement souple. Les résultats d'écoute sont particu-

lièrement brillants, non seulement en 19 cm/s mais aussi en 9,5 cm/s car l'appareil que nous avons eu entre les mains passait de 30 Hz à 17 kHz en 9,5 cm/s et de 20 Hz à 22 kHz en 19 cm/s à -2 dB (voir figure 8). Aucun bruit de bande ni de mécanisme, pas de saturation apparente (enregistrement préalable sur 0 dB), un son pur et contrasté sur des enregistrements particulièrement difficiles caractérisent bien cet appareil.

Nous ne voudrions pas conclure cet article sans émettre quelques critiques. Nous n'avons trouvé que les reproches suivants :

- pas d'entrée PU (sans objet si l'on utilise un ampli Hi-Fi extérieur),
- ampli de puissance un peu faible : 2 x 8 W (même remarque que précédemment),
- impédance casque Hi-Fi un peu élevée (en fait un casque 8 ohms peut être utilisé avec un rendement plus faible).

Ces critiques sont cependant bien mineures à côté des immenses qualités de cet appareil dont certains pourront trouver le prix élevé, mais que, pour notre part, nous trouvons en grande partie justifié par la remarquable robustesse du mécanisme et la constance de performances poussées.

Jean CERF

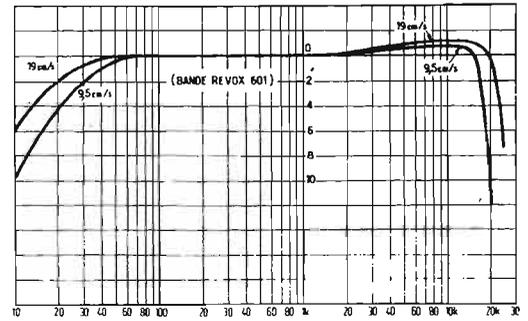


Fig. 8 - Courbe de réponse globale enregistrement plus lecture.

composants et ensembles

NOUVEAU

nous vous proposons les mêmes

En 1974 nous avons fourni 5 000 000 de composants à l'industrie

eee

CATALOGUE TECHNIQUE ILLUSTRE CONTRE 6,00 F en timbres poste
EUROPE ELECTRONIQUE EQUIPEMENTS
 80 Avenue AMPERE
 93370 MONTFERMEIL

Vente uniquement par correspondance

QUESTIONS D'ACOUSTIQUE

EXAMEN DES RÉGLEMENTS TENDANT À LIMITER LA TRANSMISSION DU BRUIT

DANS un premier article consacré aux questions d'acoustique, nous avons parlé de l'audition humaine qui en est à la fois le départ et l'aboutissement. En effet, le bruit, dont nous allons parler, aboutit toujours à des oreilles qui en sont les victimes. La construction moderne, qui utilise des matériaux très sonores, aboutit souvent à des locaux qui sont un défi au confort acoustique. A ce propos, il est évident que ce confort dépendra aussi bien de la défense contre les bruits extérieurs que ceux qui proviennent de l'intérieur des constructions, qui peuvent être aussi bien des bruits aériens que des bruits de chocs.

Comme il y a, a priori, différentes façons de mesurer le bruit, selon les techniques et appareils utilisés par les techniciens, la Norma française, dès 1956, a préparé un texte qui a été homologué le 30 novembre et publié au Journal Officiel le 22.01.1957. Nous allons commenter ce texte trop long pour être cité en entier.

On distingue les mesures faites en laboratoire, pour évaluer l'indice d'affaiblissement acoustique des cloisons ou des matériaux de revêtement, des mesures faites dans les locaux réels. Pour ce qui est des laboratoires ils devront être protégés des bruits exté-

rieurs, les salles servant à l'expérience devant être telles que le son émis et transmis soit aussi diffus et isotrope que possible. Les parois ne doivent pas être parallèles, au contraire elles doivent présenter des surfaces polycylindriques ou polysphériques pour diffuser convenablement le son. Dans des conditions données de réverbération, relatives au local de réception, l'indice d'affaiblissement acoustique est déterminé par la formule :

$$(1) \quad R = 10 \log \frac{P_1^2}{P_2^2} + 10 \log \frac{S}{A}$$

expression dans laquelle P_1^2 et P_2^2 sont respectivement les moyennes des carrés des valeurs efficaces de la pression acoustique mesurée en un grand nombre de points, dans les locaux d'émission et de réception ; S est l'aire de la surface en essai et A est l'absorption totale dans le local de réception (exprimée en mètres carrés).

S'agissant de locaux, il est nécessaire de mesurer la différence entre les niveaux de la pression acoustique moyenne dans le local d'émission et dans le local de réception (formule (1)). Cependant en raison de l'absorption totale existant dans le local de réception les mesures devant être

effectuées aussi bien dans des bâtiments meublés que dans des bâtiments non meublés, il est souhaitable, afin de pouvoir les comparer entre elles, d'évaluer les résultats en fonction d'une valeur d'absorption de référence. La valeur ainsi définie est nommée : Isolement Acoustique Normalisé. Dans le cas général, elle est représentée par la formule suivante :

$$(2) \quad D_n = L_1 - L_2 + 10 \log \frac{A_0}{A}$$

expression dans laquelle L_1 et L_2 sont les niveaux de la pression acoustique moyenne, A_0 l'absorption de référence et A l'absorption mesurée du local de réception. A_0 a été fixée, en fonction du temps de réverbération moyen des locaux d'habitation à la valeur de 10 m^2 .

On remarquera que la relation de laboratoire dans laquelle intervient le terme $10 \log S/A$ peut être utile pour comparer le comportement d'une cloison dans la pratique courante avec les résultats obtenus en laboratoire.

Quand on mesure à l'aide d'un sonomètre, qui indique directement les décibels, le bruit dans deux locaux d'un bâtiment, on peut définir l'isolement acoustique brut, défini par la relation

$$D_b = L_1 - L_2$$

On retrouve l'isolement

Acoustique Normalisé (2) en ajoutant le terme $10 \log \frac{A_0}{A}$

dans lequel l'absorption de référence A_0 correspond à une durée de réverbération de 0,5 seconde, indépendante du volume du local. L'isolement Acoustique Normalisé à une fréquence donnée est alors défini par la relation :

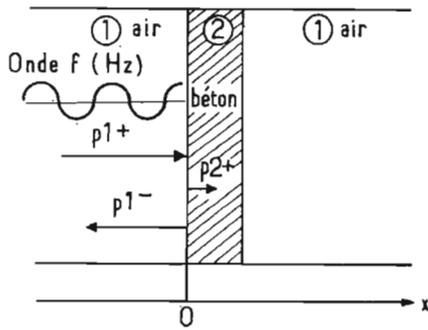
$$(3) \quad D_n = L_a - L_2 + 10 \log \frac{T}{0,5}$$

dans laquelle T est la durée de réverbération mesurée du local de réception à la fréquence considérée.

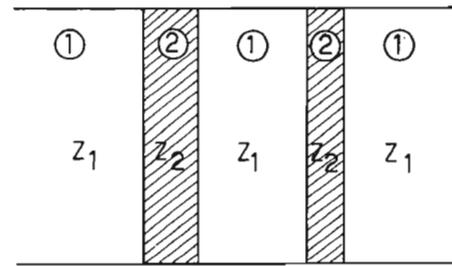
Le niveau de la pression acoustique moyenne L pour une fréquence déterminée, dans un local, est défini par la relation :

$$(4) \quad L = 10 \log \frac{P_1^2 + P_2^2 + \dots + P_n^2}{n P_0^2}$$

dans laquelle P_1, P_2, \dots, P_n sont les pressions acoustiques mesurées en n emplacements différents dans le local et P_0 la pression acoustique de référence 2×10^{-5} pascals (Newton/m²). Il est nécessaire de faire au moins six mesures à des positions différentes et ceci pour une gamme de fréquences allant de 100 à 3 200 Hz. La norme explique en détail la façon de procéder avec des filtres d'octave ou de tiers d'octave à l'intérieur d'un bruit blanc cou-



- La courbe de pondération « A »



- La coupure « élastique » sous sol « flottant »

vrant toutes ces fréquences. Ajoutons qu'il existe de nos jours, des appareils qui font cette analyse automatiquement et la représentent sur l'écran d'un tube cathodique. On peut obtenir des résultats immédiats permettant sans doute d'éviter le calcul un peu laborieux de la relation (4).

Les bruits de chocs sont caractérisés par un spectre du niveau de la pression acoustique moyenne dans le local de réception. Pour une bande de fréquence déterminée, le niveau réel de pression acoustique dans le local de réception est défini par la relation :

$$(5) \quad L_r = L - 10 \log \frac{A_0}{A}$$

dans laquelle L est le niveau de la pression acoustique moyenne, A_0 l'absorption de référence et A l'absorption mesurée dans le local de réception.

Pour les habitations, l'absorption de référence A_0 correspond à une durée de réverbération de 0,5 seconde. L'expression (5) devient alors :

$$(6) \quad L_r = L - \log \frac{T}{0,5}$$

dans laquelle T est la durée de réverbération mesurée du local de réception pour une bande de fréquences déterminée.

Les bruits de chocs sont produits par une machine à frapper normalisée placée en différents endroits du plancher en essai. Elle comporte cinq marteaux également espacés placés en ligne, la distance entre les deux marteaux extrêmes étant d'environ 0,40 m.

Elle produit 10 chocs par seconde, la masse de chaque marteau est de 500 grammes et la hauteur de chute libre de chaque marteau est de 4 cm. Les têtes de marteaux qui heurtent le plancher

sont faites en laiton ou en acier et leur diamètre est de 3 cm. La surface en est sphérique et le rayon d'environ 50 cm.

Dans le cas de sols fragiles il faut prévoir des têtes de marteaux dans des substances dont les caractéristiques physiques au point de vue de l'élasticité et de la dureté peuvent être communiquées par l'AFNOR.

Après cet examen de la norme au sujet de la façon de procéder aux mesures nous pouvons aborder l'aspect historique de la législation en la matière. Tout d'abord, disons qu'en raison des caractéristiques de l'oreille on utilise toujours les décibels A qui correspondent mieux à la réalité, à la fois celle de l'oreille et celle du bruit ambiant. Si nous considérons sur les courbes d'isonomie de Fletcher et Munson la courbe des 40 dB, nous lisons une courbe qui correspond à un bruit de fond moyen dont il n'y a pas lieu de tenir compte, étant donné que tous les bruits compris entre 0 et 40 dB sur la courbe d'isonomie ne seront ni plus ni moins gênants que le bruit de fond. Les dB A commencent donc au dessus de cette courbe.

En 1955 on exigeait des constructeurs des logements dont les cloisons assuraient un affaiblissement égal ou supérieur à 36 dB dans le grave, à 48 dB dans le médium et à 54 dB dans l'aigu. Tout dépassement par les usagers de plus de 3 dB était considéré comme une infraction. Mais tout dépendait de l'heure, comme peut le montrer l'exemple suivant : si l'on fait couler un bain à 2 heures du matin et que cela induit 28 dB A chez les voisins alors que le bruit de fond chez ces voisins à cette heure est de 20 dB_A, l'émergence 28 - 20 = 8 est positive.

L'infraction de 5 dB était caractérisée. Mais pendant la journée

où le bruit de fond dans les appartements est voisin de 30 dB_A le bruit de la baignoire reste à un niveau de 28 dB, il n'y avait plus d'infraction. Dans ces conditions il n'était pas facile de faire poursuivre les fauteurs de trouble.

Nous allons maintenant examiner ce qui se passe, lorsqu'un bruit aérien frappe un mur. L'onde sonore a une fréquence f (Hz) exerce une pression P_1 vers le mur, dont la réflexion p_1 est dirigée en sens opposé. Les vitesses instantanées des particules en mouvement sont également à considérer, car P_1+ , P_1- , P_2+ sont fonction du déplacement de la paroi et du temps, d'où les vitesses V_1 et V_2 . On définit alors l'impédance acoustique du milieu comme le rapport de la pression par la vitesse. On écrit donc :

$$\frac{P_1+}{V_1+} = Z_1$$

et

$$\frac{P_2+}{V_2} = Z_2$$

(voir figure 1)

Si Z_1 et Z_2 sont très différents l'un de l'autre, il y a désadaptation d'impédance et la transmission de l'onde sonore se fait mal en raison de la perte d'énergie subie au passage. Par ailleurs il existe une célérité longitudinale qui exprime le mouvement général de l'onde. Dans un milieu donné l'impédance acoustique peut s'écrire :

$$Z = \rho C_1$$

C_1 = célérité longitudinale
 ρ = densité

On peut définir de même un coefficient de réflexion et un coefficient de transmission :

$$R = \frac{P_1-}{P_1+}$$

au point $x = 0$ et

$$T = \frac{4 Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2}$$

Dans l'air : $Z_1 = \rho_1 C_1 = 1,3 \times 340 \text{ m/sec.} \approx 400 \text{ rayls}$ (équivalent acoustique de Ω).

Dans le béton : $Z_2 = 2 \times 10^3 \times 10^3 = 6 \times 10^6 \text{ rayls}$.

On en tire T d'après les définitions ci-dessus et l'on trouve : $T \approx 2,5 \times 10^{-4}$ ce qui est une très faible transmission. De son côté R peut s'écrire

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = 0,999$$

La réflexion est donc presque totale, ce qui va avoir beaucoup d'importance dans les questions de réverbération, qui ont pour effet d'augmenter le niveau sonore dans les locaux.

Nous avons pris le béton comme exemple, car c'est le matériau le plus fréquent dans la construction moderne. Sous l'action de la pression acoustique il y a mise en vibration de la paroi, (vibrations de l'ordre de quelques centièmes de millimètres au plus) trop faible pour être observée à l'œil, mais qui influe énormément sur le niveau du bruit. Pour éviter le bruit induit par les vibrations des parois, on peut les doubler. On obtient alors la suite : Z_1, Z_2, R_1, Z_2, Z_1 qui arrête assez efficacement la transmission du bruit à condition que les deux parois ne forment pas un système couplé. On réalise surtout ce montage avec le verre en doubles glaces. Cela fournit une atténuation d'environ 35 dB.

Pour revenir à la réglementation de 1955 on voit que l'isolation exigée était difficile à obtenir : peu de logements postérieurs à 1955 sont munis de doubles vitres. S'agissant des murs, nous avons dit qu'ils entrent en vibration. La loi $F = m \frac{d^2x}{dt^2}$ s'écrit :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F \sin \omega t$$

et a en étant l'amplitude,
 $- m a \omega^2 \sin \omega t = F \sin \omega$ (on suppose le mouvement sinusoïdal) et

$$a = \frac{F}{m\omega^2}$$

en l'absence de frottements même ten tenant compte des forces de frottements, l'amplitude a ne peut guère dépasser quelques centièmes de micron en général. Ce qui fait l'intérêt de cette formule, c'est qu'elle montre à quel point l'effet de masse est important. La fréquence joue également un rôle, les sons très aigus n'étant pas capables de mettre en vibration les parois tant soit peu pesantes. Les expériences de laboratoires destinées à mesurer l'isolement des murs ont montré qu'avec un mur pesant 100 kg/m², pour une fréquence de 500 Hz, l'isolement acoustique est d'environ 40 dB. Avec une double rangée de parpaings séparés par 15 cm d'air, l'affaiblissement mesuré à 500 Hz est également voisin de 40 Hz. Pour arriver à respecter la norme de 1955 il était nécessaire d'enduire de plâtre les murs pour obtenir une isolation évitant la porosité des cloisons, car le son s'infiltrait par toutes les micro-fissures. Et quant aux fenêtres, elles devaient être exemptées de cette réglementation car une vitre simple n'offre un affaiblissement moyen que de 20 dB.

Il est bien connu que les locaux utilisant les matériaux modernes depuis une vingtaine d'années sont très sonores. L'affaiblissement exigé pouvait difficilement être tenu et le bruit résiduel dans les habitations dépendait beaucoup du bruit fait dans l'immeuble.

Aussi voit-on la législation se modifier en 1969. On ne considère plus l'affaiblissement de la paroi en général, mais on mesure le bruit résiduel se trouvant dans la partie habitée, tandis qu'un bruit blanc ou rose (c'est-à-dire perdant du volume dans l'aigu) d'un niveau de 80 dB est produit derrière le mur. Cette façon de procéder revient presque au même, mais la mesure « in situ » a l'avantage d'être irréfutable. Les constructeurs qui devaient se plier à ces nouvelles règles, se sont servi des mesures déjà faites concernant l'affaiblissement. Les nouvelles règles ne tolèrent plus qu'un bruit résiduel de 30 dB_A dans les logements et de 35 dB_A dans les parties collectives des immeubles.

Cette fois, avec cette limitation du bruit résiduel constituant une nuisance caractérisée, il devenait difficile de respecter la réglementation. Prenons l'exemple d'un bruit agréable : celui d'une émission de télévision qui représente 70 dB de niveau sonore. Si dans l'appartement voisin le bruit résiduel dépasse 30 dB_A la cloison ne respecte sûrement pas la norme qui prévoit, nous l'avons dit jusqu'à 80 dB de bruit blanc de l'autre côté du mur.

Voici un petit tableau qui indique l'isolement acoustique que l'on peut attendre des cloisons :

Fréquence	Cloison de 100 kg/m ²	Cloison de 200 kg/m ²
250 Hz	36 dB	40 dB
500 Hz	40 dB	44 dB
1 000 Hz	44 dB	48 dB

Dans ces conditions il faut pouvoir recouvrir les murs de produits absorbants, en aucun cas les cloisons précitées n'arriveraient, nues, à satisfaire la norme. La solution est d'intercaler des matériaux élastiques entre deux épaisseurs de parpaings. L'industrie fabrique de nos jours toutes sortes d'isolants phoniques pouvant résoudre le problème.

Nous avons parlé de la réverbération des murs qui à l'intérieur du local d'émission peuvent renforcer l'intensité de la source.

Dans le cas d'un coefficient d'absorption faible (0,2) le niveau d'une source peut être augmenté facilement de 29 %, ce qui n'est pas négligeable. Il faut, non seulement inclure dans la cloison une coupure élastique, mais revêtir les murs d'équipements absorbants, d'où l'intérêt des penderies, des doubles portes, des portes palières épaisses, etc. Nous avons vu souvent, en dépit de la réglementation qui aurait dû inciter les promoteurs à le faire, les locataires renforcer les portes palières donnant sur les équipements communs (couloirs, escaliers) en les tapissant intérieurement d'isorel mou.

En 1972 la réglementation change un peu pour ne plus tolérer que 32 dB_A, le bruit émis de l'autre côté du mur étant un bruit « rose » allant de 88 Hz à 5 656 Hz. En réalité cela ne change pas grand chose, à part qu'on n'accorde plus les 3 dB de dépassement. L'innovation de

cette réglementation est qu'elle accorde un « Label de Qualité Acoustique » aux immeubles conformes à ses spécifications, les réglementations précédentes pouvant toujours être invoquées comme base de discussion. Les riverains de l'aéroport de Roissy-en-France se sont groupés en association pour se défendre contre le bruit des avions. Toute la question est de savoir si à l'extérieur le bruit dépasse 80 dB_A car il faudra faire les mesures devant la maison de chaque plaignant pour découvrir des raisons juridiques de faire cesser

le vacarme ; il faudra aussi faire la mesure dans les locaux d'habitation, à l'intérieur des maisons. Si l'isolement acoustique des murs est insuffisant, on voit qu'il sera difficile de se retourner contre les fauteurs de bruit constituant la nuisance. Cet exemple montre combien il est difficile de trancher dans ces questions.

Un dernier aspect de la question est celui des bruits de choc. Nous avons parlé de la machine à frapper normalisée ; on l'utilise sur les planchers, la norme de 1969 tolérait 70 dB_A sous un plancher où frappait la machine, celle de 1972 est plus sévère et tient compte de la fréquence. Au grave (jusqu'à 320 Hz) le maximum toléré est 66 dB, au médium (jusqu'à 1 250 Hz) 62 dB, à l'aigu (jusqu'à 3 200 Hz) 51 dB.

Une dalle de béton nue est incapable de satisfaire à ces exigences ; nous n'entrerons pas dans le détail des mesures, mais il faut savoir que la moquette épaisse collée sur le béton est la seule solution, si l'on ne traite pas spécialement la dalle. Actuellement il est indispensable dans les constructions désirant apporter un minimum de confort acoustique, de réaliser un sol « flottant » sur des matières résilientes en fibres minérales. Un tel sol est entièrement désolidarisé des parois verticales et des dalles porteuses. C'est la seule solution, si l'on désire un parquet collé par exemple. Nos lecteurs près d'emménager doivent le savoir

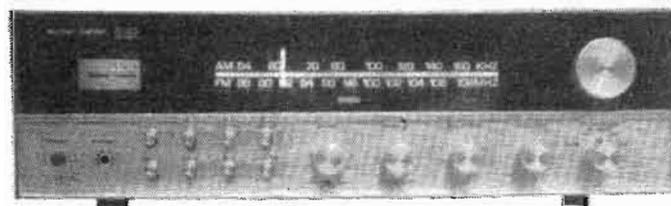
pour pouvoir se renseigner valablement.

Nous avons d'abord montré comment la Norme Française entendait voir les mesures acoustiques se faire, puis nous avons survolé - peut-être trop rapidement - la réglementation concernant l'isolation phonique qui a procédé par paliers jusqu'à arriver à un résultat qui pourrait donner satisfaction aux oreilles souvent fatiguées des citoyens, si l'on appliquait véritablement cette réglementation.

Nous n'aurons pas parlé pour rien, si nos lecteurs se sentent un peu plus au courant de ces questions. Nous n'avons pas abordé la question de la Ventilation Mécanique Contrôlée, qui fait, elle aussi, beaucoup de bruit, il faut que les conduites soient tapissées de matières spéciales, que la vitesse d'écoulement de l'air ne dépasse pas 5 m/sec etc. etc. C'est un point important dans les immeubles de toute récente construction. Les normes doivent être respectées bien entendu, faute de quoi les usagers doivent se liquer pour obtenir raison.

Actuellement on peut dire que la réglementation est au point, devant tous les nouveaux moyens de faire du bruit ; il est important de savoir au moins qu'il existe des textes destinés à nous protéger tous contre toutes les nuisances, et le bruit en particulier.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINE HARMAN KARDON 630

Cette chaîne comprend :

- un tuner-amplificateur Harman Kardon 630,
- une table de lecture Akai AP004,
- deux enceintes acoustiques Martin Micromax-Kef ou P2S Esart.

Le tuner-amplificateur Harman Kardon 630

Partie tuner :

Sensibilité : $1,9 \mu\text{V}$
Rapport signal/bruit : 70 dB
Rapport de capture : 2,5 dB
Séparation des canaux : 35 dB
Distorsion harmonique : 0,6 %

Partie amplificateur :

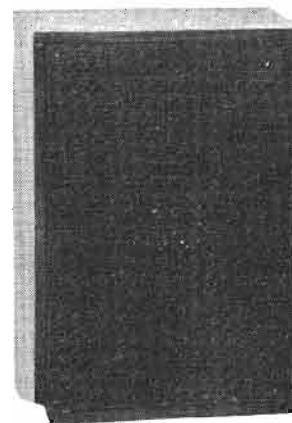
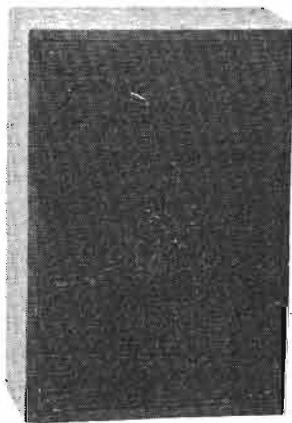
Puissance : 2 x 30 W
Bande passante : 10 Hz à 40 000 Hz
Distorsion harmonique : $< 0,5 \%$ (à 2 x 30 W)
Intermodulation : $< 0,15 \%$ (à 2 x 30 W)
Facteur d'amortissement : 40 sur 8Ω
Dimensions : 432 x 349 x 120 mm

La table de lecture Akai - AP004

Platine automatique à entraînement du plateau par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn
Fluctuations : 0,07 %
Rapport signal/bruit : 50 dB
Bras de 220 mm, automation par moteur séparé - relève bras hydraulique
Dimensions : 442 x 185 x 377 mm

L'enceinte acoustique Martin Micromax.

Enceinte 2 voies. Potentiomètre de réglage pour l'aigu.
Puissance : 45 W
Bande passante : 38 Hz à 18 000 Hz
Impédance : 8Ω
Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.



CHAINES SANSUI 551

CHAINE A

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 551,
— une table de lecture Lenco B55,
— deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner-amplificateur Sansui 551.

Partie tuner :

Gammes : PO - FM
Sensibilité FM : 2,5 μ F
Distorsion harmonique : 0,4 % (mono) ; 0,7 % (stéréo).
Rapport signal/bruit : 65 dB
Sélectivité : 60 dB
Séparation stéréo : 40 dB
Réponse en fréquence : 30 à 15 000 Hz.

Partie amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,8 %
Bande passante en puissances 25 à 30 000 Hz
Réponse en fréquence : 15 à 30 000 Hz
Impédance de sortie : 4 à 16 Ω
Séparation des canaux : 45 dB
Rapport signal/bruit : 70 dB
Dimensions : 424 x 135 x 285 mm.

La platine Lenco B55.

Vitesses : 16 2/3, 33 1/3, 45, 78 trs/mn.
Pleurage et scintillement : \pm 1,2 %
Rumble : - 37 dB
Rapport signal/bruit : 44 dB
Variation de la vitesse : + 2,5 - 3 %
Moteur à 4 pôles à axe conique.
Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tours/mn.
Dimensions : 375 x 300 x 114 mm.

L'enceinte acoustique Scientelec Eole 180.

Enceinte 2 voies.
Fréquence de résonance : 30 Hz
Bande passante : 25 à 20 000 Hz
Puissance : 35 W
Equipement : H.P. de 21 cm et tweeter.
Dimensions : 423 x 293 x 240 mm.

CHAINE B

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 551,

— une table de lecture CEC BD2000,
— deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner-amplificateur Sansui 551 (voir chaîne A).

La table de lecture CEC - BD 2000

Platine tourne-disques
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Système d'entraînement : courroie de transmission
Moteur : synchrone à 4 pôles
Plateau : aluminium de 1,1 kg
Diamètre du plateau : 30 cm
Pleurage : 0,1 %
Rapport signal/bruit : - 62 dB
Bras de lecture de 215 mm.
Dimensions : 435 x 370 x 170 mm.

L'enceinte acoustique Siare B3X.

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte à 3 voies
Système actif-actif
Equipement : 2 H.-P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

CHAINE C

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 551,
— une table de lecture Akai AP004,
— deux enceintes Martin Micromax.

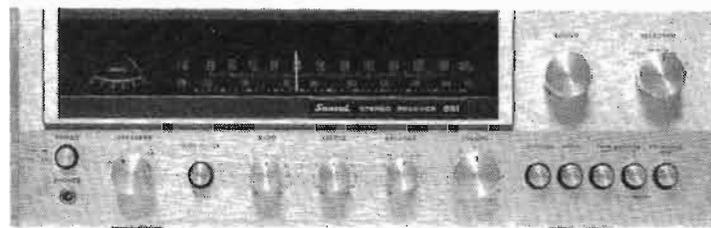
Le tuner-amplificateur Sansui 551 (voir chaîne A).

La table de lecture AKAI AP 004

Platine automatique à entraînement du plateau par courroie
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Fluctuations : 0,07 %
Rapport signal/bruit : 50 dB
Bras de 220 mm - automation par moteur séparé - relève-bras hydraulique.
Dimensions : 442 x 185 x 377 mm.

L'enceinte acoustique Martin Micromax.

Enceinte 2 voies
Potentiomètre réglable pour l'aigu
Puissance : 45 W
Bande passante : 38 à 18 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.



CHAINE SANSUI 661

CHAINE A

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 661
— une table de lecture CEC BD2000,
— deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner-amplificateur Sansui 661.

Partie tuner :
Gammas : PO - FM.
Sensibilité FM : $2,2 \mu V$
Distorsion harmonique : 0,7 % (stéréo)
Rapport signal/bruit : 60 dB

Partie amplificateur :
Puissance : $2 \times 20 W/8 \Omega$
Distorsion harmonique :
Rapport signal/bruit : 70 dB (phono)
Courbe de réponse : 15 à 30 000 Hz (+1, -2 dB)
Diaphonie : 45 dB (phono)
Entrées : phono : $2,5 mV/50 k\Omega$ - aux : $100 mV/50 k\Omega$ - magnéto : $100 mV/50 k\Omega$
Dimensions : 444 x 135 x 300 mm.

La table de lecture CEC BD2000.

Platine tourne-disques
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Système d'entraînement : courroie de transmission
Moteur : synchrone à 4 pôles
Plateau : aluminium de 1,1 kg
Diamètre du plateau : 30 cm
Pleurage : 0,1 %
Rapport signal/bruit : -62 dB
Bras de lecture de 215 mm
Dimensions : 435 x 370 x 170 mm

L'enceinte acoustique Siare B3X.

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8Ω
Enceinte 3 voies
Système actif-actif
Equipement : 2 H.P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

CHAINE B

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 661,
— une platine Thorens TD165,

— deux enceintes acoustiques Kef Chorale.

Le tuner-amplificateur Sansui 661 (voir chaîne A).

La platine Thorens TD165.
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Fluctuations totales : 0,06 %
Rapport signal/ronronnement : -43 dB
Moteur synchrone 16 pôles
Entraînement du plateau par courroie
Plateau de 300 mm de diamètre, d'un poids de 3,2 kg
Dimensions : 440 x 140 x 340 mm.

L'enceinte acoustique Kef Chorale.
Puissance : 30 W
Bande passante : 35 à 40 000 Hz
Impédance : 8Ω
Equipement : 2 haut-parleurs
Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

CHAINE C

Cette chaîne comprend :
— un tuner-amplificateur Sansui 661,

— une table de lecture Pioneer PL12D,
— deux enceintes acoustiques Scott S11.

Le tuner-amplificateur Sansui 661 (voir chaîne A).

La table de lecture Pioneer PL12.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn.
Entraînement : par courroie
Moteur synchrone 4 pôles
Plateau en alliage aluminium moulé sous pression
Diamètre du plateau : 30 cm
Rapport signal/bruit : 45 dB
Pleurage et scintillement : 0,1 %
Bras tubulaire en S équilibré statiquement
Dimensions : 430 x 164 x 362 mm.

L'enceinte acoustique Scott S11.

Enceinte 3 voies
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 8Ω
3 H.P. dont un boomer de 25 cm de diamètre.
Dimensions : 600 x 294 x 362 mm.

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 3.01 - M. Raymond DESARZENS, Lausanne (Suisse).

1° Nous devons tout d'abord vous préciser et vous garantir que nous répondons absolument à toutes les lettres qui nous parviennent, soit directement (le plus grand nombre), soit par l'intermédiaire de la présente rubrique. Toutefois, les délais sont longs, de plus en plus longs, le service du « courrier des lecteurs » étant lui-même de plus en plus surchargé...

2° D'après vos explications, il nous est difficile d'admettre l'amorçage d'un arc électrique entre les broches 11 et 12 du circuit intégré, d'abord du fait des tensions relativement faibles mises en jeu dans de tels montages, ensuite parce que (d'après votre schéma) ces deux broches sont reliées ensemble électriquement !

3° Il n'est pas possible de se prononcer à distance sur la valeur d'un schéma ou d'un montage. D'où est extrait le schéma que

vous nous soumettez ? Bien sûr, nous avons remarqué certaines valeurs qui nous paraissent bizarres... Mais pour que nous puissions prendre nettement position, il nous faudrait réaliser pratiquement nous-mêmes le montage et l'expérimenter. Ou bien, il faudrait au moins nous indiquer les diverses tensions mesurées avec précision sur les différents points du montage lors de ses diverses conditions de fonctionnement.

RR - 3.04 - M. Lucien DIFABRIZIO, 77 Villeparisis.

1° Le « henry » est l'unité de self-inductance ou coefficient de self-induction d'une bobine (ou d'un circuit). Cette grandeur est le quotient de la force électromotrice induite dans une bobine (par exemple) du fait de la variation du courant dans le circuit par la valeur dont varie ce courant par unité de temps. Le henry (H) est l'unité de self-inductance dans le système pratique ; cette self-inductance est donc de 1 henry si la force électromotrice induite dans le circuit est de 1 volt pour une variation de courant de 1 ampère.

2° Pour mesurer avec précision la self-inductance (ou coefficient de self-induction) d'un bobinage, il faut disposer d'un pont de mesure prévu pour cela. pont qui porte généralement le nom de pont de Maxwell.

RR - 3.02 - M. Momy ELKAIM, Casablanca (Maroc).

1° Nous avons déjà publié de multiples schémas de radiorécepteurs, soit AM, soit AM + FM, soit sous forme de tuners. Il vous suffit de vous reporter à la collection de votre revue, en consultant par exemple les tables des matières publiées chaque année dans le numéro du mois d'août.

2° Le transistor BC 107 peut se remplacer par : BC 147, BC 167, BC 171, BC 182, BC 207, MPS 6566, 2 SC 281, 2 SC 458.

RR - 3.05 - M. Michel Isnard, Marseille.

Nous avons déjà décrit de très nombreux montages d'amplificateurs BF, préamplificateurs, tables de mixage, dispositifs d'effets spéciaux pour guitares, etc.

Pour faire votre choix, veuillez vous reporter aux tables des matières que nous publions chaque année dans notre numéro d'août.

Nous ne pouvons pas vous envoyer des schémas ou des numéros de nos revues au hasard, sans savoir si cela correspond exactement à ce que vous souhaitez.

RR - 3.03 - M. Stephen DELPY-BECQUART, 67 Strasbourg.

En ce qui concerne les caractéristiques du tube cathodique DG 10-3, veuillez vous reporter à la page 314 du numéro 1446, réponse RR - 1.53 - F.

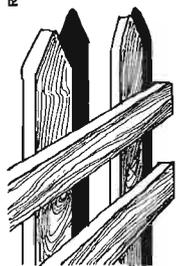
Pour le tube OE 418, veuillez vous reporter au numéro 1486, page 298.

Nous ne pouvons pas encombrer cette rubrique en nous répétant et en indiquant de nouveau des renseignements déjà publiés ; la rubrique perdrait son intérêt auprès de nos lecteurs.

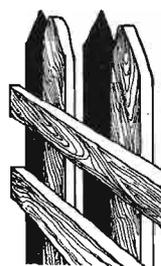


En Stock

RAPY



**TEXAS INSTRUMENTS
RTC COGECO
INTERNATIONAL RECTIFIER
GENERAL INSTRUMENT
EUROPE
A. JAHNICHEN & C^{ie}**



RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle

150, 155, av. Ledru-Rollin - 75011 Paris
Tél. 357.50.11 +

RR - 3.06 - M. Jean-Marie DENIS, 54 Nancy.

1° A la vérité, nous ne sommes pas parvenus à bien comprendre ce que vous souhaitiez faire, réaliser, ou obtenir...

En fait, n'importe quel oscilloscope permet de visualiser sur son écran, les courbes et formes des signaux sonores (musique ou autres) reproduits par ailleurs par un amplificateur BF.

2° Nous ne faisons pas davantage de publicité particulière pour tel amplificateur BF... Cela dépend uniquement de nos annonceurs !

RR - 3.07 - M. TABURIE, 58 Cosne.

Un haut-parleur est effectivement un organe réversible ; cela veut dire que (à la rigueur) on peut l'employer comme microphone. Cela se fait couramment avec les interphones où les haut-parleurs sont alternativement utilisés comme haut-parleur ou comme microphone.

Pour une bonne utilisation en microphone, il faut cependant que le haut-parleur soit de faible diamètre ; il faut généralement aussi affaiblir sa réponse vers les graves en utilisant, par exemple, des condensateurs de liaison de faible valeur. Quant à son adaptation à l'entrée de l'amplificateur, cela dépend du schéma de cet étage d'entrée.

RR - 3.08 - F - M. Gérard FERMENT, 76 Eu.

Selon votre demande, sur la figure RR - 3.08, nous vous avons représenté les brochages et fonctions internes des circuits intégrés :

SN 7400 : porte non - et ; deux entrées.

SN 7476 : double bistable J - K ; maître esclave avec mise à 1 (preset) et remise à 0 (clear).

RR - 3.09 - M. Roland MURE, 42 Riorges.

Nous ne connaissons pas particulièrement la caméra d'origine japonaise dont vous disposez ; en conséquence, nous ne pouvons pas vous dire si les modifications que vous envisagez sont possibles. C'est à votre fournisseur (vendeur de la caméra) qu'il convient de vous adresser. Il vous dira si les adjonctions envisagées sont possibles et réalisables, et le cas échéant, il pourra vous aiguiller chez un technicien capable de les exécuter (s'il ne peut les faire lui-même).

RR - 3.10 - M. Georges DEVILLE, 33 Bruges.

Le tube cathodique « trinitron » pour TV couleur est un brevet SONY, effectivement exploité par cette firme.

Nous ne savons pas si la firme allemande Korting développe ou exploite un tube semblable.

Par contre, il existe le tube européen à canons coplanaires (donc d'après une idée voisine de celle ayant abouti au trinitron). Il s'agit d'un brevet Philips - Hollande et il a été présenté en France par la R.T.C. sous le nom de système 20 A X (en tube 110°). Il est donc fort probable que ce nouveau type de tube à canons coplanaires qui permet d'importantes simplifications dans les dispositifs de convergence, remplacera progressivement (et peut-être rapidement) le tube à masque et canons en delta utilisé actuellement.

RR - 3.11 - M. J.-C. VIDAL, 33 Pont de la Maye.

1° Nos tableaux de correspondance ne nous donnent aucun renseignement en ce qui concerne les transistors MPSU-01 et 2 N 4920.

Nous savons cependant qu'ils sont de fabrication MOTOROLA. En conséquence, les établissements S.C.A.I.B. - Motorola, 15 et 17, avenue de Ségur, 75007 Paris devraient pouvoir vous les fournir.

2° Nous ne disposons pas du schéma du module amplificateur que vous désirez ; c'est à votre fournisseur qu'il convient de le réclamer.

RR - 3.12 - M. Roger VAULTIER, 50 Pont Hébert.

A l'occasion d'une réponse

publiée précédemment (voir RR-2.06), nous avons indiqué toute une liste de montages de thermostats électroniques (ou régulateurs de température). Nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

RR - 3.13 - M. R. ROBERT, 47 Agen.

Nous ne voyons pas à quoi correspondent la résistance et le condensateur dont vous nous entretenez... puisque ces éléments n'existent pas, ni dans la nomenclature des éléments, ni surtout sur le schéma...

Respectez donc plutôt ce schéma (qui est exact) sans trop vous fier au dessin d'implantation qui est sans doute erroné...

Par ailleurs, comme il s'agit d'un montage de Radio-Prim (6, allée Verte, 75011 Paris), vous pourriez également questionner le réalisateur.

RR - 3.14 - M. Louis BLANC, 63 Clermont-Ferrand.

Le circuit intégré SAJ 110 est un diviseur de fréquence plus particulièrement prévu pour orgue électronique.

C'est un composant de la R.T.C. ; dans votre région, il convient de vous adresser au dépositaire de cette firme, à savoir : Electronique du Centre, 11, place de la Résistance, Clermont-Ferrand.

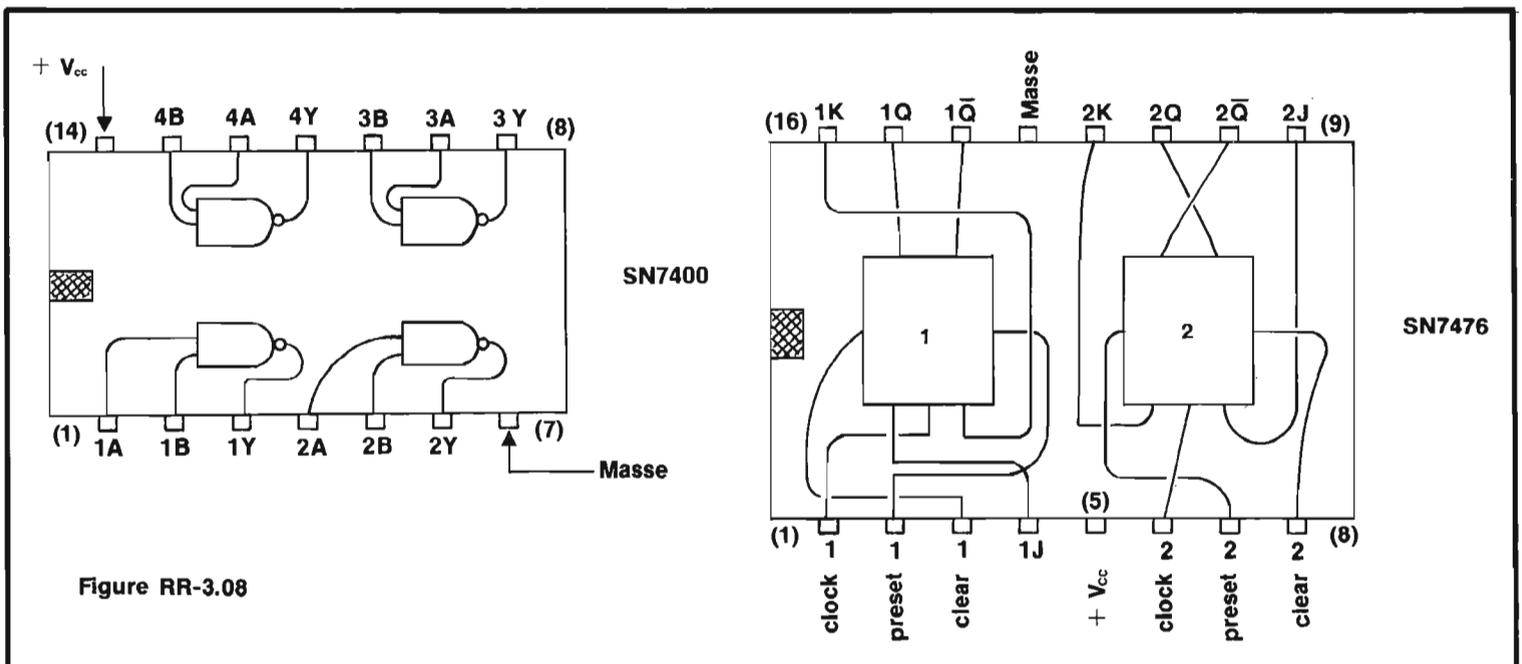


Figure RR-3.08

RR - 3.15 - M. Edmond MICHLEWIEZ, 51 Reims.

1° Le montage d'un « VU-mètre » à la sortie d'un amplificateur BF a été publié dans cette rubrique à l'occasion de la réponse référence RR-7.27-F, page 316 du numéro 1374.

Bien entendu, dans le cas d'un amplificateur stéréophonique, il est intéressant d'installer un « VU-mètre » sur chaque sortie.

Le montage proposé est valable et applicable quel que soit l'amplificateur BF utilisé ; le cas échéant, il suffit de modifier la valeur de la résistance série.

2° En ce qui concerne les matériels de surplus que vous recherchez, nous vous suggérons de consulter Cirque-Radio / Radio-Prim, 6, allée Verte, 75011 PARIS.

RR - 3.16 - M. J. SIMON, Binidorm - Alicante (Espagne).

1° Les caractéristiques du tube cathodique OE 407 PA ont été publiées dans notre numéro 1132, page 117.

2° Nous n'avons pas trouvé de tube cathodique immatriculé OE 41 S. Ne s'agirait-il pas plutôt du type OE 418 ? Dans ce cas, veuillez vous reporter au numéro 1486, page 298.

RR - 3.17-F - M. J.-F. GAILLARD, 78 Les Mureaux.

1° Le brochage du tube cathodique TV type A 59-11 W est représenté sur la figure RR-3.17. Ce tube ancien peut se remplacer par le type A 59-23 W ou par le type 23 HDP 4.

Le tube A 59-13 W peut se remplacer par le type 23 DGP 4 A.

2° Pour les renseignements concernant les circuits intégrés de la série SL..., veuillez vous adresser à Plessey-France 16 à 20, rue Pétrarque, 75016 PARIS.

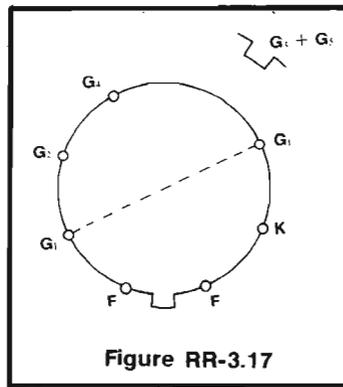
Pour les circuits intégrés de la série AY..., veuillez vous adresser à Général Instrument France, 11 et 13, rue Gandon, 75013 PARIS.

3° Puisque vous nous dites posséder tous nos numéros depuis 1967 (et nous vous remercions de votre fidélité), nous vous

rappelons que nous publions chaque année dans le numéro d'août, une table des matières classées. Il vous sera donc facile de retrouver vous-même tous les sujets ou montages publiés se rapportant aux organes ou à la musique électronique en général.

4° Un montage dit « doubleur de tension » (à diodes et condensateurs ne fonctionne qu'à partir du courant alternatif.

Si l'on part d'un courant continu, il faut réaliser un convertisseur : oscillateur symétrique à transistors suivi d'un transformateur élévateur, puis redressement et filtrage. Des montages de ce genre pour 6 V cc à 12 V cc ont



été publiés (pour des puissances raisonnables...). Dans votre cas, songez à l'intensité qui serait demandée au primaire 6 V et aux types de transistors qu'il conviendrait alors d'utiliser (sans parler du transformateur spécial). Ce n'est donc pas là une solution simple et économique, et il serait certainement plus rentable d'acheter un accumulateur de 12 volts.

RR - 3.18 - M. Claude PARMENTIER, 93 Le-Blanc-Mesnil.

1° Le circuit intégré type 8 B 2 ne figure sur aucune de nos documentations. Mais, puisqu'il s'agit d'une fabrication de la SESCO-SEM, veuillez vous adresser directement à cette firme : 101, boulevard Murat, 75016 PARIS.

2° Il est exact que certains transistors unijonctions (anciens) fonctionnaient même en inversant les bases ; nous l'avons expérimenté nous-mêmes. Toutefois, cela n'est pas recommandé avec les fabrications actuelles, et c'est la base B 2 qui doit être reliée au (+).



RR - 3.19 - M. Georges PERNET, 52 Saint-Dizier.

En ce qui concerne les matériels accessoires d'importation se rapportant à votre projecteur de films, nous sommes incapables de vous répondre valablement ; seul le fournisseur de votre projecteur peut vous renseigner.

Dans l'essai que vous auriez voulu faire, il y avait peut-être la solution de changer à la fois la prise et le socle ; cela aurait permis l'interconnexion.

D'autre part, puisque votre projecteur possède un système et une prise de synchronisation, cela ne fait donc aucun doute qu'il existe le synchroniseur correspondant (dans la même marque ou chez le même fabricant). Là aussi, votre fournisseur doit pouvoir vous renseigner (ou bien se renseigner lui-même d'abord).

RR - 3.20 - M. Daniel CORNIER, 76 Ourville-en-Caux.

1° Nous voulons bien vous fournir une photocopie de l'article se rapportant au convertisseur bande « Chalutiers » décrit dans

le numéro 1099 (celui-ci étant maintenant épuisé). Néanmoins, auparavant, nous attirons votre attention sur le fait que ce convertisseur ne concerne que la bande dite « Chalutiers », c'est-à-dire de 1,6 à 3,8 MHz approximativement, et en modulation d'amplitude.

Cela ne semble donc pas convenir à ce que vous désirez, puisque vous nous parlez (outre la bande ci-dessus indiquée) de la bande VHF « marine » (en modulation de fréquence), et de réception B.L.U.

Dans votre cas, nous pensons que la solution la plus rationnelle serait bien l'achat d'un récepteur spécial tel que le OMNIBAND VI (Ets L'Onde Maritime, 44, rue Georges-Clémenceau, 06400 CANNES).

2° On ne peut pas simplement intercaler une résistance pour ramener à 9 volts une tension de 12 volts (accumulateur) dans le but d'alimenter un récepteur... Ceci parce que l'intensité consommée par l'appareil n'est pas constante. Il faut faire appel à un réducteur de tension stabilisée avec diode Zener et transistor. Voyez par exemple le montage

proposé à la page 225 du numéro 1351, réponse RR-2.25-F ; pour 9 volts, utilisez une diode Zener type BZX 61/C9V1 ou C10.

RR - 3.21 - M. DEBRUNE, 71 Paray-le-Monial.

Les circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent sur aucune de nos documentations ; nous regrettons de ne pouvoir vous renseigner.

Si la marque ou le fabricant est indiqué sur les composants, vous pouvez essayer d'écrire directement à la firme (ou au représentant en France, s'il s'agit d'organes étrangers).

RR - 3.22 - M. Gilbert MISZTAL, 57 Saint-Avold.

1° Nous ne disposons pas des schémas complets des amplificateurs DYNACORD et BOGEN dont les étages de sortie ont été représentés dans notre numéro 1201 (amplificateurs BF à lampes).

2° Avec deux fois quatre tubes

8417 en push-pull, l'impédance de plaques à plaques doit être de l'ordre de 1 000 ohms.

Avec deux tubes EL 34 en push-pull, l'impédance de plaque à plaque est de 3 500 ohms.

3° Ce que vous voulez calculer du point de vue puissance alimentation par rapport à la puissance BF ne peut être que très approximatif, car cela dépend d'abord du rendement de l'amplificateur (étage de sortie à transistors) ; ensuite, il n'y a pas que l'étage de sortie, il y a aussi tous les autres étages, et notamment les drivers dont la consommation n'est pas négligeable...

La formule classique est évidemment :

$$I = \frac{P}{E}$$

Mais, il faut tenir compte du dernier point cité, et surtout d'un rendement de l'ordre de 50 % au maximum.

Pour la tension E, il faut prendre la totalité de cette tension (s'il s'agit d'une alimentation symétrique par rapport à la masse).

L'impédance des haut-parleurs n'a rien à voir dans la présente affaire.

Ampli-tuner TR 200. Ses caractéristiques sont autant de performances garanties.

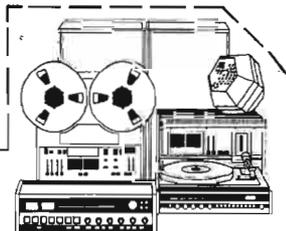
Ampli-tuner Stéréo FM haute fidélité.
Tuner FM - fréquence: 87,5 à 108 MHz.
5 stations pré-réglées.
Sensibilité du tuner FM 1 µV.
Puissance de sortie 2 x 20 watts sur 4 ohms à 1% de distorsion.
Bande passante: 20 - 35 000 Hz.
Indicateur d'accord par aiguille.



Combiné ampli-tuner platine tourne-disque TR 200 C.

Touche "Muting" pour supprimer le souffle entre les stations.
Commutateur "Loudness" pour relever les graves et les aigus à faibles niveaux.
Touche monitor.
Préamplificateur pour tourne-disque avec tête magnétique.
Entrée pour phono, magnétophone et auxiliaire.
Prise pour casque d'écoute stéréo.
Équipé pour recevoir 4 enceintes.
Prix indicatif: 2250 F.

Enceinte: TL 1520
Courbe de réponse: 50 à 20 000 Hz.
2 voies: 1 woofer 17,8 cm, 1 tweeter 5,1 cm.
Puissance de sortie: 30 watts.
Impédance: 4 ohms.
Prix indicatif: 650 F.



Nous tenons à votre disposition, gratuitement, les résultats intégraux des tests effectués par la presse professionnelle.

Bon à retourner à Tandberg France S.A. - 1, rue Jean-Perrin, 93150 Le Blanc-Mesnil.

- Je souhaite recevoir, sans engagement de ma part, le dossier complet, de l'ampli-tuner - TR 200
 Veuillez me faire parvenir également votre brochure générale sur la gamme HI-FI Tandberg 1975.

Nom: _____
Prénom: _____
Adresse: _____

HI-FI FAMILY
TANDBERG

hi-fi, magnétophones, ampli-tuners, enceintes.

H.P. 75

RR - 3.23 - M. Michel MICHAUD, 39 Lons-le-Sau-nier.

Il est exact, en effet, que les amplificateurs à filtres actifs décrits dans le numéro 1469, page 160, sont prévus pour délivrer une puissance maximale de 2 x 30 W. Mais, vous pouvez très bien les utiliser avec une puissance maximale de 2 x 15 watts, sans modifier quoi que ce soit.

Il suffit de modérer la tension BF appliquée aux entrées et issue des préamplificateurs que vous utiliserez, afin de ne pas dépasser la puissance souhaitée. Ceci peut se faire facilement à l'aide d'un simple diviseur de tension à résistances monté à la sortie des préamplificateurs... Mais, ceci dépend, nous le répétons, des préamplificateurs employés et de la valeur moyenne de la tension BF qu'ils délivrent.

RR - 3.24 - M. Ch. GEHANNO, 38 Meylan.

1° Vous pouvez trouver des articles intéressants concernant les cellules phonocaptrices dans les numéros suivants de notre publication Hi-Fi Stéréo : 1235 - 1261 - 1324.

2° L'impédance de charge qui doit être présentée à une cellule piézoélectrique céramique est de l'ordre de 470 k Ω (minimum) à 1 M Ω .

Toujours pour ce type de cellule, dans les fabrications récentes et de qualité, la force verticale d'appui est d'environ 3 à 4 grammes.

3° Les cellules de type magnétique ont une courbe de réponse moins en « dents de scie » que les cellules piézoélectriques ; mais elles nécessitent un préamplificateur effectuant une correction « amplitude/fréquence » correspondant à la cellule choisie et indiquée généralement par le constructeur. Leur impédance de charge est de l'ordre de 50 k Ω .

4° Sur le préamplificateur dont vous nous entretenez, aucune entrée n'est conçue pour une cellule piézoélectrique. Il doit être possible (pratiquement) d'en installer une... mais par des moyens différents de ceux que vous avez essayés.

5° Par contre, vous auriez dû obtenir de bons résultats avec une

cellule magnétique normalement connectée à l'entrée prévue à cet effet. Vous ne nous dites pas le type et la marque de la cellule magnétique que vous avez essayée ; il faut penser qu'elle était mal « corrigée ».

A ce propos, vous ne devez pas confondre la correction R.I.A.A. nécessaire à la reproduction des disques avec la correction et l'adaptation à appliquer **par aileurs** à la cellule lectrice choisie ; ce sont deux choses différentes.

6° Si votre enceinte peut supporter 25 watts et que l'amplificateur en délivre 18, il n'y a pas de danger à entrevoir. Nous supposons qu'il s'agit bien de 2 x 25 watts et de 2 x 18 watts.

7° Il est toujours sage de recouvrir l'arrière des haut-parleurs d'un tissu fin, très léger, pour les protéger des poussières diverses qui pourraient venir éventuellement se loger dans l'entrefer de la bobine mobile... même avec des haut-parleurs de fabrication récente (la poussière passe partout !).

RR - 3.25 - M. Eugène BOCHENT 3, impasse du Stade, 62410 WINGLES recherche les schémas et documentations (câblage, dépannage et mise au point) se rapportant au téléviseur portable TELECAPTE - 802 de CELARD.

Se mettre en rapport directement avec notre lecteur à l'adresse indiquée.

RR - 3.26 - M. Robert BALZAC, 75013 Paris.

Lorsque la première chaîne de télévision, actuellement en noir et blanc, passera à la couleur, cela sera annoncé en temps utile dans la grande presse et dans la presse spécialisée (avec tous renseignements utiles à ce sujet). Pour la région parisienne, cela semble prévu pour la fin de l'année.

Notez aussi que des essais sont faits sur l'ensemble du réseau 1^{er} chaîne, tous les mardis, entre 10 heures et midi, en **625 lignes** évidemment.

RR - 3.27 - M. P. GUILLAIN, 57 Audun-le-Tiche.

Votre lettre n'étant pas très

explicite, nous pensons qu'il s'agit du « ballast » d'un tube fluorescent d'éclairage. Un tel « ballast » n'est qu'une bobine sur noyau de fer montée dans un boîtier et noyée dans du brai (ou autre produit) pour éviter les vibrations.

Un tel organe (adapté à la tension du secteur et à la puissance du tube luminescent) se trouve couramment dans le commerce pour un prix relativement peu élevé... et de ce fait, il n'y a vraiment aucun intérêt à chercher à construire cela soi-même.

**RR - 3.28 - M. Gérard OLAZ-
CUAGA, Saint-Jean-de-Luz.**

Nous ne disposons d'aucun schéma correspondant à ce que vous recherchez... et surtout réalisable par l'amateur.

RR - 3.29 - M. Thomas BIEBER (sans adresse sur la lettre).

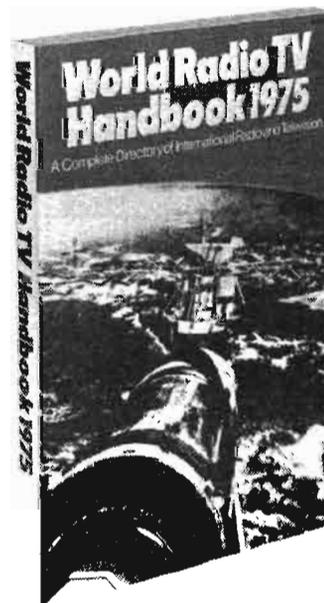
Si vous utilisez quatre haut-parleurs de 15 watts, il est absolument évident que la puissance **admissible** par le groupement sera de 60 watts. Ce qui ne signifie pas que la puissance sonore délivrée correspondra à 60 watts...

Si la puissance délivrée par l'amplificateur est de 15 watts par exemple, vous n'aurez toujours que 15 watts, soit avec un seul haut-parleur, soit avec les quatre haut-parleurs.

Mais avec le groupement des quatre haut-parleurs, vous pourriez utiliser un amplificateur de 60 watts...

Autre précision : pour que le groupement réalisé présente la même **impédance** qu'un haut-parleur considéré seul, les quatre haut-parleurs devront être connectés deux par deux en série-parallèle.

VIENT DE PARAITRE



WORLD RADIO T.V. HANDBOOK 1975

29e édition

Un ouvrage unique au
monde

Les fréquences et les
heures d'émissions en
langues française et
étrangère de tous les
émetteurs du globe

texte en anglais

Un ouvrage de
440 pages - **39 F.**

EN VENTE A LA

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque - 75010 - PARIS
Tél : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 3 F. pour frais
d'envoi à la commande - Tous nos envois sont en port recommandé.)

RR - 3.30-F - M. TOLBANOS, 68 Mulhouse.

1° Selon votre demande, la figure RR-3.30 représente le brochage du circuit intégré SN 72711 en boîtier « dual in line » (type TO 116 - brochage G 006):

+ V	11
- V	4
Entrée 1 inv.	2
non invers.	3
Entrée 2 invers.	6
non invers.	5
S 1	13
S 2	9
Sortie	10
Masse	12

2° Dans nos documentations, nous n'avons trouvé aucun circuit intégré (logique) immatriculé 944. Quelles sont ses fonctions ? Quel en est le fabricant ? (ou la marque ?). Nous ne pouvons donc pas vous indiquer un correspondant ou un type de remplacement éventuel.

RR - 3.31 - M. L. BROT, 04 Manosque.

1° Des dispositifs de synchronisation pour projecteur muet et magnétophone ont été décrits dans les numéros 271 et 318 de la revue RADIO-PLANS.

Le vendeur du filtre que vous employez a dû (ou doit) vous fournir également une notice donnant tous renseignements utiles sur l'utilisation, le montage et le branchement de cet organe.

2° Un filtre céramique se situe effectivement au premier étage de l'amplificateur F.I.

3° Pour vos transformateurs F.I. sur 455 kHz nécessaires aux étages faisant suite au filtre, vous pouvez consulter OREGA ou OREOR, par exemple. Mais, comme vous n'êtes pas professionnel, il faut les faire commander par l'intermédiaire d'un radio-électricien de votre ville ou de votre région.

Si nous nous reportons à votre schéma, il vous faut seulement deux transformateurs de ce type. En effet, comme nous vous l'avons dit, les transformateurs T1 et T2 doivent disparaître ; T3 et T4 sont maintenus ; mais T5 est absolument superflu...

RR - 3.33 - M. J.-C. RUBY, 69 Bron.

1° Il existe différents types d'atténuateurs ; les plus répandus sont dits en T (pour une liaison asymétrique) et en H (pour une liaison symétrique). Nous disons bien les plus répandus, car il existe encore beaucoup d'autres dispositions possibles.

De toutes façons, les atténuateurs n'utilisent que des résistances. En conséquence, s'ils sont bien réalisés pratiquement, si les résistances employées sont du type à couche de carbone ou à couche métallique (c'est-à-dire non inductives), les atténuateurs n'altèrent pas la forme du signal à atténuer, et leur atténuation (en dB) ne varie pas avec la fréquence.

2° Calibrateur 1 volt crête à crête pour oscilloscope. Veuillez vous reporter, soit à notre numéro 1304 page 204 ; soit à l'ouvrage DÉPANNAGE MISE AU POINT AMÉLIORATION DES TÉLÉVISEURS, 6^e édition, pages 15 et 16 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

RR - 3.36 - M. Vincent MORLE, 27 Evreux.

1° L'amplificateur BF décrit à la page 176 du numéro 1483 est une réalisation commerciale de

« Magnetic-France » vendue toute prête à l'utilisation. A notre connaissance, il ne s'agit pas d'un kit à construire par l'amateur, et c'est la raison pour laquelle nous ne disposons pas du dessin de la plaquette du circuit imprimé. Le cas échéant, essayez de consulter directement cette firme (175, rue du Temple, 75003 PARIS).

Même remarque en ce qui se rapporte à la fourniture éventuelle des matériels.

2° Concernant ce montage, voici les éclaircissements souhaités sur les points que vous ne comprenez pas :

Figure 2 : Vous avez la sortie notée + HT (ou + 45 V) que l'on retrouve sur la figure 3. La sortie notée 0 aboutit à la masse.

Figure 3 : L'entrée se situe entre E et la masse ; la sortie se situe entre S et la masse. Comparez avec le schéma général de la figure 1.

Figure 1 : R 11 est une résistance ajustable.

3° Dans un tout autre ordre d'idée, disons qu'il n'est pas recommandé d'utiliser le petit transformateur UST 001 pour modulateur de lumière à la suite d'un amplificateur BF dont la puissance excède 15 à 20 watts.

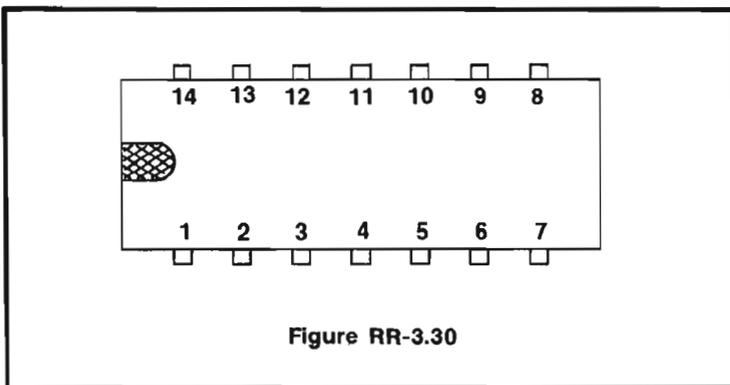


Figure RR-3.30

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTROLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA

Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES sur DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet
75017 PARIS
Téléphone : CAR. 27-56
USINE : 42, av. du Général-Leclerc (91) BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

2° La bonne solution (et la meilleure) est certainement la bande magnétique « couchée » sur le bord du film (enregistrement sonore avec la caméra et reproduction sans problème !)

RR - 3.32 - M. Paul GUICHARD, 01 Pont-de-Vaux.

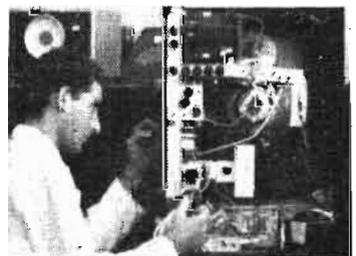
Nous ne sommes pas d'accord avec le schéma d'amplificateur F.I. pour récepteur de trafic que vous nous soumettez.

1° Un filtre céramique « passe-bande » ne se monte pas entre deux transformateurs « moyenne fréquence » classique... Selon la constitution interne du filtre :

a) Ou bien il se monte seul entre deux transistors ou circuits intégrés, par l'intermédiaire de bobines d'arrêt, de résistances, de condensateurs de liaison et d'adaptation ;

b) ou bien (s'il s'agit d'un filtre hybride), il se monte effectivement avec un ou deux bobinages, mais des bobinages spécialement conçus pour le filtre (mais sûrement pas avec des transformateurs MF ordinaires).

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE
L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES **RADIO-ÉLECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT

(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
Documentation sur demande HRB

BON à découper et renvoyer à l'adresse HRB23
avec engagement de la documentation gratuite
Nom : _____
Prénom : _____
Adresse : _____

infra
AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

LA MAINTENANCE DES ÉMETTEURS S.S.B.

AMIS OM, ne vous est-il jamais arrivé d'entendre sur les bandes attribuées aux radio-amateurs des émissions en B.L.U. absolument exécrables, soit parce qu'elles s'étalent sur 25 à 30 kHz (tenant ainsi bien plus de place qu'une émission correcte en AM !), soit parce qu'elles sont parfaitement « indécodables », incompréhensibles...

Nous le savons, la mode est à l'achat d'un transceiver du commerce, tout prêt, en état de marche, etc. Pas besoin d'être technicien ; n'importe qui (ou presque) peut être radio-amateur... Pas besoin d'avoir de l'outillage ou des appareils de mesure ; il n'y a qu'à appuyer sur le bouton et « ça marche »...

Hélas, c'est bien là qu'est le drame ! Car si tout va généralement bien au début, il n'en reste pas moins qu'un transceiver est un appareil électronique susceptible de se dérégler ; de ce fait, il importe de le vérifier, de le remettre

au point périodiquement. Or, si l'OM ne possède pas la technicité suffisante et les appareils de mesure et de mise au point adéquats, c'est la catastrophe... C'est ce qui nous vaut (après un certain temps de fonctionnement) ces émissions d'une qualité détestable (dont nous parlions plus haut) qui empoisonnent nos bandes et gênent terriblement les liaisons voisines en fréquence.

Nous allons maintenant exposer les règles générales à suivre lors de la mise au point d'un émetteur S.S.B. quel qu'en soit le type.

Il va sans dire que certains appareils de mesure sont absolument indispensables pour mener à bien une telle mise au point ; nous pouvons citer : un oscilloscope, un voltmètre électronique et un générateur BF. D'autres petits dispositifs accessoires nous seront également nécessaires, mais nous pourrions les réaliser rapidement.

Disons aussi que le radio-ama-

teur fera bien de se reporter aux schémas, à la notice technique, de son appareil, ce qui pourra l'aider dans la marche à suivre ou la localisation de tel circuit ou de tel organe de réglage.

VÉRIFICATION DU MODULATEUR ÉQUILIBRÉ

On sait que le cœur de tout émetteur ou excitateur S.S.B. est son modulateur équilibré dont le rôle essentiel est de déclencher l'excitation HF qui sera appliquée à l'étage final de puissance en fonction de la modulation. En l'absence de modulation, il ne doit y avoir aucune excitation HF appliquée à l'étage final et, en conséquence, aucun signal HF rayonné (ou, en tout cas, il doit être d'une valeur négligeable).

Le premier travail consiste donc à vérifier le comportement de ce modulateur équilibré, et le

cas échéant, à en faire la mise au point. Pour cela, nous devons procéder comme il est montré sur la figure 1. Un signal sinusoïdal issu du générateur BF est appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF de l'émetteur ; d'autre part, le signal de sortie du modulateur est appliqué, pour examen, à un oscilloscope (déviations verticale et balayage selon la fréquence du signal BF de façon à obtenir deux ou trois cycles sur l'écran).

Les oscillogrammes susceptibles d'être obtenus sont représentés sur la figure 2 :

— en A, le modulateur ne fonctionne pas correctement ; il est déséquilibré. Dans de telles conditions l'émetteur rayonnerait un signal HF modulé en amplitude à 50 % environ.

— En B, l'amplitude moyenne du signal HF est réduite par rapport au cas précédent, et ce signal HF se trouve modulé en amplitude à 100 %. Notons que nous nous replaçons ici dans les mêmes

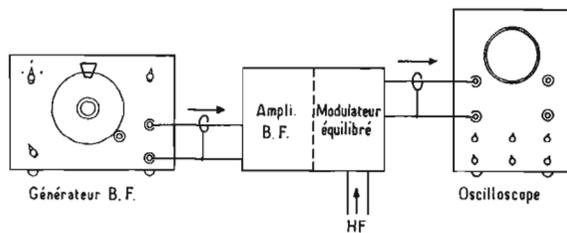


Fig. 1

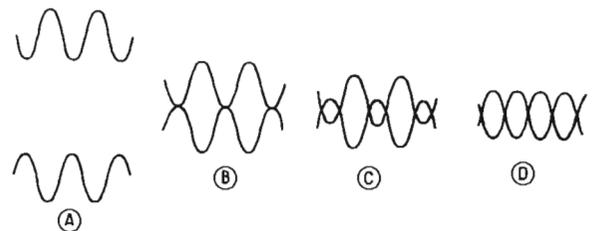


Fig. 2

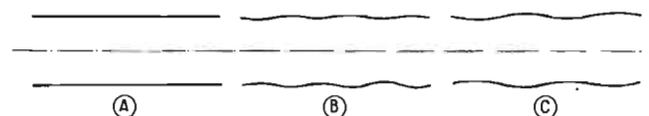


Fig. 3

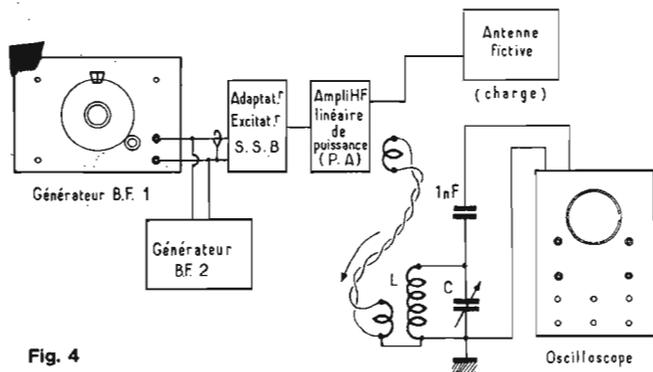


Fig. 4

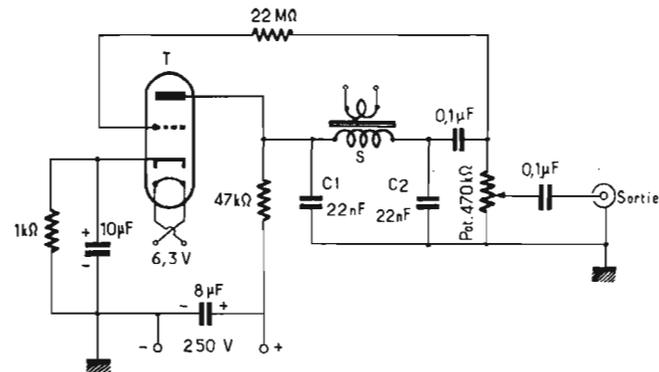


Fig. 5

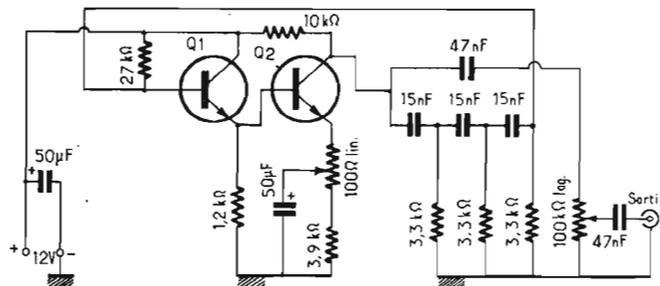


Fig. 6

conditions que lors d'une transmission normale en AM en modulation complète.

— En C, l'équilibrage du modulateur est amélioré. Cette forme particulière de l'oscillogramme est due à l'inversion de phase à la sortie. Si l'on se place au point de vue spectre de fréquences, disons que les amplitudes des bandes latérales ne varient pas par rapport aux conditions A ou B par exemple, mais par contre l'amplitude de l'onde porteuse diminue nettement.

— Enfin en D, l'oscillogramme montre les conditions du réglage parfait en modulateur équilibré. Dans le spectre de fréquences, l'onde porteuse est entièrement annulée; seules subsistent les deux bandes latérales de modulation, dont l'une (la bande inférieure ou la bande supérieure, selon le cas) sera à son tour totalement supprimée au moyen d'un filtre ou au moyen d'un déphaseur, suivant la conception de l'émetteur.

Ce réglage parfait dans l'équilibrage du modulateur étant obtenu, nous pouvons maintenant connecter l'oscilloscope à la sortie du circuit filtre ou déphaseur faisant suite. Ici, trois types d'oscillogrammes peuvent être observés et nous les avons représentés sur la figure 3 :

— En A, l'enveloppe du signal HF offre des limites inférieure et

supérieure tout à fait rectilignes. Les réglages sont parfaits; la bande latérale à supprimer est effectivement et totalement supprimée.

— En B, au contraire, certains réglages du filtre ou du déphaseur sont à revoir. Les limites supérieure et inférieure de l'enveloppe du signal HF sont légèrement ondulées; il doit subsister une certaine amplitude de la bande latérale qui aurait dû être supprimée. De ce fait, il y a modulation BF dont la fréquence est égale à la différence entre les fréquences des deux bandes latérales; en d'autres termes, si le signal BF issu du générateur est par exemple de 800 Hz, la modulation (ou l'ondulation) du signal HF sera de 1 600 Hz.

— En C, nous avons également une ondulation de l'enveloppe du signal HF; mais nous voyons que la fréquence est moindre (exactement la moitié du cas précédent). Ici, la suppression de la bande latérale à rejeter est effective, mais il subsiste un peu trop de l'onde porteuse qui aurait dû être éliminée par le modulateur équilibré. Dans ce cas, la fréquence des ondulations du signal HF est égale à la fréquence appliquée issue du générateur BF, et c'est donc sur le modulateur équilibré que les retouches de réglage doivent porter. Mais si le modulateur équilibré a été soigneusement

réglé comme nous l'avons exposé précédemment (obtention de l'oscillogramme D de la figure 2), ce défaut ne devrait pas être rencontré ici, après le circuit d'élimination de la bande latérale à rejeter.

Naturellement, les cas B et C de la figure 3 peuvent s'ajouter et être simultanément présents. Il convient alors de procéder méthodiquement, par élimination, pour déterminer l'étage en cause.

VÉRIFICATION DE L'AMPLIFICATEUR LINÉAIRE

A la sortie de l'excitateur (ou adaptateur) S.S.B. proprement dit, l'émetteur comporte un amplificateur linéaire de puissance HF, ce dernier pouvant avoir un ou plusieurs étages. Il est donc normal, avant d'aller plus loin dans nos examens de s'assurer que cet amplificateur est bien placé dans les conditions requises pour que son fonctionnement soit parfaitement linéaire.

En premier lieu, il importe de vérifier les tensions d'alimentation, la polarisation, la valeur de l'excitation HF appliquée, le point de fonctionnement de l'étage amplificateur HF, ou de chaque étage s'il y en a plusieurs. Ces

conditions de fonctionnement doivent être strictement conformes à celles qui sont indiquées dans les caractéristiques de la lampe (ou du transistor) utilisée pour la classe d'amplification considérée.

L'étage final de puissance étant généralement équipé d'une ou de deux lampes, il nous faut surtout respecter la tension de polarisation et le courant anodique au repos (sans modulation). La polarisation doit être ajustée exactement à la tension requise; en outre, cette tension doit être rigoureusement stable en période de modulation. Quant au courant anodique au repos, il est fonction de cette tension de polarisation, de la tension anodique et de la tension d'écran. Si ces trois tensions sont correctes, le courant anodique de repos doit, lui aussi, être correct.

Concernant l'intensité anodique, n'oublions pas que le milliampèremètre qui la mesure n'indique pas — et ne peut pas indiquer — l'intensité de crête, surtout en modulation vocale. Tel émetteur peut comporter un étage final HF dont l'intensité anodique indiquée par le milliampèremètre est de 50 mA au repos et de l'ordre de 250 mA durant la modulation par la voix; cela correspond à des crêtes réelles de 360 à 370 mA environ.

Un autre point à surveiller de

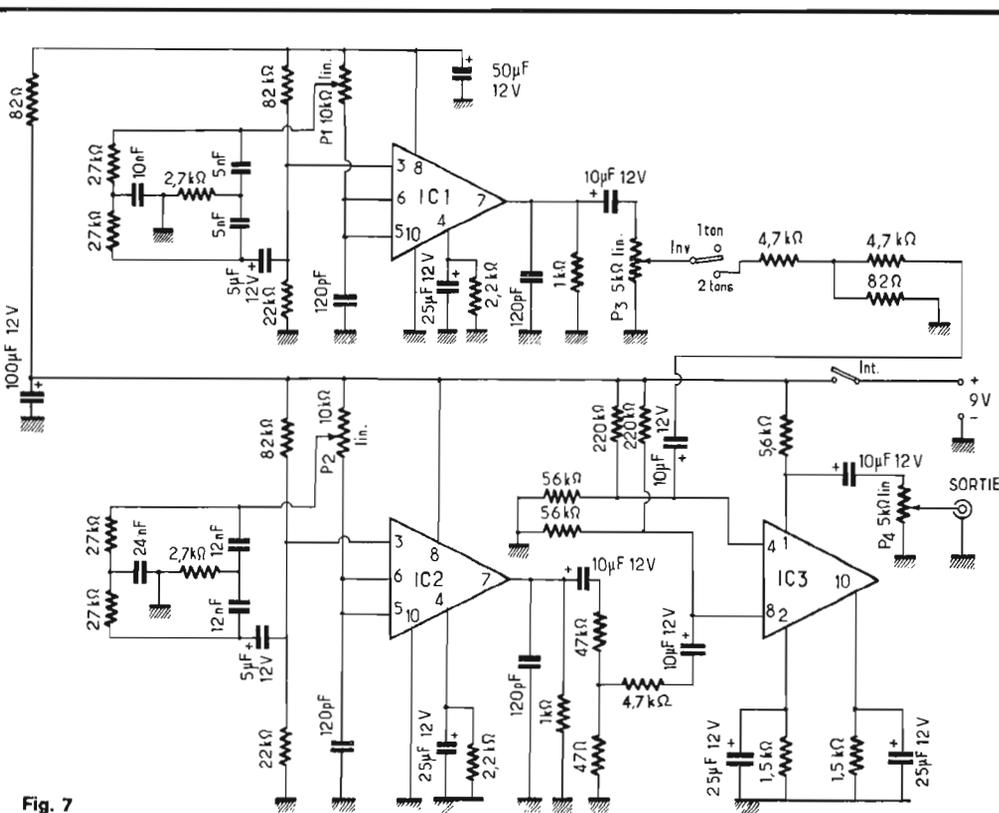
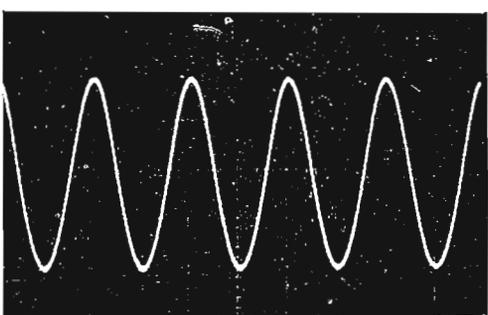
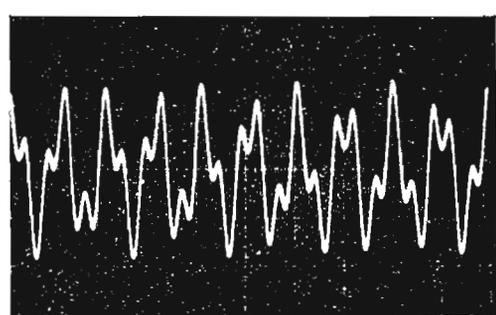


Fig. 7



1



2

Fig. 8

très près également en ce qui concerne l'étage final PA est son **parfait neutrodynage** ; pour cela, il est sage de se reporter à la notice technique du transceiver et de suivre scrupuleusement la marche des opérations indiquée par le constructeur pour l'obtention de ce neutrodynage correct.

Le niveau HF du signal S.S.B. issu de l'excitateur en période de modulation et appliqué à l'entrée de l'amplificateur linéaire, doit être ajusté à la valeur requise (par variation du couplage inter-étage, par exemple) ; une mesure de cette tension HF au voltmètre électronique muni de sa sonde haute fréquence est intéressante à faire. Nous pourrions d'ailleurs ajuster exactement cette excitation par les examens oscilloscopiques qui vont suivre.

Un point extrêmement important à rappeler est le suivant : on sait qu'il n'est pas recommandé de procéder à des essais ou des mesures sur un émetteur connecté à son antenne normale (rayonnante) ; il faut utiliser une antenne fictive. Mais il importe que cette antenne fictive apporte très exactement la même charge à l'étage final HF que l'antenne réelle. S'il n'en était pas ainsi, toute appréciation de la linéarité serait illusoire, cette dernière étant aussi fonction pour une grande part de l'exactitude de la charge de l'étage final. En d'autres termes, on pourrait fort bien avoir une amplification bien linéaire sur antenne fictive, et incorrecte avec l'antenne réelle (ou inversement).

EXAMEN GLOBAL DE L'ÉMETTEUR

Nous pouvons maintenant passer à l'examen global de l'émetteur S.S.B. Une méthode couramment mise en œuvre et qui nous vient des U.S.A. est la méthode dite « double-ton ». Cette terminologie est justifiée par le fait que deux signaux BF de fréquences différentes (mais de même amplitude) sont appliqués simultanément à l'entrée de l'amplificateur modulateur. L'ensemble de cet arrangement est schématisé sur la figure 4.

L'émetteur étant normalement chargé à la valeur correcte (important) par une antenne fictive, on prélève une fraction de

l'énergie HF disponible en sortie à l'aide d'une bobine de 1 à 2 tours couplée de façon assez lâche au circuit accordé final de l'amplificateur HF (PA).

Comme nous allons opérer en haute fréquence et à haut niveau, il importe d'attaquer directement les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope. Pour cela, un circuit adaptateur d'impédance est nécessaire, et il est constitué par le circuit accordé LC. Ce circuit reçoit l'énergie HF au moyen d'une autre bobine de 1 à 2 tours également, reliée par ligne torsadée ou coaxiale à la précédente. Les caractéristiques de L et de C sont évidemment telles que ce circuit puisse s'accorder dans la bande de fréquences de fonctionnement de l'émetteur.

À l'entrée BF, il nous faut disposer de deux générateurs, l'un produisant un signal à 1 000 Hz, environ, l'autre produisant un signal à 400 Hz environ, par exemple (ou bien, l'un à 2 000 Hz et l'autre à 800 Hz).

Si l'on possède effectivement deux générateurs BF, il n'y a aucune difficulté ; dans la négative, on peut rapidement résoudre le problème en construisant un petit oscillateur BF (générateur N° 2) d'après le schéma de la figure 5.

Tout radio-amateur possède certainement au fond d'un tiroir une petite triode T quelconque, genre 6C4, 1/2 ECC82, etc. et le montage de cet oscillateur BF est extrêmement facile. Le schéma proposé se passe de tout commentaire. Disons seulement que les alimentations de chauffage et de haute tension peuvent être provisoirement prélevées sur n'importe quel appareil, récepteur, ou autre. Le bobinage S est constitué par le primaire d'un petit transformateur de sortie pour haut-parleur (secondaire non utilisé) ; la fréquence d'oscillation (selon les caractéristiques de la bobine S) peut être modifiée et ajustée par changement des capacités C₁ et C₂ ; enfin, l'amplitude de sortie est réglable par la manœuvre du potentiomètre de 470 kΩ.

Une autre solution réside dans la réalisation d'un petit générateur BF à transistors dont la figure 6 représente le schéma ; il s'agit d'un simple oscillateur sinusoïdal à résistances et capacités qui se passe de tout commentaire. Les transistors Q₁ et Q₂ identiques peuvent être des types 2 N 1711, 2 N 2222, 2 N 2926, 2 N 3704, etc. Le potentiomètre

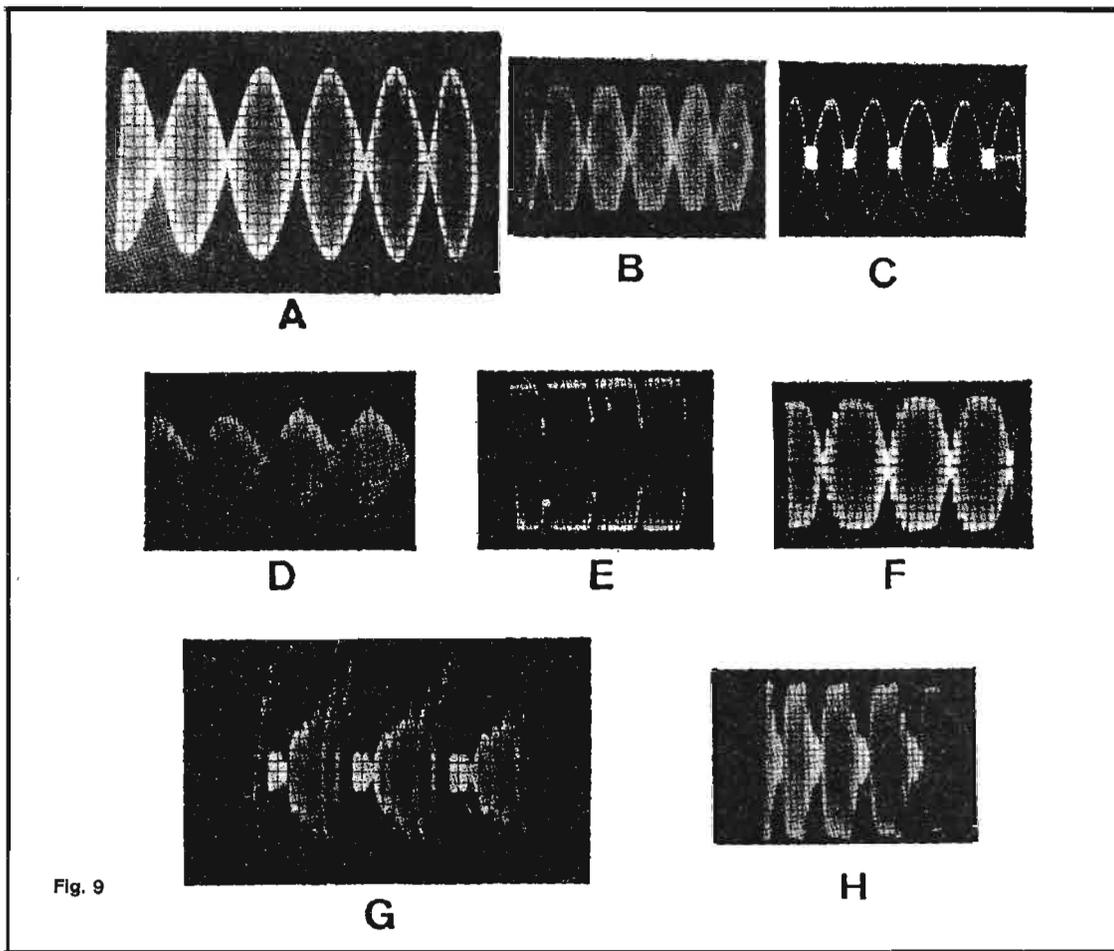


Fig. 9

de 100Ω linéaire est à ajuster pour l'obtention d'un signal sinusoïdal pur. Les valeurs sont données pour une fréquence de l'ordre de 400 Hz.

Rappelons encore que les amplitudes des signaux BF issus des générateurs 1 et 2 doivent être égales ; il faudra donc les mesurer au voltmètre électronique et les égaliser par le potentiomètre de sortie de chaque générateur. Un autre procédé consiste à examiner simultanément ces signaux à l'oscilloscope (entrée amplificateur V et réglage de la fréquence de balayage en conséquence), puis à égaliser ainsi les amplitudes respectives.

Voyons maintenant le cas où l'on ne possède même pas le premier générateur BF ; il suffit alors de réaliser directement et totalement un générateur BF « deux tons ».

Le schéma du montage proposé (QST 05/70) est représenté sur la figure 7. Nous avons deux oscillateurs à résistances et capacités en double T ; le premier (avec circuit intégré IC₁) fonctionne sur 2 000 Hz ; le second (avec circuit intégré IC₂) fonctionne sur 800 Hz.

Si l'on veut bien obtenir les fréquences indiquées, il faudra

notamment respecter les valeurs des capacités équipant les « double T » ; le cas échéant, on pourra arriver aux valeurs indiquées par assemblage de condensateurs type céramique en parallèle.

Les circuits intégrés IC₁ et IC₂ oscillateurs sont du type KD 2114 (de R.C.A.).

Le circuit intégré IC₃ du type KD 2116 (de R.C.A.) est utilisé en mélangeur. Les signaux BF appliqués à ses entrées sont convenablement affaiblis par des atténuateurs à résistances afin d'éviter toute saturation. Un inverseur INV, permet le fonctionnement à un ton (800 Hz) ou à deux tons (800 + 2 000 Hz) en mélange. En outre, un potentiomètre P₃ permet d'ajuster le niveau du signal à 800 Hz, ces deux niveaux devant être identiques.

Le potentiomètre P₄ permet de régler l'amplitude du signal BF résultant nécessaire à l'utilisation.

Lors de la mise au point, la vérification du signal de sortie doit se faire à l'oscilloscope. L'oscillogramme (1) de la figure 8 représente le signal pour le fonctionnement « un ton » (800 Hz). Pour obtenir une forme sinusoïdale parfaite, l'ajustage du potentiomètre P₁ de réaction est très critique ; il doit être réglé juste pour

l'entrée en oscillation du montage, sans plus. Il en est d'ailleurs exactement de même pour le potentiomètre P₂ (oscillateur 2 000 Hz). Naturellement, ces potentiomètres se règlent une fois pour toutes lors de la mise au point.

L'inverseur étant en position « deux tons », on règle le potentiomètre P₃ afin d'obtenir l'oscillogramme (2) de la figure 8. On remarquera que les amplitudes maximales de crête doivent être sensiblement identiques dans les deux cas.

Le signal composite (c'est-à-dire les deux signaux BF mélangés) étant ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF de l'émetteur, on pourra ajuster son amplitude générale à l'aide du potentiomètre normalement prévu sur cet amplificateur.

Le signal composite à « double ton » va donc produire, à la sortie de l'émetteur, deux signaux HF dont les fréquences seront distantes de quelques centaines de hertz. Normalement, l'enveloppe combinée des deux signaux doit produire l'oscillogramme très correct représenté en A sur la figure 9.

Malheureusement, le cas échéant, on pourra aussi obtenir

des oscillogrammes incorrects dont nous donnons quelques échantillons, avec les causes probables des défauts observés :

B : écrasement des points = trop d'excitation.

C : accroissement des points de rencontre des deux sinusoïdes, empatement de la ligne centrale lumineuse = polarisation trop importante.

D : image floue = présence d'oscillations parasites à fréquences élevées.

E : excès d'excitation avec oscillations parasites à fréquences élevées.

F : oscillations parasites à la fréquence fondamentale avec surcharge dans l'excitation.

G : cet oscillogramme n'est plus obtenu par la méthode « double ton », mais normalement en parlant devant le microphone d'un émetteur S.S.B. correctement réglé ; c'est ce que l'on doit observer après les mises au point donnant l'oscillogramme A. Le balayage de l'oscilloscope étant réglé vers 30 à 50 Hz, on distingue parfaitement les crêtes qui sont propres et pointues.

H : oscillogramme obtenu dans les mêmes conditions que le précédent, mais on voit que les crêtes sont aplaties, notamment à cause d'un excès d'excitation HF.

Pour terminer, rappelons que les vérifications que nous venons d'exposer doivent être faites périodiquement systématiquement sur tout émetteur ou transceiver S.S.B.

Tout radio-amateur doit pouvoir mener à bien ces travaux de vérification et de mise au point. Avec un équilibrage soigné du modulateur, un étage final PA parfaitement neutrodyné, non sur-excité et non surchargé, la transmission en B.L.U. doit être correcte, sans apporter la moindre gêne aux OM voisins en fréquence. Certes, des appareils de mesure sont nécessaires ; mais il est inadmissible, à l'heure actuelle, qu'un radio-amateur ne possède que son... transceiver, sans l'accompagnement de ce minimum d'appareils de mesure indispensables.

Bibliographie :

L'Émission et la Réception d'Amateur (Librairie Parisienne de la Radio).

Roger A. RAFFIN
F3AV

MEMOIRE PROGRAMMABLE

RAM 146

POUR COMMUNICATIONS

RTTY

GRÂCE à des circuits intégrés largement répandus à notre époque sur le marché des composants électroniques, il a été possible de réaliser cette mémoire qui remplacera dans bien des cas les bruyants perforateurs et autres lecteurs de bandes.

D'un emploi extrêmement simple, cette mémoire peut dans la version présentée ci-dessous conserver, à disposition de l'opérateur, un message de 146 signes, ce qui correspond environ à deux lignes complètes d'une page de télé imprimeur, mais une adaptation simple permet de porter sa capacité à 365 signes.

La mise en mémoire du message s'effectue à l'aide du clavier du téléimprimeur, et la lecture du programme ainsi enregistré est commandée par un simple bouton poussoir, elle peut même être répétée indéfiniment pour des essais par exemple, sans intervention de l'opérateur à la fin du message.

Prévue pour être utilisée avec un convertisseur type ST5 ou ST6, cette mémoire est suffisamment souple pour être adaptée à d'autres convertisseurs.

La partie mémoire proprement dite utilise des mémoires vives en technologie MOS du type C1101A dont la capacité est de 256 bits, donc en utilisant quatre de ces circuits séparément, il est possible d'atteindre une capacité de 1024 bits soit comme nous l'expliquerons plus loin 146 signes RTTY.

Nous rappellerons tout d'abord qu'un signal RTTY se compose, à la vitesse de 45,45 bauds, d'une

impulsion start de 22 millisecondes, de 5 impulsions caractéristiques devant chacune 22 millisecondes également et d'une impulsion stop de 31 millisecondes. Ces sept impulsions doivent être d'abord ramenées à un niveau compatible avec celui des circuits intégrés en logique TTL et ensuite introduites l'une après l'autre dans les circuits de mémoire à une place déterminée par l'état respectif des huit lignes d'adresse.

Le transfert d'information à l'intérieur des mémoires s'effectue au moment où une impulsion positive appelée impulsion d'écriture est appliquée à la mémoire en cours de « remplissage ». Pour des raisons de qualité de fonctionnement il est préférable que cette impulsion apparaisse au milieu de chaque intervalle de 22 millisecondes.

S'il est simple de produire cet intervalle standard de 22 millise-

condes, le problème de l'impulsion stop qui dure 31 millisecondes est un peu plus délicat à résoudre. Dans bien des réalisations, la solution simple consiste à faire durer cette impulsion 44 millisecondes, soit deux impulsions standard, mais dans le cas présent cette solution ne peut être adoptée d'une part en raison du ralentissement de la transmission ce qui n'est pas très gênant et d'autre part il y a surtout le fait que cha-

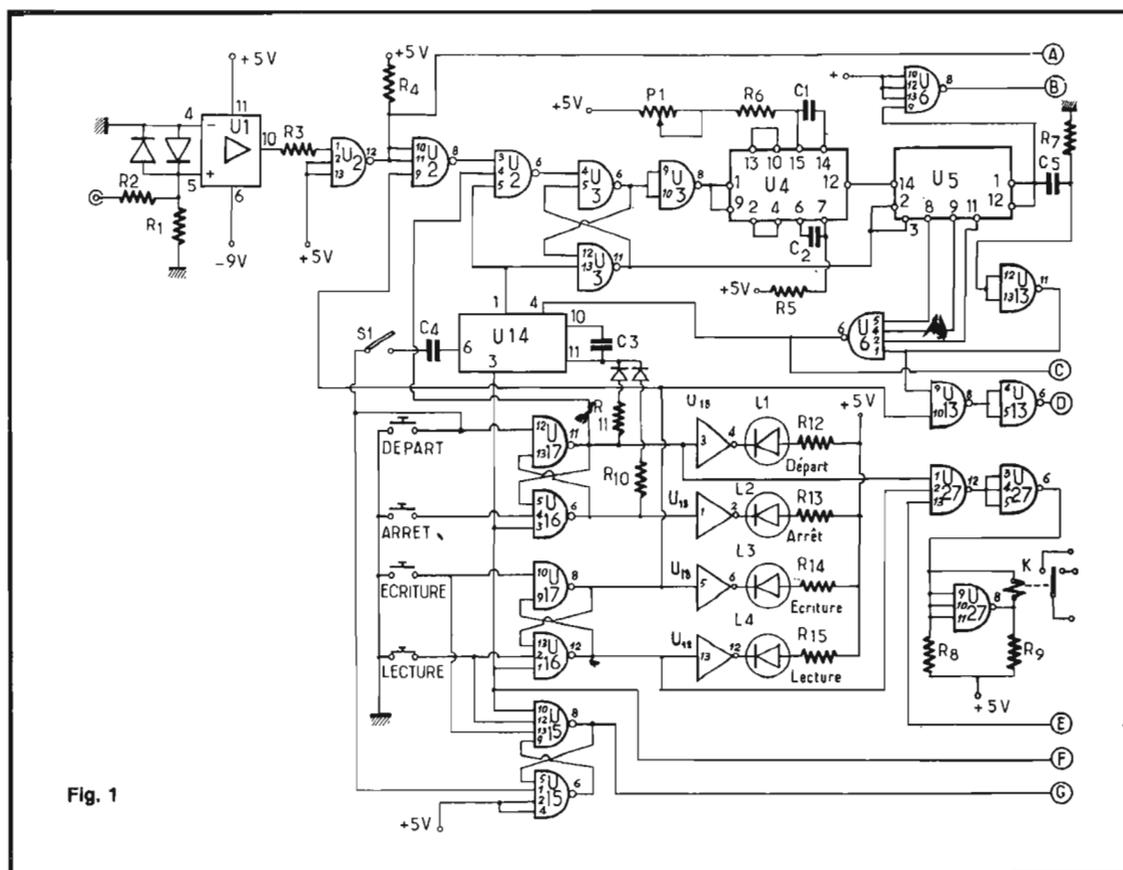


Fig. 1

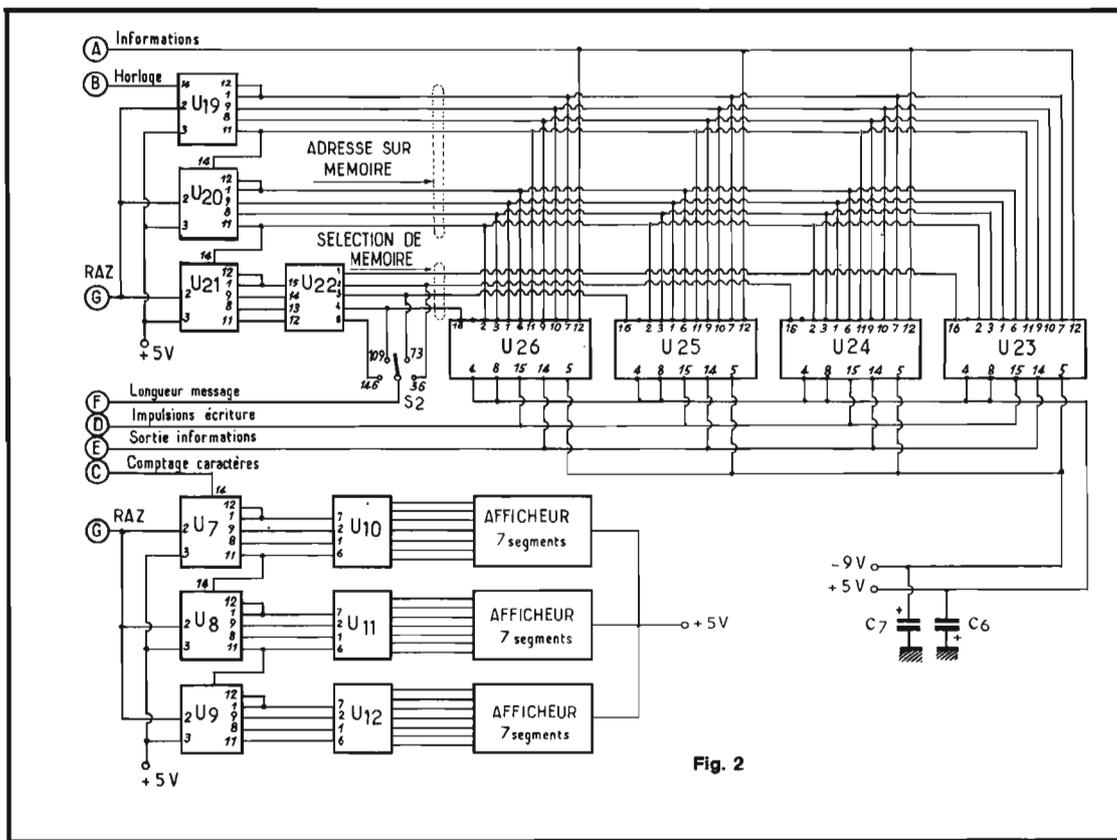


Fig. 2

que caractère comprend huit bits au lieu de sept ce qui entraîne une diminution du nombre de caractères qu'il est possible de mettre en mémoire.

Il a donc été décidé d'utiliser la demi-période de l'horloge soit 11 millisecondes et de lui ajouter une impulsion supplémentaire d'une durée de 20 millisecondes fournie par un multivibrateur monostable.

Avec un caractère composé de sept bits, chaque mémoire de 256 bits possède une capacité de 36 caractères complets et 4/7 d'un caractère aussi dans le cas où le message excède la capacité de la première mémoire, l'impulsion start et les trois premières impulsions caractéristiques du trente septième caractère sont « logées » dans la première mémoire tandis que les deux dernières impulsions caractéristiques et l'impulsion stop vont dans la seconde mémoire.

Afin de connaître lors de l'enregistrement ou de la lecture à quel endroit on se trouve, il est souhaitable d'utiliser un système d'affichage à 3 digits qui indique le numéro du caractère.

FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT

Un amplificateur opérationnel du type 741 est utilisé à l'entrée pour ramener les impulsions

fournies par le clavier ou la sortie du ST6 à un niveau compatible avec celui de la logique TTL. Ce circuit qui possède un gain élevé, admet bien d'être alimenté par des tensions non symétriques et l'on dispose pour les mémoires de +5 V et -9 V. Les crêtes de tension pouvant atteindre des niveaux relativement élevés, nous avons préféré protéger les

entrées par deux diodes genre 1N914 ou 1N4148 malgré la présence efficace du pont diviseur $R_2 - R_1$.

Le raccordement aux entrées 4 et 5 de U_1 doit être réalisé d'une manière telle que la sortie de U_1 amène l'entrée 1 de U_2 à 0 pour un mark et à 1 pour un space. Avec un ST5 ou un ST6 l'entrée 4 doit être reliée à la masse et

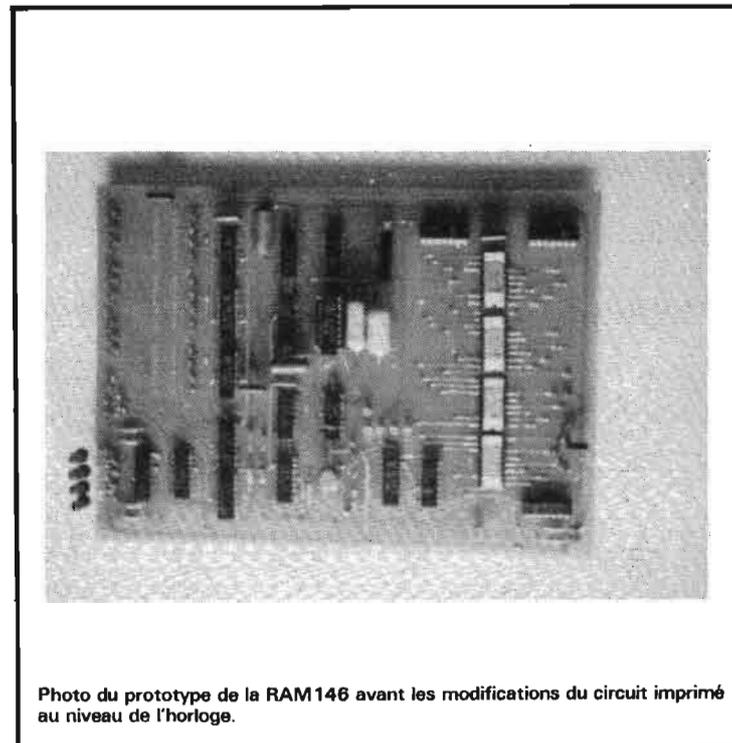


Photo du prototype de la RAM146 avant les modifications du circuit imprimé au niveau de l'horloge.

l'entrée 5 à la sortie FSK du convertisseur.

Le signal RTTY est ramené au niveau TTL sur la sortie 12 de U_2 . La deuxième partie de U_2 est utilisée afin de supprimer des perturbations dans le fonctionnement de l'horloge qui pourraient être causées par le signal d'entrée lorsque l'appareil est en position lecture.

En position écriture les entrées 4 et 9 de U_2 sont à 1 et une impulsion start appliquée à l'entrée fait basculer la sortie 6 de U_2 à 0. Le flip flop U_3 bascule immédiatement après, et sa sortie 6 passe à 1, ce qui autorise le démarrage de l'oscillateur U_4 réalisé à l'aide d'un double multivibrateur monostable 74123. La période de cet oscillateur est réglée à l'aide de P_1 à 11 millisecondes, le signal appliqué à l'entrée 14 de U_5 a sa fréquence divisée par deux (donc sa période multipliée par deux) sur les bornes 1 et 12 ce qui donne une période de 22 millisecondes utilisée pour commander les compteurs d'adresse U_{19} et U_{20} après inversion à l'aide de U_6 .

Le front négatif au centre du signal carré sur la sortie 12 de U_5 est utilisé pour générer une impulsion positive sur la sortie 11 de U_{13} .

La deuxième partie de U_6 permet d'obtenir sur la borne 6 de ce circuit une impulsion négative au moment où toutes les entrées sont à 1 ce qui se produit 11 millisecondes après le début de la septième impulsion c'est-à-dire de l'impulsion stop.

Cette impulsion commande le multivibrateur monostable U_{14} qui arrête l'horloge en envoyant par sa sortie 1 une impulsion négative de 20 millisecondes qui fait basculer U_3 dont la sortie 6 revient à 0.

Sur la sortie 6 de U_{13} on trouve également un train d'impulsion qui n'apparaît qu'en position écriture.

Les circuits U_{19} et U_{20} fournissent les adresses aux quatre mémoires vives en même temps, et lorsque les 256 bits de la première mémoire ont été remplis, la sortie 11 de U_{20} passe à 0 ce qui fait avancer les circuits U_{21} et U_{22} d'un pas afin de sélectionner la mémoire suivante ou de donner un ordre de fin de message.

L'impulsion de fin de message arrête la lecture ou l'écriture, remet à zéro le compteur de caractères et déclenche le multivibrateur monostable U_{14} . La durée des impulsions en sortie de U_{14} est fonction de l'état normal, la

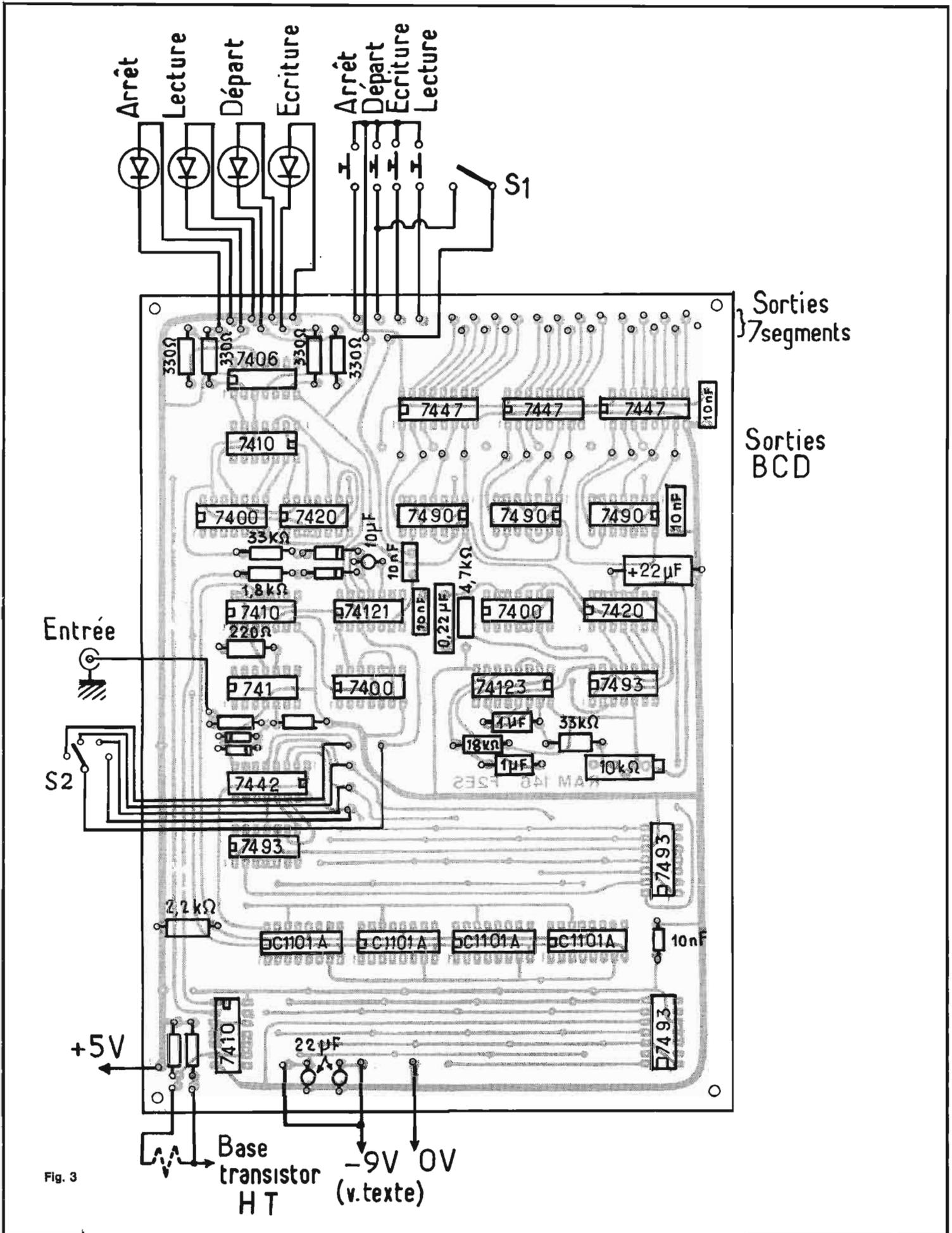


Fig. 3

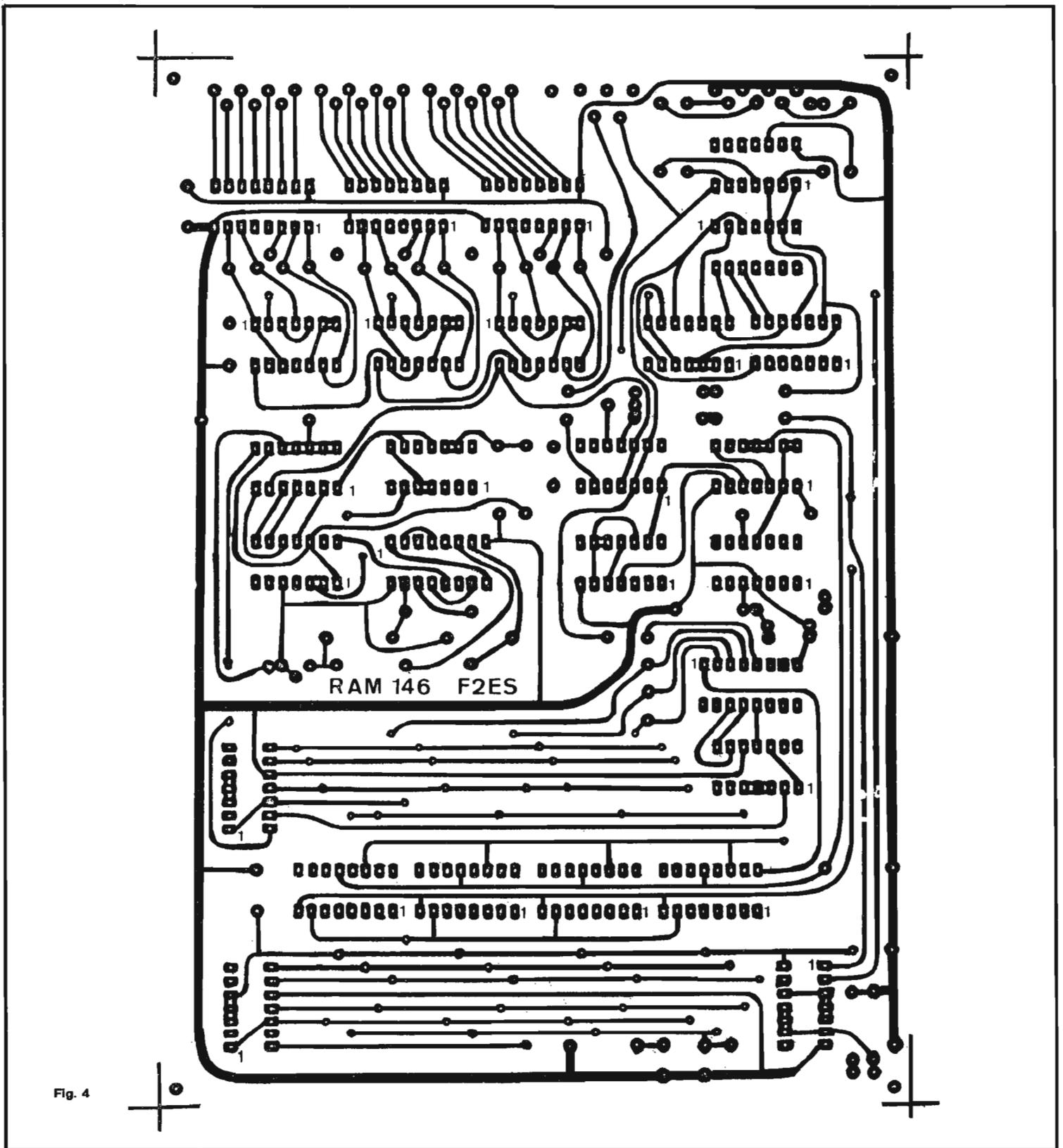


Fig. 4

sortie 11 de U_{17} est à 1 et l'impulsion générée par U_{14} est fonction de R_{11} et C_3 qui sont choisis pour que sa durée soit de 20 millisecondes. L'impulsion négative de fin de message en même temps qu'elle commande le déclenchement du monostable U_{14} fait s'inverser l'état des sorties 11 et 6 de U_{17} et U_{16} respectivement, et dans ces conditions la durée de

l'impulsion recueillie en sortie de U_{14} est déterminée par les valeurs de R_{10} et C_3 , celle-ci est plus longue qu'en fonctionnement normal afin de supprimer les caractères qui n'auraient pu être entièrement mis en mémoire à la fin du message, avant l'apparition d'un nouvel ordre de départ.

A la fin de cette longue impulsion, devant laquelle les affi-

cheurs sont bloqués, si l'interrupteur S_1 est fermé, une impulsion négative est envoyée par l'intermédiaire du condensateur C_4 sur l'entrée 12 de U_{17} qui bascule, se plaçant ainsi en position de lecture, et tout le message mis en mémoire est retransmis.

En position lecture, l'horloge est commandée par U_{14} , la porte U_{27} est libre, et les informations

en sortie de la mémoire commandent par son intermédiaire le relais K.

En position écriture, l'entrée de U_{27} est maintenue à 0 donc quel que soit le niveau appliqué sur les entrées 13 et 1 la sortie 12 ne peut être que 1 ce qui doit avoir pour effet de maintenir le contact du relais fermé.

Il est possible d'utiliser à la

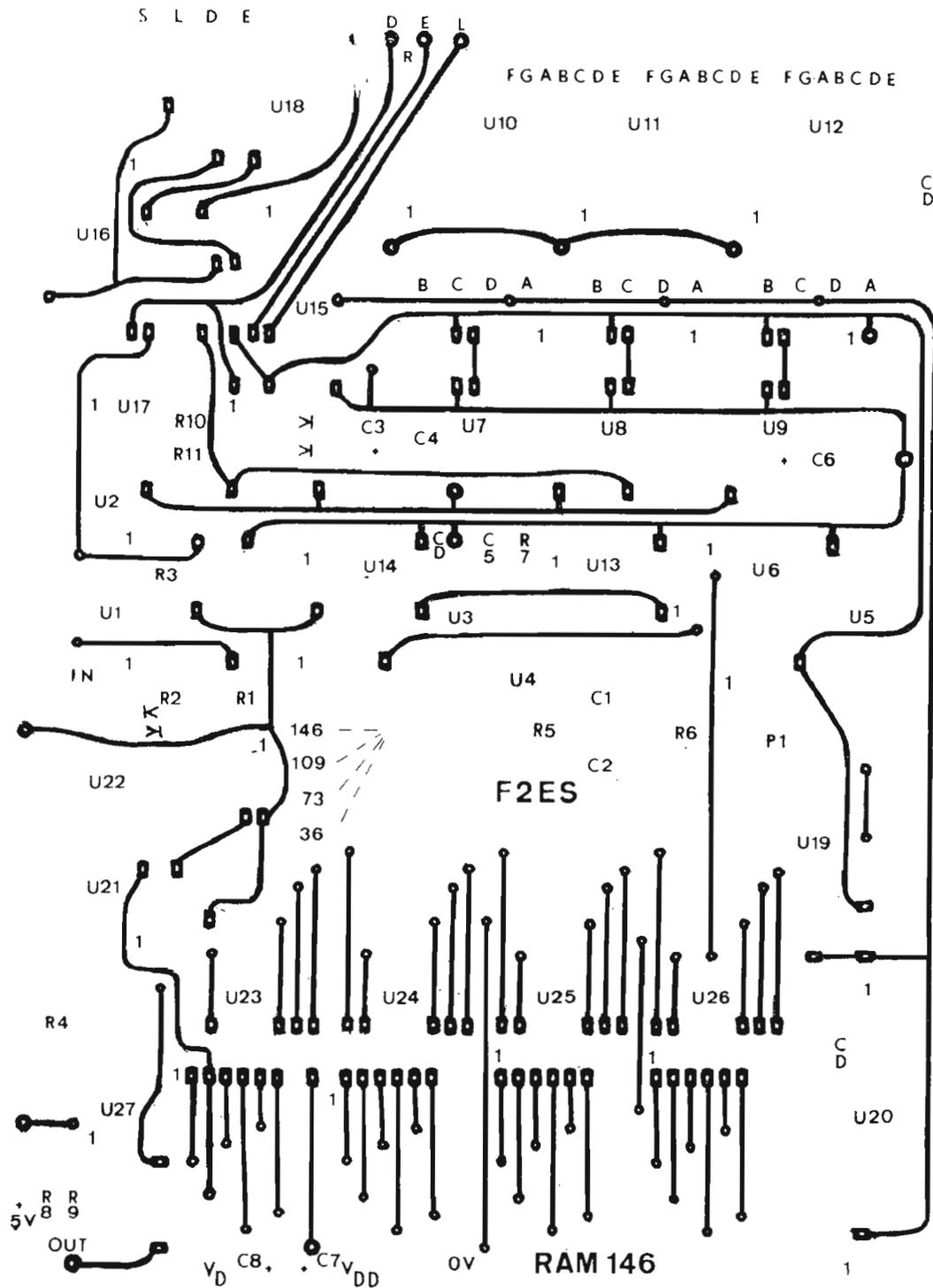


Fig. 5

place du relais un transistor haute tension genre MJE 340 ou plus simplement de confier le travail au transistor de commande du convertisseur. C'est ce que nous avons fait pour notre part au prix d'une modification mineure qui consiste à attaquer la base du transistor à travers une résistance de quelques 2 ou 3 kilohms par le signal de la sortie 8 de U₂₇.

Les afficheurs numériques, souhaitables mais pas vraiment indispensables, peuvent être du type que chacun désirera, aussi nous avons prévu sur le circuit imprimé la possibilité d'utiliser :

- soit des afficheurs avec décodeur incorporé qui sont commandés directement en BCD par les SN7490,
- soit des afficheurs 7 segments

alimentés sous 5 V pour lesquels il conviendra de monter les SN7447 (U₁₀ - U₁₁ et U₁₂) ce qui n'était pas nécessaire dans le cas précédent,

- soit des afficheurs 7 segments haute tension genre SPERRY série SP750 ou SP730 et dans ce cas le SN7447 sera remplacé par un DM880 (National Semiconductor) ou DD 700 (SPERRY)

dont le branchement est absolument identique, il suffit d'ajouter une résistance de 10 kilohms environ dont l'emplacement est prévu sur le circuit imprimé.

Sur le schéma nous n'avons représenté qu'une seule alimentation négative pour les mémoires, mais sur le circuit imprimé deux sont prévues car suivant les types il peut être nécessaire de relier les

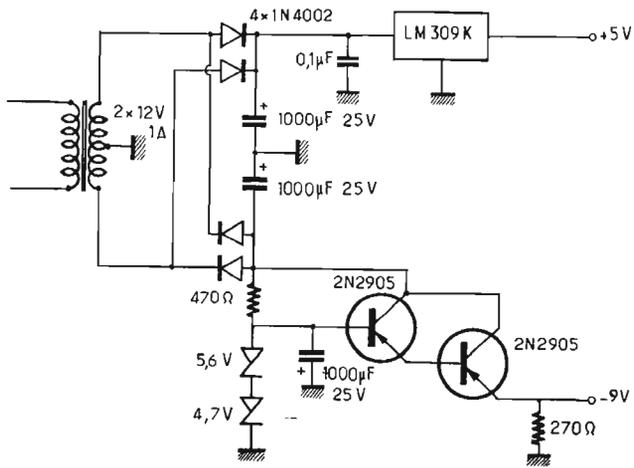
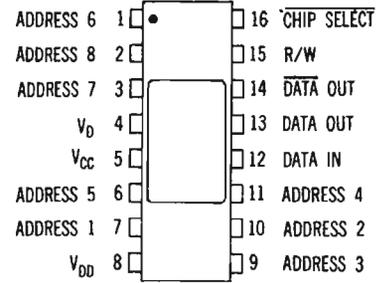
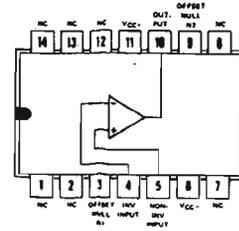


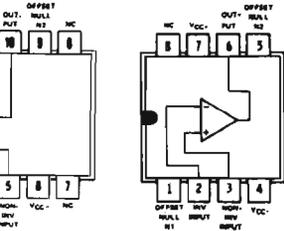
Fig. 6



MK 4007 (MOSTEK)
C1101 A (INTEL)



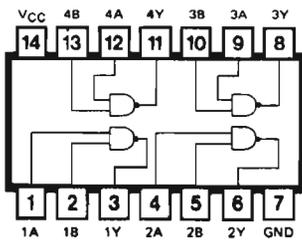
DIP



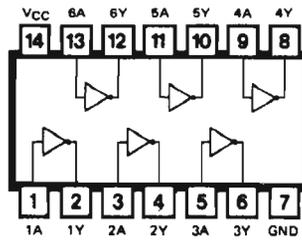
SN72741

MINI-DIP

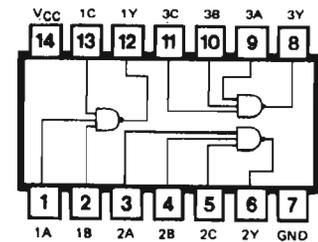
BROCHAGE DES BOITIERS UTILISES



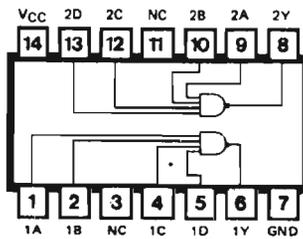
SN7400



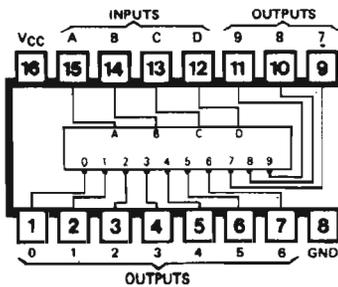
SN7406



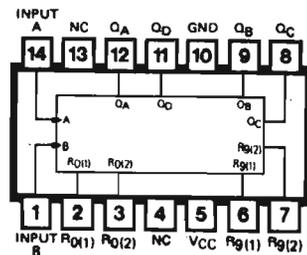
SN7410



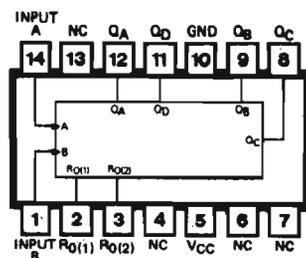
SN7420



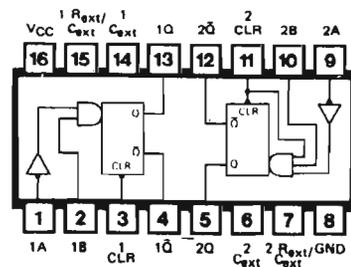
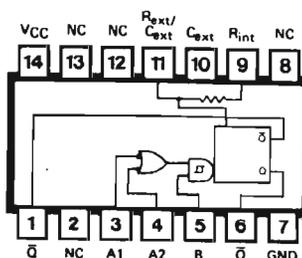
SN7442



SN7490



SN7493



bornes 4 et 8 à des niveaux de tension différents. Ainsi les circuits 1101 de Intel (Distributeur TÈKELEC) sont prévus pour un V_{DD} de -7 V et un V_D de -10 V., mais les 1101A de la même maison admettent -9 V pour V_D et V_{DD} , comme les RA.9.1101.A de General Instrument (Distributeur PEP à Montrouge).

Les TMS 1101 NC de Texas ne demandent également qu'une seule tension négative commune à V_D et V_{DD} mais de -10 V. Il sera donc souhaitable de vérifier sur les notices techniques si d'autres types étaient utilisés.

L'alimentation 5 V peut être réalisée avec un seul LM309K (National Semiconductor) alors pourquoi se compliquer l'existence avec une multitude de composants.

Les mémoires étant des éléments capricieux et quelquefois capricieux, il est préférable de les monter sur support puis de les mettre en place seulement lorsque les différentes tensions auront été vérifiées et un check-up rapide accompli. L'utilisation des supports n'est pas pratique pour la soudure, car sauf réalisation du circuit en trous métallisés, un nombre assez important de points doivent être soudés des deux côtés du circuit imprimé, mais on y parviendra assez aisément en surélevant de deux millimètres environ le support, donc il faudra lui prévoir des pattes suffisamment longues, cinq millimètres environ.

Lorsque tout est en place, au moment de la mise sous tension, en appuyant sur l'un des boutons lecture ou écriture, les afficheurs doivent être remis à zéro et le télétype doit être maintenu en position mark. Si ce n'est pas le cas, inverser les fils d'alimentation de la bobine du relais ou prendre la tension de commande du transistor haute tension sur la sortie 6 de U_{27} . Appuyer sur le bouton lecture puis sur le bouton départ, et ajuster la période du signal d'horloge (entrée 14 de U_{19}) à 22 millisecondes, enfin s'assurer que l'impulsion en sortie 6 de U_{14} est bien de 20 millisecondes.

Connecter l'entrée de la mémoire à la sortie FSK du convertisseur et après avoir appuyé sur les boutons écriture et départ taper sur le clavier du télétype un court message. Repasser en lecture pour vérifier que la mémoire restitue les mêmes caractères que ceux qui ont été entrés. Le compteur de caractères

doit fonctionner aussi bien en lecture qu'en écriture.

Si tout est restitué correctement, taper cette fois un message de 146 caractères et le relire plusieurs fois afin de détecter une erreur éventuelle. Si une ou plusieurs erreurs apparaissent, vérifier si elles se produisent toujours aux mêmes endroits ou bien pour le ou les mêmes caractères. Dans le premier cas il y a toutes les chances pour que ce soit la mémoire dans laquelle le caractère a été emmagasiné qui présente un défaut. On peut s'en assurer en la changeant si on dispose d'une autre sous la main ou plus simplement (avantage de l'utilisation des supports) l'inverser avec une mémoire sur laquelle il n'aurait pas été constaté de défaut.

Dans le second cas, il sera fort utile de s'assurer que le défaut ne vient pas du télétype.

En dehors de quelques difficultés avec un 74121 capricieux et après remplacement d'un MC724P (circuit RTL abandonné en fabrication par Motorola) par le 74123 l'ensemble ne nous a pas

posé de problèmes particuliers et aucune protection spéciale contre d'éventuels parasites n'a été prise. Le fonctionnement est simple, la réalisation également. Les composants d'usage courant dans les circuits électroniques aussi plutôt que d'utiliser un perforateur et un lecteur de bandes il est préférable d'avoir recours à cette mémoire, c'est une solution peut-être un peu plus coûteuse mais combien plus élégante.

Comme pour tous les appareils que nous jugeons particulièrement intéressants et que nous avons décrits dans ces colonnes, nous envisageons d'en faire un kit, c'est-à-dire si le nombre de nos lecteurs intéressés est suffisant, d'approvisionner les composants et le circuit imprimé pour leur fournir tout ce qui est nécessaire à la réalisation de cette mémoire.

J.-Cl. PIAT
F2ES

Bibliographie : RTTY message generator ham radio 1/75.

Nomenclature figures 1 et 2

U_1	= SN72741 ou LM741
U_2	= SN7410
U_3	= SN7400
U_4	= SN74123
U_5	= SN7493
U_6	= SN7420
U_7	= SN7490
U_8	= SN7490
U_9	= SN7490
U_{10}	} voir texte
U_{11}	
U_{12}	
U_{13}	= SN7400
U_{14}	= SN74121
U_{15}	= SN7420
U_{16}	= SN7410
U_{17}	= SN7400
U_{18}	= SN7406
U_{19}	= SN7493
U_{20}	= SN7493
U_{21}	= SN7493
U_{22}	= SN7442
U_{23}	= C 1101 A
U_{24}	= C 1101 A
U_{25}	= C 1101 A
U_{26}	= C 1101 A
U_{27}	= SN7410

L_1	} diodes électroluminescentes
L_2	
L_3	
L_4	

K = relais Clare HGSM 1023

R_1	= 10 k Ω
R_2	= 100 k Ω
R_3	= 220 Ω
R_4	= 2,2 k Ω
R_5	= 18 k Ω
R_6	= 33 k Ω
R_7	= 4,7 k Ω
R_8	= 470 Ω
R_9	= 470 Ω
R_{10}	= 33 k Ω
R_{11}	= 1,8 k Ω
R_{12}	= 330 Ω
R_{13}	= 330 Ω
R_{14}	= 330 Ω
R_{15}	= 330 Ω

P_1 = 10 k Ω

C_1	= 1 μ F
C_2	= 1 μ F
C_3	= 10 μ F tantale
C_4	= 10 nF
C_5	= 0,22 μ F
C_6	= 22 μ F 15 V
C_7	= 22 μ F 15 V
C_8	= 22 μ F 15 V

Toutes diodes = 1N914 ou 1N4148.

Tous les condensateurs repérés C_D sur le circuit imprimé sont des condensateurs de découplage de 10 nF.

LE STÈTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



MINITEST 1
Signal Sonore
vérification et contrôle des circuits BF, MF, NF, Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

MINITEST 2 Signal Video
appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL
documentation sur demande à

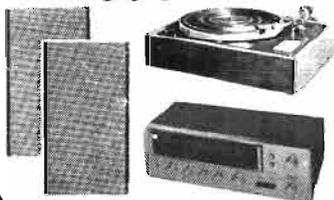
slora 18, Avenue de Spichenen
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

ODEP pub Metz

LE BIFI-CLUB TERAL
VOUS PRESENTE LES
2 « BOMBES » DU SALON :

Sansui
AKAI

Sansui
551

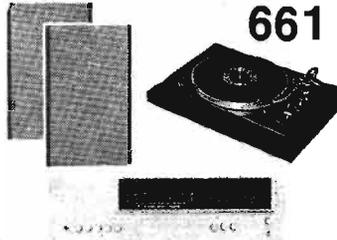


PROMOTION
VALABLE 1 MOIS SEULEMENT

- 551 Ampli-Tuner transistorisé AM/FM stéréo. Un modèle de puissance moyenne avec de hautes caractéristiques.
- Table de lecture B55 Lenco, cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes EOLE 180.

PRIX DE L'ENSEMBLE 3 350 F

Sansui
661



PROMOTION
VALABLE 1 MOIS SEULEMENT

- 661 FM/AM. Stéréo receiver. 2 x 20 watts. Filtre high - loudness - Tuner sensibilité 2,2 µ V - Rapport signal/bruit meilleur que 60 dB.
- Table de lecture CEC BD 2000. Bras en S - Cellule ORTOFON, socle et plexi.
- 2 enceintes B3X Siare, 3 voies.

L'ENSEMBLE 3 950 F



PROMOTION - PRESTIGE Sansui AU 7500

CLASSE SEMI-PROFESSIONNELLE

Amplificateur AU7500 SANSUI avec préampli stéréo séparé par cavalier.

L'un des plus perfectionnés de la gamme Sansui 2 x 43 W

AMPLI-AU 7500

- AU 7500 SANSUI
- Platine SR212 SANSUI
- Cellule mag. socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11.

L'ENSEMBLE 5 250 F

- AU 7500 SANSUI
- Platine TD160 THORENS
- Cellule mag. socle et plexi.
- 2 enceintes 3A Allegretto.

L'ENSEMBLE 5 750 F

- AU 7500 SANSUI
- Platine AP002 AKAI
- Cellule mag. socle et plexi.
- 2 enceintes A3 Adagio.

L'ENSEMBLE 6 200 F

OUI...TERAL VOUS OFFRE TOUJOURS AVEC LE CELEBRE AKAI AA 930 DE MULTIPLES COMBINAISONS DE CHAINES

AKAI
AA 930

SUPER PROMOTION



LE CÉLÈBRE AMPLI TUNER AKAI AA 930 - FM-PO - 2 x 45 watts sur 8 ohms - permet de sortir sur 3 groupes de H.P. séparés ou additionnés 2 par 2 - Raccordement de 2 platines, 2 micros, 1 auxiliaire, 2 magnétophones avec monitoring - Réglages de basses et aigus séparés sur chaque canal. Le AA 930 est équipé des Filtrés Passe-Haut et Passe-Bas, Loudness, Mutting.

POUR : **4 600 F**

- Ampli-tuner AKAI AA930
- Platine au choix : PL12D PIONEER - THORENS TD165 - AKAI AP004 - B et O 1203 - GARRARD 86SB
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : KEF chorale - C3X - Esart E30S - SCOTT S17

PRIX DE L'ENSEMBLE 4 600 F

POUR : **5 400 F**

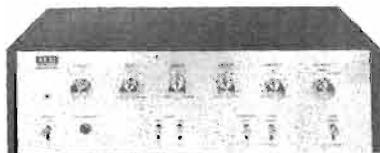
- Ampli-tuner AKAI AA930
- Platine au choix : AKAI AP004 - THORENS TD165 - B et O 1203
- Cellule magnétique, socle et plexi
- 2 enceintes au choix : 3A ALLEGRETTO - SCOTT S11 - FUGUE 50 - JBL L16

PRIX DE L'ENSEMBLE 5 400 F



LES DEUX BOMBES AKAI AU FESTIVAL DU SON

AKAI AA 5200

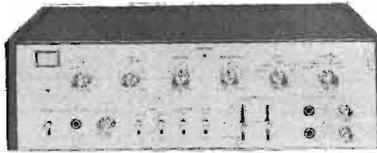


AKAI AA 5200

- Ampli AKAI AA 5200 2 x 20 W
- Platine Lenco B55. Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes EOLE 180

L'ENSEMBLE EN PROMOTION ... 1 900 F

AKAI AA 5800



AKAI AA 5800

- Ampli AKAI AA 5800. 2 x 45 W.
- Platine CEC BD 2000. Cellule ORTOFON, socle et plexi.
- 2 enceintes SIARE C3X.

L'ENSEMBLE EN PROMOTION .. 3 300 F

BIFI-CLUB TERAL

- 30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS - Tél. 307.47.11 - 307.87.74 - 344.67.00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 h à 19 h 45

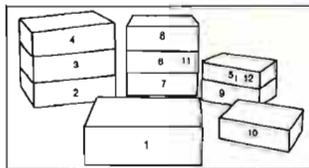
Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM



NIKKO



- 1 : **STA 9090** - 2 x 65 watts
- 2 : **STA 8080** - 2 x 45 watts
- 3 : **STA 7070** - 2 x 34 watts
- 4 : **STA 5050** - 2 x 22 watts
- 5 : **FAM 220** - AM/FM
- 6 : **FAM 500** - AM/FM
- 7 : **TRM 600** - 2 x 34 watts



- 8 : **TRM 500** - 2 x 22 watts
- 9 : **TRM 230** - 2 x 16 watts
- 10 : **TRM 210** - 2 x 12 watts
- 11 : **FAM 500** — TRM 500
- TRM 600
- 12 : **FAM 220** — TRM 210
- TRM 230

man electronic a sélectionné NIKKO
 une des toutes premières marques japonaises de haute fidélité
 NIKKO a choisi man electronic une des sociétés du groupe Major